# L'ÉMISSION ET LA RECEPTION D'AMATEUR

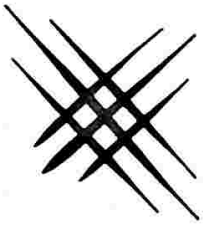
*(6e édition)*

par

**Roger A. RAFFIN**

F3 AV

*Opérateur Radio P.T.T.*
*S. Ingénieur Radio E.C.E.*
*Ingénieur en télécommunication*



LIBRAIRIE DE LA RADIO
101, Rue Réaumur - PARIS-2e
1966

*Du même auteur, à la même librairie :*

— **Technique Nouvelle de Dépannage Rationnel Radio** (3e édition).

— **Technique de la Réception Télévision des champs très faibles** (épuisé).

— **Pratique et Théorie de la T.S.F. - Radiotechnique** (d'après les premiers textes de Paul Berché †), 16e édition.

— **Cours de Radio Elémentaire** (3e édition).

— **Dépannage - Mise au Point - Améliorations des Téléviseurs** (2e édition).

*Toute reproduction, même partielle, de cet ouvrage est interdite. Une copie ou reproduction par quelque procédé que ce soit, photographie, microfilm, bande magnétique, disque ou autre, constitue une contrefaçon passible des peines prévues par la loi du 11 mars 1957, sur la protection des droits d'auteur.*

# PRÉFACE
## de la 1re édition

*Notre ami Roger-A. Raffin a bien voulu me demander de présenter son ouvrage aux OM et futurs OM. C'est avec plaisir que je m'acquitte de cette tâche sympathique.*

*Les lecteurs du* Haut-Parleur *apprécient beaucoup notre confrère, qui collabore régulièrement à cette revue depuis de nombreuses années. Ils ont remarqué que tous ses articles sont rédigés dans un but essentiellement pratique. Car Roger-A. Raffin pense, à juste titre, que si la théorie est une belle chose, celle-ci ne se suffit pas à elle-même. En un mot, ce n'est pas seulement un professionnel de la plume ! La présentation de l'auteur apparaît, d'ailleurs, superflue... Quant à son œuvre, il suffira de consulter la table des matières — particulièrement copieuse — pour avoir une idée de l'ampleur du sujet traité.*

*On remarquera que rien n'a été laissé dans l'ombre. Ce n'est pas là un des moindres mérites de notre excellent confrère : il était très difficile d'aborder, comme il l'a fait, tous les problèmes auxquels se rattachent l'émission et la réception des ondes courtes. Les rares ouvrages qui existent déjà pèchent souvent par omission. Ce reproche ne saurait s'appliquer à celui-ci... Nous ne craignons donc pas de « servir un vieux cliché » en disant que le livre de Roger-A. Raffin comble une lacune ; nous n'émettons là qu'une vérité dont l'évidence s'imposera aux lecteurs avertis. Tout OM se doit de lire... et de méditer ce véritable Handbook français.*

*Edouard JOUANNEAU,*

# PRÉFACE

*Préfacer l'ouvrage de mon ami Raffin F3AV est un honneur et un plaisir.*

*Sans aucune contrainte, sans aucune arrière-pensée, il est très agréable de pouvoir certifier le sérieux de cet ouvrage indispensable à l'amateur.*

*Bannissant les formules anciennes, qui impliquaient à tout auteur d'un livre sur la radio d'amateur la nécessité de rappeler les théories physiques d'où découlent celles particulières à la radio, F3AV se plante devant l'amateur et lui dit :*

*« Vous avez lu vos livres de physique, élémentaires ou supérieurs.*

*« Vous vous y reporterez pour vous remettre dans l'atmosphère et connaître tout de même l'A B C de la télégraphie sans fil (comme l'on disait autrefois...).*

*« Mais ce que je veux, c'est vous guider intelligemment (... et il s'y connaît, F3AV !) dans ce dédale que constitue la radio d'amateur, et ce tant au point de vue technique qu'au point de vue pratique. »*

*EMISSION, RECEPTION, oui ; mais chacun de ces titres comporte des sous-titres si nombreux et variés que je vous laisse le soin de les compter et, par là même de vous faire une idée de la multiplicité des cas étudiés.*

*Pour moi, j'ai apprécié cette variété de sujets traités, et surtout les procédés simples, les explications lumineuses qui doivent permettre à tous ceux « qui ont le microbe » de devenir de bons artisans radio, de bons techniciens.*

*Ce livre s'adresse aux débutants, aux jeunes que j'ai toujours désiré encourager, aux amateurs avertis, car, sous un volume réduit, il condense des « tuyaux », des renseignements, des théories qu'il est permis de n'avoir pas toujours présents à l'esprit.*

*Les Américains nous ont présenté des Handbooks variés, tous fort bien documentés et rédigés.*

*J'estime que l'ouvrage de F3AV leur est supérieur sur le plan « français », car il se met à la portée de l'amateur français, qui ne dispose, hélas ! pas de la variété du matériel disponible aux U.S.A.*

*F3AV a eu le courage de s'atteler à cette tâche ardue, de rechercher pour l'OM français TOUT ce qui pouvait lui être utile, et il a parfaitement réussi. De plus, il a su expliquer simplement le pourquoi des choses... et ce n'est pas là son moindre mérite.*

*Bravo et 73 bien cordiales de*

*G. BARBA F8LA,*

Président d'Honneur du R.E.F.

# INTRODUCTION

Je me dois d'avertir immédiatement mes lecteurs que cet ouvrage n'est pas un traité destiné à apprendre la radioélectricité ; il ne s'adresse donc pas directement au profane, mais à l'amateur déjà dégrossi des principales notions élémentaires de radiotechnique.

Néanmoins, par leurs multiples détails et leurs explications toujours reprises à la base, chaque sujet est abordable par le débutant « Ondes Courtes », et saura, en même temps, retenir l'attention de l'amateur chevronné.

Mon but est de faire connaître exactement aux OM ou futurs OM le rôle exact des organes qu'ils emploient pour le fonctionnement du montage qu'ils exploitent (émetteur ou récepteur).

Ce livre ne fait pas appel à des mathématiques exagérées (dérivées, imaginaires, etc.) qui, souvent, ne contribuent qu'à embrouiller à jamais les idées claires que tout amateur devrait avoir sur telle ou telle question, si l'on faisait tout bonnement appel à ses connaissances d'ordre général.

Théorique ? Certes, cet ouvrage l'est un peu, il le faut ! Mais juste le strict nécessaire pour faire mieux comprendre le fonctionnement des diverses parties d'un récepteur ou d'un émetteur ondes courtes.

Par contre, il est « bourré » de montages divers, de réalisations pratiques des plus simples aux plus complexes, procédés de réglage, mise au point, tours de main, etc. L'amateur piqué par le microbe du trafic ondes courtes trouvera tous les détails souhaitables pour la mise sur pied d'une « station » plus ou moins importante, ou pour l'amélioration du poste qu'il possède déjà.

De plus, on trouve dans cet ouvrage plusieurs montages de récepteurs et d'émetteurs (ou parties de récepteurs et d'émetteurs) conçus de façon telle que la réalisation puisse se faire par étapes successives, afin, d'une part, de ne pas « percer » brutalement le budget-radio de l'amateur, et d'autre part, d'amener l'intéressé à la possession parfaite des fonctions de chaque circuit. Et cela, en formant, en fin de compte, des ensembles importants et puissants.

Que l'on ne s'y trompe cependant pas ! Cet ouvrage n'est pas un recueil de schémas glanés de droite ou de gauche, bons ou mauvais, livrés brutalement et sans détails. Il s'agit au contraire de montages longuement étudiés, expérimentés et éprouvés, des montages qui sont des applications pratiques directes des explications techniques théoriques qui ont précédé, des schémas « expliqués »... l'un des buts de ce livre étant d'apprendre et de faire comprendre.

En résumé, cet ouvrage vise à mettre l'émission d'amateur à la portée de **tous.** Par étapes successives (toujours !), le lecteur sentira naître en lui : l'amateur complet, le technicien parfait !

Dans cet ouvrage, on ne trouvera pas de montages à lampes ou à transistors tellement... simples qu'ils ne fonctionnent pas, ou très mal ! Nous pensons que

ce procédé est une très mauvaise politique, surtout vis-à-vis des jeunes lecteurs ; en fait, ils font des dépenses inutiles (sur un budget parfois bien faible), ils sont déçus, puis découragés.

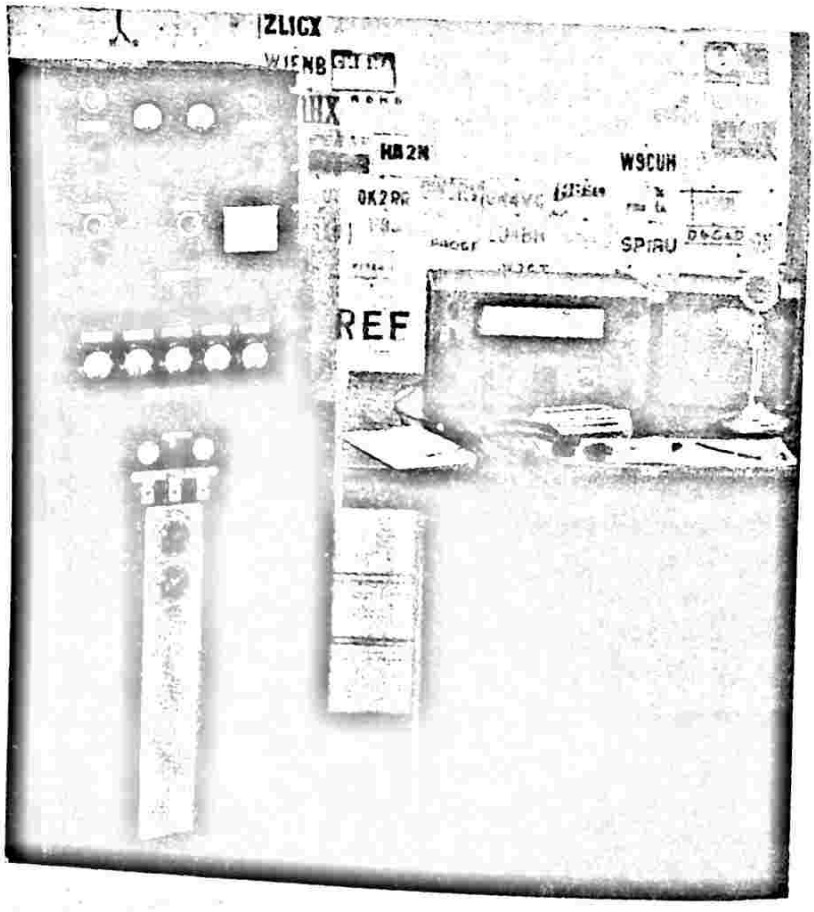
En vérité, dans cet ouvrage que certains professionnels des O.C. m'ont fait l'honneur d'adopter comme « instrument de travail » au même titre que les amateurs, je n'ai voulu présenter que des montages éprouvés, donnant des résultats incontestablement bons, voire excellents.

La **législation française** limite la puissance alimentation des émetteurs d'amateurs à 100 watts, prévoyant par ailleurs que l'étage final HF ne doit pas être équipé d'un tube ayant une dissipation anodique supérieure à 75 watts (voir chapitre XXII). Néanmoins, on pourra trouver dans cet ouvrage des descriptions d'émetteurs présentant des puissances nettement supérieures à celles que nous venons d'indiquer. Pourquoi ? Parce que ce livre n'est pas seulement lu qu'en France, mais aussi à l'étranger. Ensuite, parce que des professionnels de l'émission OC, non limités par la réglementation « amateurs », sont aussi nos lecteurs.

D'ailleurs, au cours des chapitres IX, XII, XV et XVI les montages d'émetteurs susceptibles de convenir aux amateurs français sont indiqués par la mention **(OM) dans le titre.**

Je tiens à remercier, ici, le « Service Technique » de la revue « Le Haut-Parleur » pour tous les renseignements qu'il m'a été possible de puiser dans sa volumineuse documentation. Il n'est pas interdit, en effet, de se documenter ; comment pourrait-on faire autrement pour rédiger un livre que l'on désire **complet** : l'auteur qui travaille **uniquement** avec ses recherches personnelles n'est malheureusement pas encore de ce monde ! En conséquence, chaque fois que le cas se présentera, le lecteur en sera avisé par la référence du texte et la bibliographie générale à la fin du volume ; il pourra ainsi consulter facilement l'original et obtenir, éventuellement, des renseignements plus complets.

Roger-A. RAFFIN.



CHAPITRE PREMIER

# Les Ondes courtes et les amateurs

Les ondes courtes sont les seules, présentement, qui puissent nous apporter du nouveau, tant aux points de vue émission lointaine que télévision, par exemple. Et l'on peut affirmer que ce sont les bénévoles et persévérants amateurs qui, par leurs inlassables recherches et essais, ont montré ce que « valaient » les ondes courtes, ce que l'on pouvait en attendre même avec des puissances réduites.

Depuis les essais de Turpain en 1894, à Bordeaux, réalisant la première expérience de radiotélégraphie, la liaison Tour Eiffel-Panthéon par Ducretet le 26 octobre 1898, et la traversée de la Manche entre Douvres (South-Foreland Phare) et Wimereux, par le radiotélégramme de G. Marconi à E. Branly en 1899..., la radio a fait des pas de géant ; mais son évolution a nettement été épaulée par l'activité intense de tous les radios amateurs du globe qui participèrent, dès les premiers jours, aux grandes expériences.

Lorsque, les 12 et 13 décembre 1901, Marconi réussit à transmettre en morse, depuis Cornwall (station de Poldhu) à Saint-Johns de Terre-Neuve, les signaux de la lettre « S », en même temps que lui, un amateur américain détectait lesdits signaux avec un appareil de fortune de sa propre construction. Puis un nombre croissant de fanatiques construisent eux-mêmes émetteurs et récepteurs, si bien qu'en 1912, on peut compter aux U.S.A. plus de stations d'amateurs « experimenters » que de stations officielles ! Dans un brûlant désir de coopération, des radio-clubs naissent en Amérique et en Europe :

En 1913, à Londres, la R.S.G.B. (Radio Society of Great Britain) ; en 1914, aux U.S.A., l'A.R.R.L. (American Radio-Relay League) ; en 1925, le R.E.F. en France (Réseau des Emetteurs Français), toutes sociétés filiales de l'I.A.R.U. (International Amateurs Radio Union).

Pendant la guerre de 1914-18, de nombreux amateurs sont enrôlés dans les services militaires de la T.S.F., et c'est à partir de 1920 que les amateurs mondiaux, dont le nombre augmente toujours, s'acharnent de plus belle à leurs essais.

Le 2 novembre 1920, un ingénieur américain eut l'idée originale de diffuser de sa station expérimentale KDKA de Pittsburgh, installée dans un garage, les péripéties de l'élection du Président Warren G. Harding, contre son adversaire James C. Cox, et ce fut le signal du grand départ ! L'appareil récepteur était bon pour la masse du peuple ; on essayait le nouveau couplage à réaction préconisé par Meissner, etc. Mais les plus exigeants voulaient avoir leur propre station ; si bien qu'en 1923, les U.S.A. comptaient déjà 1.105 émetteurs !

Sans restriction, chacun opérait à son gré ; on imagine le résultat d'un tel état de choses : chaos pur et simple, effroyables interférences. Ce régime ne pouvait plus durer ; il convenait d'apporter de l'ordre, et ce fut l'œuvre du « Radio-Act » de 1927, sanctionnant l'exploitation privée et instituant un contrôle technique.

Mais en France aussi, les amateurs étaient de la partie, s'intéressant davantage aux ondes courtes de l'époque (au-dessous des 200 m.), jugées longtemps sans valeur pour la radiotélégraphie commerciale. On se remémore avec un certain plaisir ce QSO bilatéral effectué le 16 décembre 1923 par 8 BF (en rapport avec 8 AB) avec la station de l'amateur américain W1MO. Depuis, les amateurs n'ont cessé d'apporter leur concours désintéressé pour assister les offices gouvernementaux, seconder ingénieurs et techniciens, et répondre volontiers à toutes les demandes. Voici d'ailleurs, classés chronologiquement, les plus importants travaux des amateurs depuis ces essais transatlantiques :

**1925.** — Ecoulement du trafic officiel par F8JN durant une panne du poste G.O. de Saïgon ; envoi par sa station de mes-

ce procédé est une très mauvaise politique, surtout vis-à-vis des jeunes lecteurs ; en fait, ils font des dépenses inutiles (sur un budget parfois bien faible), ils sont déçus, puis découragés.

En vérité, dans cet ouvrage que certains professionnels des O.C. m'ont fait l'honneur d'adopter comme « instrument de travail » au même titre que les amateurs, je n'ai voulu présenter que des montages éprouvés, donnant des résultats incontestablement bons, voire excellents.

La **législation française** limite la puissance alimentation des émetteurs d'amateurs à 100 watts, prévoyant par ailleurs que l'étage final HF ne doit pas être équipé d'un tube ayant une dissipation anodique supérieure à 75 watts (voir chapitre XXII). Néanmoins, on pourra trouver dans cet ouvrage des descriptions d'émetteurs présentant des puissances nettement supérieures à celles que nous venons d'indiquer. Pourquoi ? Parce que ce livre n'est pas seulement lu qu'en France, mais aussi à l'étranger. Ensuite, parce que des professionnels de l'émission OC, non limités par la réglementation « amateurs », sont aussi nos lecteurs.

D'ailleurs, au cours des chapitres IX, XII, XV et XVI les montages d'émetteurs susceptibles de convenir aux amateurs français sont indiqués par la mention **(OM)** dans le titre.

Je tiens à remercier, ici, le « Service Technique » de la revue « Le Haut-Parleur » pour tous les renseignements qu'il m'a été possible de puiser dans sa volumineuse documentation. Il n'est pas interdit, en effet, de se documenter ; comment pourrait-on faire autrement pour rédiger un livre que l'on désire complet : l'auteur qui travaille uniquement avec ses recherches personnelles n'est malheureusement pas encore de ce monde ! En conséquence, chaque fois que le cas se présentera, le lecteur en sera avisé par la référence du texte et la bibliographie générale à la fin du volume ; il pourra ainsi consulter facilement l'original et obtenir, éventuellement, des renseignements plus complets.

Roger-A. RAFFIN.



CHAPITRE PREMIER

# Les Ondes courtes et les amateurs

Les ondes courtes sont les seules, présentement, qui puissent nous apporter du nouveau, tant aux points de vue émission lointaine que télévision, par exemple. Et l'on peut affirmer que ce sont les bénévoles et persévérants amateurs qui, par leurs inlassables recherches et essais, ont montré ce que « valaient » les ondes courtes, ce que l'on pouvait en attendre même avec des puissances réduites.

Depuis les essais de Turpain en 1894, à Bordeaux, réalisant la première expérience de radiotélégraphie, la liaison Tour Eiffel-Panthéon par Ducretet le 26 octobre 1898, et la traversée de la Manche entre Douvres (South-Foreland Phare) et Wimereux, par le radiotélégramme de G. Marconi à E. Branly en 1899..., la radio a fait des pas de géant ; mais son évolution a nettement été épaulée par l'activité intense de tous les radios amateurs du globe qui participèrent, dès les premiers jours, aux grandes expériences.

Lorsque, les 12 et 13 décembre 1901, Marconi réussit à transmettre en morse, depuis Cornwall (station de Poldhu) à Saint-Johns de Terre-Neuve, les signaux de la lettre « S », en même temps que lui, un amateur américain détectait lesdits signaux avec un appareil de fortune de sa propre construction. Puis un nombre croissant de fanatiques construisent eux-mêmes émetteurs et récepteurs, si bien qu'en 1912, on peut compter aux U.S.A. plus de stations d'amateurs « experimenters » que de stations officielles ! Dans un brûlant désir de coopération, des radio-clubs naissent en Amérique et en Europe :

En 1913, à Londres, la R.S.G.B. (Radio Society of Great Britain) ; en 1914, aux U.S.A., l'A.R.R.L. (American Radio-Relay League) ; en 1925, le R.E.F. en France (Réseau des Emetteurs Français), toutes sociétés filiales de l'I.A.R.U. (International Amateurs Radio Union).

Pendant la guerre de 1914-18, de nombreux amateurs sont enrôlés dans les services militaires de la T.S.F., et c'est à partir de 1920 que les amateurs mondiaux, dont le nombre augmente toujours, s'acharnent de plus belle à leurs essais.

Le 2 novembre 1920, un ingénieur américain eut l'idée originale de diffuser de sa station expérimentale KDKA de Pittsburgh, installée dans un garage, les péripéties de l'élection du Président Warren G. Harding, contre son adversaire James C. Cox, et ce fut le signal du grand départ ! L'appareil récepteur était bon pour la masse du peuple ; on essayait le nouveau couplage à réaction préconisé par Meissner, etc. Mais les plus exigeants voulaient avoir leur propre station ; si bien qu'en 1923, les U.S.A. comptaient déjà 1.105 émetteurs !

Sans restriction, chacun opérait à son gré ; on imagine le résultat d'un tel état de choses : chaos pur et simple, effroyables interférences. Ce régime ne pouvait plus durer ; il convenait d'apporter de l'ordre, et ce fut l'œuvre du « Radio-Act » de 1927, sanctionnant l'exploitation privée et instituant un contrôle technique.

Mais en France aussi, les amateurs étaient de la partie, s'intéressant davantage aux ondes courtes de l'époque (au-dessous des 200 m.), jugées longtemps sans valeur pour la radiotélégraphie commerciale. On se remémore avec un certain plaisir ce QSO bilatéral effectué le 16 décembre 1923 par 8 BF (en rapport avec 8 AB) avec la station de l'amateur américain W1MO. Depuis, les amateurs n'ont cessé d'apporter leur concours désintéressé pour assister les offices gouvernementaux, seconder ingénieurs et techniciens, et répondre volontiers à toutes les demandes. Voici d'ailleurs, classés chronologiquement, les plus importants travaux des amateurs depuis ces essais transatlantiques :

**1925.** — Ecoulement du trafic officiel par F8JN durant une panne du poste G.O. de Saïgon ; envoi par sa station de mes-

sages aux observatoires du monde entier, sur la demande du général Ferrié.

**1926.** — Liaisons sur 32 et 75 m. avec les navires « Jacques-Cartier » et « Ville-d'Ys », à la demande de l'O.N.M.

**1927.** — Emission souterraine effectuée dans les mines de Bruay par F8DU, 8 JF et 8 JN.

**1928.** — a) Ecoutes des émissions radioélectriques de l'hydravion « La Frégate » sur le trajet Paris-les Açores ;

b) Sur la demande du service de la T.S.F., écoute des stations JOAK (Japon) et YR (Lyon) ;

c) Ecoute de la station de Melbourne sur 31,60 m.

**1929-1935.** — Ecoutes des émissions radioélectriques des avions à l'occasion des raids suivants : Paris-Calcutta (Rossi et Le Brix) ; Paris-La Réunion (avion Saint-Didier) ; New-York - Rayack, Paris - New-York et Istres-Porto-Rico (Codos et Rossi).

**1931.** — Ecoutes de la Mission Citroën au Centre-Asie.

**1932-1933.** — Ecoutes de l'expédition antarctique de la N.R.R.L. ; écoutes de la mission polaire française au Scoresby-Sund.

A l'occasion, **études de la propagation** sur les diverses bandes pendant les éclipses, aurores boréales, orages magnétiques et, plus récemment, durant l'explosion de la première bombe atomique à Bikini (à ce sujet, signalons que rien d'anormal ne fut constaté pendant cette expérience). Les amateurs ne manquent pas non plus de se mettre au service de la Croix-Rouge, pour l'identification des victimes, par exemple, dans le cas de catastrophes importantes (cas de l'incendie de l'hôtel Winecoff d'Atlanta, U.S.A., 7-12-46 ; cas de la formidable tornade ravageant le West-Gulf au Texas et Oklahoma, en avril 1947 ; cas de l'explosion du navire français « Grandcamp » en rade de Texas-City, le 16 avril 1947, etc.).

Nous croyons utile de rappeler ici un extrait de l'article 8 du Règlement national des radiocommunications (décret du 28 décembre 1926) précisant les conditions d'exploitation des émetteurs français, 5e catégorie :

« Les postes émetteurs privés soumis à une autorisation officielle gouvernementale ne doivent servir exclusivement qu'à l'échange de messages utiles au fonctionnement des appareils entre stations d'amateurs, communications techniques, courts passages de musique enregistrée, etc.), à l'exclusion de toute correspondance ayant un caractère d'utilité actuelle et personnelle, et de toute émission présentant un caractère de radiodiffusion. »

C'est peu, mais c'est suffisant, les amateurs contribuant, malgré ces restrictions, à l'évolution et à l'amélioration de la technique pure. En effet, non seulement un vrai « experimenter », un OM, construit lui-même sa propre station, mais bien souvent il en façonne les pièces détachées (transfos, selfs, condensateurs, micro même, etc.). L'amateur digne de ce nom passe autant de temps à essayer de nouveaux schémas, à réaliser de nouveaux montages (quelquefois de son idée) qu'à pomper sur « l'air ». Après l'heureux aboutissement de ses essais, vite il démonte, pour essayer autre chose !

« Amateur-émetteur » ; le terme « amateur » n'est péjoratif que pour celui qui se *croit* « professionnel » ! Et pourtant, les qualités que doit posséder tout *vrai amateur*, combien de professionnels les possèdent ? D'ailleurs, le règlement d'Atlantic-City définit le « service amateur » comme un service d'instruction individuelle, d'intercommunication et d'étude technique (effectué par des amateurs, c'est-à-dire des personnes dûment autorisées à la technique de la radioélectricité à titre personnel et sans intérêt pécuniaire).

Ce texte officiel semble donc reconnaître les services rendus par les amateurs et l'utilité de ceux-ci.

Sous l'impulsion du R.E.F., certaines stations diffusent régulièrement les C.T.A. (cours techniques sur l'air). Il s'agit de communiquer aux amateurs des tuyaux nouveaux ou des explications détaillées sur des questions un peu trop arides pour certains. Les sujets deviennent compréhensibles pour tous, émetteurs ou candidats émetteurs. Les C.T.A. satisfont bien la formule « Instruire et documenter de la façon la plus agréable ».

Enfin, le R.U. (Réseau d'urgence) est la concrétisation même du trafic d'amateurs tel qu'il est autorisé en France. Il est destiné à permettre, en cas de besoin, une liaison rapide et efficace entre tous les points de la France et de l'Union française, assurée uniquement par des amateurs. En temps normal, le R.U. diffuse des messages urgents (départs d'avions de grands raids, essais spéciaux, conditions de propagation anormales, signalisation d'essais U.H.F., trafic R.U. colonies, etc.). Tout est prévu pour la mise sur pied du R.U. à la moindre alerte ; c'est ainsi qu'il a apporté une précieuse collaboration dans des catastrophes privant momentanément de communications des régions entières.

Enfin, nous dirons quelques mots sur l'activité des radios devenus... clandestins.

pendant la dure épreuve de l'occupation ennemie. De 1941 à 1943, la France combattante installa environ 500 postes émetteurs-récepteurs ; d'autre part, de nombreux amateurs réussirent à récupérer quelque matériel et à reconstruire de petites stations (on peut dire sans exagérer : une par département environ). Ne disposant que de bien faibles moyens de protection, ils travaillèrent au milieu des troupes d'occupation disposant cependant, elles, de moyens de police et de contre-espionnage puissants. Parmi tous ces volontaires, dont certains durent payer leur action par le peloton d'exécution, il en est qui sont restés dans l'obscurité sans que l'on sache pourquoi, car leur travail n'était ni moins utile, ni moins dangereux que celui des autres agents des réseaux de renseignements.

Le territoire fut divisé en régions dans lesquelles les réseaux d'action furent une « Chaîne-radio » et les réseaux de renseignements un « Centre d'antenne » (deux appellations désignant, d'ailleurs, des organisations semblables). Une trentaine de postes puissants (nous ne parlons pas des émetteurs-valises) furent parachutés sur le territoire ; d'autres stations, construites de toutes pièces par certains OM, furent mises à la disposition des maquis, « pianos et opérateurs » ! C'est ainsi que le réseau de radio des F.F.C. fut organisé à la base, sous l'égide des commandants Panier et Valois. Et l'on peut dire que, par des moyens spéciaux de transmission, les postes et les voitures goniométriques de l'armée allemande furent tenus en échec dès le printemps 1943. Un nombre imposant de liaisons avec Londres et Alger fut réalisé. Télégrammes, messages, ordres, demandes, etc., constituaient les signaux qui suivaient le contact établi après le passage répété de l'indicatif constitué par trois lettres de l'alphabet (par exemple : BOS, VWO).

Parallèlement aux organisations militaires, des amateurs travaillaient en liaison avec la Résistance civile, grâce à leurs stations reconstruites ; ils transmettaient les programmes français de la B.B.C. C'est ainsi que l'on peut mentionner, à titre indicatif, « Radio 41 » et « Radio Centre Liberté ». Depuis le début de 1942 jusqu'à la Libération, ce dernier émetteur a retransmis les programmes de Londres, Brazzaville, Léopoldville et la N.B.C. à la barbe de l'occupant, et avec une puissance de 230 watts. Le lieu d'émission ne varia jamais ; mais sa sauvegarde fut assurée par la multiplicité des longueurs d'onde utilisées, et les auditeurs régionaux purent obtenir une écoute puissante, confortable, exempte de brouillages.

Et maintenant, que sont devenus ces hommes ? Nous gardons le souvenir ému de ceux qui sont tombés en France ou en Allemagne, parmi lesquels Pierre Louis F8BF.

Nous avons accueilli avec joie le retour de certains des camps d'extermination. Les autres, ceux qui ont été vainqueurs de la Gestapo et de la Milice, ont vu le résultat de leurs travaux courageux et de leur belle initiative. Hommes aux pseudonymes inattendus, ils restent, pour beaucoup, des êtres mythiques, les héros d'une belle page d'histoire, dont l'épilogue fut la Libération de la France. Aujourd'hui, ils ont repris paisiblement, et légalement cette fois, leurs inlassables recherches.

« Quoi qu'il en soit, l'amateurisme est une excellente école, tant pour la pratique et la théorie que pour le caractère et les qualités morales. » (J.-G. Poincignon.)

« A tous ces titres, l'amateurisme mérite vivement d'être encouragé et, particulièrement, dans les écoles techniques et les grandes écoles, où il contribue puissamment à la formation des ingénieurs et techniciens. » (M. Lehmann.)

CHAPITRE II

# Rappel de quelques notions fondamentales

## § 1. — Tubes à vide

La lampe de radio n'est pas l'œuvre des travaux d'un seul homme ; de nombreux physiciens et techniciens ont participé à son évolution et ont travaillé à lui donner ses formes présentes.

N'importe quelle lampe actuelle comprend un dispositif diode de base : cathode et anode, électrodes entre lesquelles se placent de 0 à 6 grilles.

1° **La diode.** — Lampe à deux électrodes utilisée en redresseuse (kénotrons) et en détectrice (genres 81, double diode 6H6) ;

2° **La triode.** — Lampe à trois électrodes qui a vu le jour vers 1907, mais ne fut guère exploitée pratiquement que vers 1916 (genres actuels : 6C4 - 6A3) ;

3° **La tétrode.** — Lampe à quatre électrodes, dérivée immédiate de la triode, comme tous les tubes qui vont suivre. Dans cette classe se rangent les tubes bigrilles et les lampes à écran (pente fixe et pente variable) (genres 24, 35) ;

4° **La pentode.** — Lampe à cinq électrodes ; elle permet une amplification haute et moyenne fréquence importante, et un rendement des plus intéressants en basse fréquence (genre 6BA6, EL84) ;

5° **L'hexode** (six électrodes), **l'heptode** (sept électrodes) et **l'octode** (huit électrodes) apportent des solutions élégantes pour le changement de fréquence à une ou deux lampes, la commande automatique de volume, le circuit antiparasite Lamb, etc. ;

6° Enfin, les **lampes complexes** ; nous citerons pour mémoire : la « triple twin » ou lampe dite à électrodes flottantes (genre 6B5) ; la double triode (genre 53) ; la triode-pentode (genre 6F7) ; la triode-heptode (genre ECH81) ; la pentode-valve (12A7) ; la double diode-triode (6Q7) ; la double diode-pentode (6H8 et EBL1), etc. Ces tubes permettent des réalisations condensées parfois très intéressantes.

Dans l'ampoule de ces tubes, dits « tubes à vide », règne une pression d'au plus $10^{-7}$ mm. de mercure.

Une autre classification importante peut intervenir, à savoir : les tubes à chauffage direct et les tubes à chauffage indirect. On dit qu'une cathode est à chauffage direct lorsque le courant qui est chargé de chauffer cette électrode traverse la cathode elle-même ; en d'autres termes, c'est le filament en tungstène pur, en tungstène thorié ou recouvert d'oxydes de métaux alcalino-terreux, qui tient directement le rôle de cathode (lampes genres A409, 2A3, 1T4, etc.). Il importe de chauffer cette cathode à la température optimum prévue par le constructeur, donc de respecter minutieusement la tension de chauffage recommandée. Un chauffage trop poussé écourte la vie du filament ; un chauffage insuffisant abrège la durée de ses propriétés émissives.

Dans la lampe à chauffage indirect, le filament est entouré d'un petit tube de nickel recouvert d'oxydes et formant cathode (lampes genres EF86, 6L6, etc.). Dans ce cas, l'émission électronique est constante et très peu sensible aux fluctuations de la tension de chauffage. D'autre part, tous les points de la cathode se trouvent au même potentiel (d'où le nom de cathode équipotentielle).

## § 2. — Tétrodes et pentodes de puissance

Accordons une mention spéciale à ce genre de tubes qui sont employés sous certaines formes à l'émission (amplification H.F. de puissance).

Les valeurs réduites de la capacité interne grille 1 - anode (ordre du centième de pF) éliminent, mieux que le système de neutrodynage le plus perfectionné, tout transfert électrostatique d'énergie de plaque à grille de commande. L'emploi de tels tubes est donc tout à fait séduisant en O.C.

Pour permettre à la valeur maximum de tension haute fréquence de prendre naissance aux bornes du circuit antirésonnant anodique, sans que l'anode prenne toutefois une tension instantanée plus petite que celle de l'écran, ces tubes de puissance fonctionnent en général avec une tension d'écran qui n'est que le cinquième de la tension plaque.

Il va sans dire, d'autre part, que dans le cas de l'emploi de tels tubes en classe B ou C, dans lesquelles la grille de commande devient positive, celle-ci ne devra jamais atteindre, en tension instantanée, la valeur de la tension d'alimentation d'écran.

## § 3. — Tubes à gaz

1° **Phanotrons.** — A côté des tubes à vide voisinent les tubes à gaz, dont l'emploi est courant en émission, principalement les valves de redressement appelées phanotrons (par opposition aux kénotrons : valves à vide). Il existe deux grandes classes de phanotrons :

a) **Les valves à haute pression :** telles les valves de chargeurs Tungar, dans l'ampoule desquelles se trouve de l'argon à la pression de 4 ou 5 cm. de mercure, et qui ne redressent que quelques dizaines de volts, mais plusieurs ampères.

b) **Les valves à basse pression :** telles les valves à vapeur de mercure à cathode chaude (genre 83). A l'intérieur de l'ampoule règne une atmosphère de vapeur de mercure (1) à une pression moyenne de 15 millièmes de millimètre de mercure. On produit cette vapeur en introduisant quelques gouttelettes de mercure dans l'ampoule parfaitement vidée d'air. On sait que, dans une valve à vide poussé, la charge d'espace entre cathode et anode produit une chute de tension parfois importante dans le redressement. Dans une valve à vapeur de mercure, au contraire, les chocs des électrons issus du filament libèrent les ions positifs de cette vapeur, lesquels neutralisent l'effet de la charge spatiale. Quel que soit le débit d'une telle valve, la chute de tension interne est pratiquement constante (environ une quinzaine de volts). C'est une qualité précieuse dont on ne manque pas de tirer profit pour l'alimentation d'amplificateurs exigeant de forts appels de courant (amplis classe B).

En fait, les variations de tension redressée n'atteignent que 5 % environ. D'autre part, la présence d'une atmosphère gazeuse dans une valve permet des débits de courant redressé beaucoup plus importants que dans une valve à vide (à tension anode-cathode égale). Les conditions d'utilisation de ces valves phanotrons sont déterminées par deux points :

*a*) Le courant instantané maximum, c'est-à-dire le débit maximum demandé par l'appareil à alimenter, sans risquer l'endommagement de la cathode (de toutes façons, il est capital de prévoir un filtre avec self en tête, c'est-à-dire une self avant le premier condensateur de filtrage d'un filtre en $\pi$ ordinaire. Cette bobine de self limite le courant traversant les valves).

*b*) La tension inverse maximum, c'est-à-dire la tension maximum qui peut exister entre cathode et anode dans le sens de la non-conductibilité de la redresseuse, sans qu'un arc ne s'amorce entre ces deux électrodes. La tension inverse maximum qui peut être appliquée entre cathode et anode d'une valve est égale à la tension maximum « Emax » aux *extrémités* de l'enroulement secondaire du transformateur moins la chute de tension interne de la redresseuse. Et n'oublions pas que Emax est égale à Eeff $\times \sqrt{2}$, c'est-à-dire égale à la tension efficace (tension donnée par un voltmètre) multipliée par $\sqrt{2}$.

2° **Thyratrons.** — Il s'agit là de simples triodes à gaz (néon, argon, hélium) qui présentent, néanmoins, un certain nombre de différences avec les triodes à vide.

Une tension étant appliquée sur l'anode d'un thyratron, le courant anodique ne prend pas naissance si la grille est placée, par rapport à la cathode, à une tension suffisamment négative. Si l'on diminue cette tension négative de grille (en valeur absolue) — ou si l'on augmente la tension d'anode — le courant anodique s'établit brusquement à partir d'une certaine valeur. De plus, une fois ce courant plaque amorcé, la grille n'a plus aucune action sur lui. Elle ne peut ni l'arrêter, ni le diminuer. Pour supprimer de nouveau le courant anodique, il faut diminuer considérablement ou couper la tension appliquée à l'anode.

Un thyratron est caractérisé par les points suivants :

*a*) Tension inverse maximum ;

*b*) Tension d'anode maximum ;

(1) Bien qu'il existe une différence notable entre un gaz et une vapeur, ces redresseurs sont cependant classés dans les tubes à gaz.

*c*) Intensité instantanée anodique maximum ;

*d*) Intensité anodique moyenne ;

*e*) Durée de désionisation, c'est-à-dire le temps minimum pour que l'ionisation du gaz cesse, afin que la grille puisse de nouveau agir ;

*f*) Rapport de commande de grille, c'est-à-dire le rapport entre la tension anodique et la tension de grille à l'instant du déclenchement du courant plaque, pour cette valeur de tension d'anode.

Les thyratrons sont utilisés dans la transformation statique d'une tension continue en tension atlernative (voir chapitre VI, § 5) et aussi dans la création de tensions de relaxation pour les bases de temps d'oscillographes cathodiques (voir chapitre VIII, § 3, et chapitre XXI, § 8).

3° **Valves à grille.** — Certaines redresseuses employant la vapeur de mercure possèdent, de plus, une grille placée entre cathode (filament) et anode (genre valve KY21). Le principe consiste simplement à appliquer sur la grille une tension de blocage qui annule le débit anodique. Cela est possible ici (contrairement à ce que nous venons de voir pour les thyratrons), parce que l'anode du tube est alimentée en *alternatif* (fonctionnement en redresseuse). Dans un montage émetteur, ce type de valve permet un système de manipulation intéressant (voir chapitre V, § 9).

4° **Tubes régulateurs.** — Dans de nombreux cas, nous devons disposer d'une tension continue d'alimentation parfaitement stable. Ordinairement, on a recours à des tubes à gaz régulateurs ou stabilisateurs (genre VR 150-30, VR 105-30, etc.), qui sont vraiment intéressants pour cet usage. La chute de tension de ces tubes est, ainsi, constante pour une plage de régulation importante, et l'on freine de 90 % environ les variations de tension.

Avec des régulateurs courants, on doit, néanmoins, se borner à alimenter les circuits dont la consommation est de l'ordre d'une trentaine de milliampères. Il va sans dire que l'on ajuste le débit du courant traversant le tube régulateur par une résistance en série et que la tension régulée apparaît aux bornes de ce tube. Si l'on désire une tension régulée supérieure, on peut monter plusieurs tubes en série en les shuntant respectivement par des résistances de 500.000 ohms, pour faciliter l'amorçage. Notons qu'en général, la tension d'amorçage est de 30 % plus élevée environ que la tension de régulation. Nous verrons au chapitre VI quelques procédés de régulation de tension par tube à gaz.

## § 4. — Caractéristiques statiques

Les principales caractéristiques électriques qui définissent une lampe de radio, de la triode à l'octode, sont :

*a*) la résistance interne ;

*b*) le coefficient d'amplification ;

*c*) la pente (ou conductance mutuelle).

Ce sont ces caractéristiques qui sont indiquées par les constructeurs dans leurs catalogues.

**Résistance interne :** Si l'on fait varier la tension plaque d'une valeur $v$, il s'ensuit une variation $i$ du courant plaque. Ces deux valeurs sont liées par la relation :

$$\varrho = \frac{v}{i} = \text{constante} \quad (1)$$

$\varrho$ est la résistance interne de la lampe en ohms, valeur qu'il ne faut pas confondre avec la résistance en courant continu de l'espace anode-cathode. Cette dernière résistance qui, elle, est loin d'être constante, est égale au quotient de la tension continue appliquée à l'anode par le courant d'anode ; elle varie donc selon la polarisation grille.

**Coefficient d'amplification** (2) : Dans un tube donné, une variation $u$ de la tension grille produit le même effet sur le courant d'anode qu'une variation $v$ de la tension d'anode. Cette variation $v$ est K fois plus grande que $u$ ($v = K . u$). Donc, le coefficient d'amplification K est défini par le rapport :

$$K = \frac{v}{u}$$

**Pente ou conductance mutuelle :** La pente S est le rapport de la variation $i$ du courant d'anode à la variation $u$ de la tension grille qui la produit. En d'autres termes, pour mesurer S, on fait varier le potentiel de grille de $u$ volts et l'on observe la variation $i$ du courant plaque. Donc

$$S = \frac{i}{u}$$

La pente se mesure en milliampères par volt (mA/V). Si l'on fait le rapport $K/\varrho$, on obtient le *coefficient d'amplification en ampères* de la lampe. Ce coefficient, appelé aussi *conductance mutuelle,* s'exprime alors en mhos (en inverse d'ohms).

---

(1) Du moins dans la partie rectiligne de la courbe caractéristique tension anode/courant anode. D'ailleurs, dans tout ce qui suit, le coefficient d'amplification et la pente sont mesurés dans les parties rectilignes des caractéristiques.

(2) Les Américains désignent le coefficient d'amplification par la lettre grecque $\mu$ (au lieu de K. en Europe).

On peut écrire :

$$S = \frac{i}{u} = \frac{K}{\varrho}$$

Les Américains emploient le terme « transconductance », cette dernière étant exprimée en micromhos. Ainsi, si l'on multiplie la pente en mA/V d'un tube par 1.000, on obtient sa transconductance en micromhos ; exemple : pente du tube 6AC7 = 9 mA/V, donc

transconductance = 9.000 micromhos.

En résumé, la pente et la conductance mutuelle sont deux choses, deux dénominations différentes s'exprimant par des unités différentes, mais qui, en fin d'analyse, définissent la même qualité d'un tube donné.

## § 5. — Caractéristiques dynamiques

Dans l'énoncé des caractéristiques statiques, on ne tient pas compte de l'impédance du circuit extérieur. Or, pratiquement, en fonctionnement dynamique, ces impédances n'ont pas des valeurs négligeables.

Le « coefficient d'amplification en ampères » mentionné précédemment devient :

$$\frac{K}{\varrho + Z}$$

Et par simple application de la loi d'Ohm à un circuit d'impédance Z parcouru par un courant variable *i*, l'amplification en volts de l'étage devient :

$$\frac{KZ}{\varrho + Z} = \frac{K}{1 + \frac{\varrho}{Z}} = Kd$$

K*d* est le coefficient d'amplification dynamique (K étant le coefficient d'amplification statique vu plus haut).

La pente dynamique S*d* qui, en tout état de cause, est toujours plus faible que la pente statique S, s'exprime par :

$$Sd = \frac{K}{\varrho + Z} = \frac{S}{1 + \frac{Z}{\varrho}}$$

La pente et le coefficient d'amplification dynamiques sont, d'ailleurs, liés par la relation :

$$Sd = \frac{Kd}{Z}$$

## § 6. — Droite de charge. Influence de l'impédance d'anode

La droite de charge est également une caractéristique dynamique ; elle représente la trajectoire suivie par le point figuratif de l'état électrique d'un tube amplificateur sur le réseau des courbes caractéristiques tension anode/courant anode (fig. II-1).

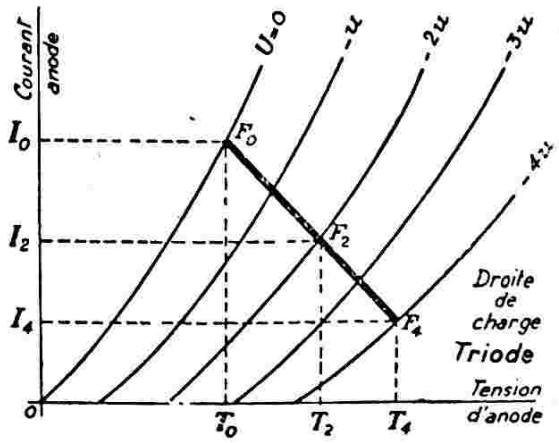



*Fig. II-1*

Dans le cas où la tension-grille est égale à la polarisation (—2 *u*), c'est-à-dire lorsque l'on n'applique aucun signal alternatif à cette électrode, la tension appliquée à la plaque a pour valeur : $T_2 = V - Z \cdot I_2$,

V étant la tension aux bornes de l'alimentation anodique,

$I_2$ le courant plaque mesuré dans ces conditions (polarisation $U_2$),

Z l'impédance du circuit d'anode.

Appliquons maintenant un signal sur la grille, de façon que sa valeur maximum atteigne U = 0 volt. La tension appliquée à l'anode a maintenant pour valeur :

$$T_0 = V - Z \cdot I_0$$

Ce même signal porte également la grille à sa valeur de tension instantanée minimum, et la tension appliquée à l'anode devient :

$$T_4 = V - Z \cdot I_4$$

On en déduit :

$$Z = \frac{T_4 - T_0}{I_0 - I_4}$$

qui définit, somme toute, la pente de la droite de charge. Cette pente est inversement proportionnelle à l'impédance Z.

Théoriquement, nous devrions avoir des segments de droite $F_0F_2$ et $F_2F_4$ égaux ; mais si l'on admet une distorsion de 5 %, le calcul montre que les segments consi-

dérés doivent être au plus dans le rapport de 11 à 9. Comme on le voit sur la figure II-1, on agit sur ce rapport en modifiant la pente de la droite de charge ; or, cette pente dépendant, comme nous l'avons dit, de l'impédance du circuit d'anode, la qualité d'une amplification découle en grande partie du choix de la valeur correcte de cette impédance de charge. Nous avons supposé que l'impédance d'anode avait une valeur constante, pour simplifier l'exposé. Toutefois, c'est un cas un peu particulier ; car très souvent, cette *impédance Z* a une valeur de $\sqrt{R^2 + L^2 . \omega^2}$, donc variable avec la fréquence. En réalité, lorsque la charge est constituée par une impédance. la caractéristique dynamique est une ellipse (1) dont la forme et l'inclinaison varient avec la fréquence.

Pour le calcul, on choisit en général la fréquence moyenne standard de 1.000 périodes-seconde.

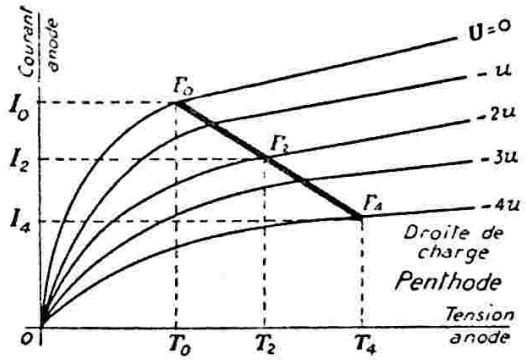



*Fig. II-2*

Sur la figure II-2, nous représentons la droite de charge d'une pentode sur le réseau des courbes caractéristiques tension anode/courant anode (appelé réseau de *Kellog*). Le rapport des segments $F_0F_2$ et $F_2F_4$ doit être également au plus égal à 11/9. Pour améliorer celui-ci, on peut agir sur les tensions de grille-écran ou d'anode et également, comme pour les triodes, sur l'impédance de plaque. Pratiquement, pour une pentode, on choisit pour impédance optimum $Z = Vp/Ip$, $Vp$ étant la tension appliquée à la plaque et $Ip$ l'intensité anodique pour cette tension. D'autre part, si l'on augmente la tension d'alimentation continue de l'écran, on obtient un réseau de caractéristiques tension anode/courant anode dont les parties rectilignes commencent plus tôt (2).

(1) Lorsque les caractéristiques sont rectilignes.
(2) Voir le remarquable article de E. Jouanneau, « Le tracé des droites de charge », paru dans *Le Haut-Parleur*, n° 865.

## § 7. — Puissance modulée

Une caractéristique essentielle de tout tube amplificateur basse fréquence de puissance est sa puissance modulée $W_m$ (qu'il ne faut pas confondre avec sa puissance anodique $W_p = V_p . I_p$).

$W_m$ n'est qu'une fraction de $W_p$ ; théoriquement, on atteint le quart de $W_p$ avec des triodes, la moitié avec des pentodes. Mais en fait, ces valeurs sont très optimistes !

Le rapport $W_m/W_p$ détermine d'ailleurs le rendement de la lampe (plate efficiency des Américains). La puissance modulée est la puissance développée par la composante alternative du courant plaque d'une lampe B.F. finale ; donc $W_m = E_m . I_m = Z . I_m^2$, $E_m$ étant la tension efficace B.F. aux bornes de l'impédance Z d'anode, et $I_m$ l'intensité efficace B.F.

On démontre aussi que la puissance modulée d'un tube est égale à :

$$W_m = \frac{K^2 . V_g^2 . Z}{2 (\varrho + Z)^2}$$

K étant le coefficient d'amplification statique du tube considéré, $\varrho$ sa résistance interne, $V_g$ la tension alternative appliquée sur la grille de commande et Z l'impédance d'utilisation.

Définissons en passant la « *sensibilité en puissance* » $S_p$ d'un tube (power sensitivity des Américains), qui est égale à

$$S_p = \frac{\sqrt{W_m}}{u_{att}}$$

$u_{att}$ étant la tension efficace d'attaque sur la grille de commande.

## § 8. — Transformateurs basse fréquence (1)

Les *transformateurs de liaison* (intervalves) sont surtout utilisés dans les amplificateurs de puissance (classe AB2 et B) ; le rapport de transformation est, en général, indiqué avec les caractéristiques des tubes par les constructeurs. Ce rapport est, d'ailleurs, égal à $E_p/V_g$.

$E_p$ étant la tension alternative de plaque et $V_g$ la tension alternative maximum du signal appliqué aux grilles de commande des lampes finales. A titre indicatif, voici les caractéristiques convenant au transfor-

(1) Voir l'étude des transformateurs B.F. utilisés dans la modulation des émetteurs (chapitre XI, § 2).

mateur intervalve d'un amplificateur de 50 watts avec deux 6L6 push-pull en classe AB2 attaquées par une 6F6 en triode :

Primaire : 2.600 tours ; fil de 12/100 de millimètre.

Secondaire : 2 × 1.100 tours ; fil de 16/100.

Section de noyau : 6,5 cm².

Quant aux *transformateurs de sortie* attaquant un haut-parleur et aux *transformateurs de modulation*, ils tiennent le rôle ingrat d'adaptateurs d'impédances. Ils sont classés dans les transfos dits de puissance. La section du noyau magnétique se détermine par la relation suivante :

$$S \geqslant 2\sqrt{W_m}$$

S étant la section en cm² et $W_m$ la puissance modulée en watts. Le rapport de transformation N se calcule suivant la formule bien connue :

$$k = \frac{\sqrt{Z_p}}{Z_s} \qquad (1)$$

$Z_p$ et $Z_s$ étant les impédances primaire et secondaire à adapter, en ohms.

Rappelons, en passant, qu'il n'est pas compliqué de mesurer un rapport de transformation. Il suffit d'appliquer au primaire du transformateur une tension alternative connue (secteur à 50 c/s par exemple) et de mesurer la tension aux bornes du secondaire : le quotient des deux tensions est égal au rapport de transformation **k**.

Exemple : tension appliquée au primaire = 135 V ; tension mesurée au secondaire = 3 V ; rapport de transformation $k = \frac{135}{3} = 45$.

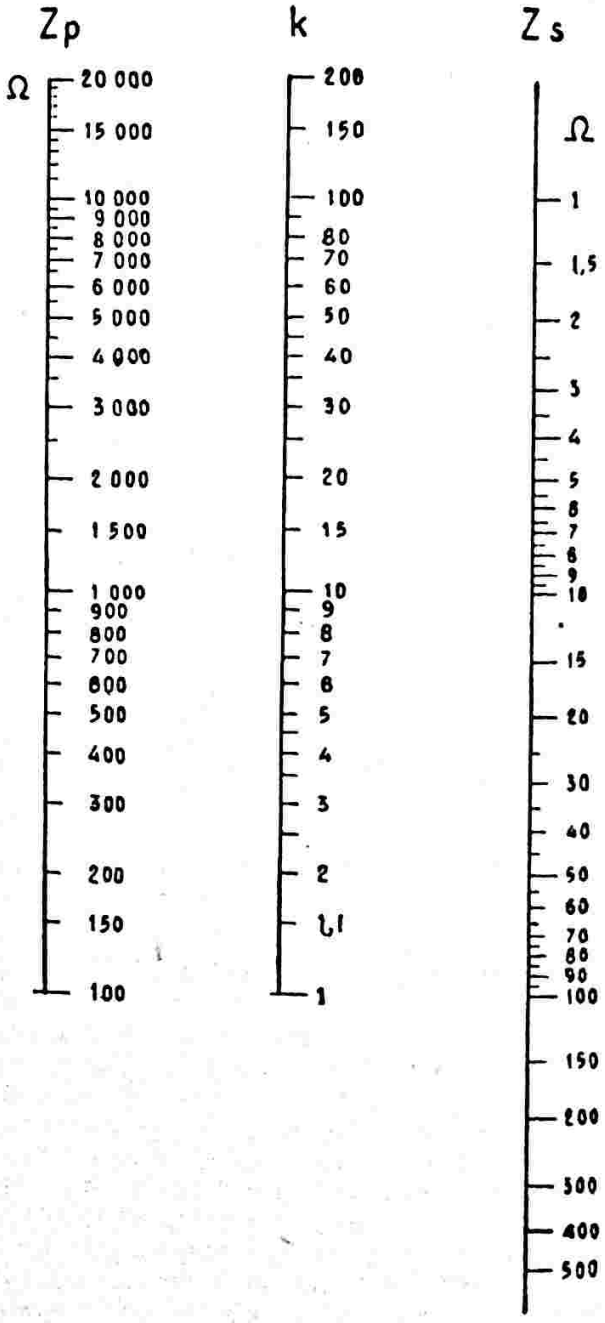
***

La résolution de la formule (1) peut être grandement facilitée en employant l'abaque représenté ci-contre. Voyons rapidement quelques-unes des possibilités de cet abaque :

a) Un transformateur de sortie possède un primaire prévu pour un tube 6V6/6AQ5, soit $Z_p$ = 5 000 Ω ; son rapport de transformation mesuré comme nous l'avons indiqué précédemment est de 45. Quelle impédance doit présenter la bobine mobile connectée au secondaire ?

A l'aide d'une réglette, joignons 5 000 (échelle $Z_p$) à 45 (échelle **k**). Le point d'intersection de la réglette avec l'échelle $Z_s$ indique 2,5 Ω. En conséquence, la bobine mobile du haut-parleur qui sera connectée à l'enroulement secondaire du transformateur, devra présenter une impédance de 2,5 Ω de façon que le tube 6V6 ou 6AQ5 soit correctement chargé à 5 000 Ω.

b) On dispose d'un transformateur d'impédance primaire $Z_p$ = 7 000 Ω et d'impédance secondaire $Z_s$ = 6 Ω. On désire remplacer ce secondaire par un autre d'impédance égale à 500 Ω pour alimenter une




ligne normalement chargée à cette impédance. Quelle modification faut-il apporter ?

A l'aide de l'abaque, en joignant $Z_p$ = 7 000 Ω à $Z_s$ = 6 Ω, on trouve un rapport de transformation $k_1$ = 35. En joignant ensuite $Z_p$ = 7 000 à $Z_s$ = 500, on trouve un nouveau rapport $k_2$ de 4. On débobine alors le secondaire à supprimer en comptant soigneusement les tours. Supposons que nous ayons trouvé 100 tours.

Il suffit de bobiner un autre secondaire comportant $\frac{k_1}{k_2} = \frac{35}{4} = 8{,}75$ fois plus de tours, soit : $100 \times 8{,}75 = 875$ tours.

c) Dans notre premier exemple, nous avons terminé en disant : Il faut que l'impédance de la bobine mobile du haut-parleur soit de 2,5 Ω pour que l'impédance primaire offerte au circuit anodique du tube final soit de 5 000 Ω. Que se passerait-il donc si nous utilisions un haut-parleur présentant une impédance de bobine mobile différente ? Eh bien, l'impédance présentée par le primaire serait également différente. Ainsi, pour le transformateur pris en exemple et ayant un rapport de transformation de 45, si nous utilisons un haut-parleur avec bobine mobile de 2 Ω, la charge présentée par le primaire sera de 4 000 Ω (voir l'abaque).

Au contraire, toujours avec ce même transformateur, si nous connectons un haut-parleur avec bobine mobile de 3,5 Ω, l'impédance présentée par le primaire sera de 7 000 Ω.

Autrement dit, ce même transformateur ayant un rapport de 45, présentera des impédances primaires de 5 000 Ω (pour tétrode), de 4 000 Ω (pour triode) ou de 7 000 Ω (pour pentode) selon qu'il sera chargé par une bobine mobile de 2,5 Ω, de 2 Ω, ou de 3,5 Ω.

Ce qui vient d'être dit est très peu connu et c'est pourquoi nous tenions à insister sur cette question d'impédances des transformateurs.

Un transformateur est uniquement un... transformateur d'impédances, *c'est-à-dire qu'il n'est pas question de l'impédance propre des enroulements ;* l'impédance présentée par un enroulement est fonction de la charge connectée sur l'autre enroulement. En d'autres termes encore : la charge présentée par le primaire est égale à la charge connectée sur le secondaire multipliée par le carré du rapport de transformation. Soit la relation :

$$Z_p = Z_s \times k^2$$

qui peut être résolue aussi par l'abaque.

d) Ceci nous permet d'aborder le cas général d'un transformateur BF... inconnu, récupéré, ou autre, dont on ne connaît rien si ce n'est le rapport de transformation k que nous pouvons mesurer. Prenons un exemple : Nous avons un transformateur de rapport 20. Comment pouvons-nous l'utiliser ? Dans quels cas donnera-t-il satisfaction ?

Nous allons voir qu'il y a une infinité de solutions d'emploi. Plaçons la réglette sur le point 20 de l'échelle **k** et faisons pivoter cette réglette en se servant du point 20 comme centre. Nous pouvons, parmi beaucoup d'autres, obtenir les charges primaires suivantes :

$Z_p = 20\,000\ \Omega$ pour $Z_s = 50\ \Omega$ ;
$Z_p = 10\,000\ \Omega$ pour $Z_s = 25\ \Omega$ ;
$Z_p = 3\,200\ \Omega$ pour $Z_s = 8\ \Omega$ ;
$Z_p = 1\,000\ \Omega$ pour $Z_s = 2{,}5\ \Omega$ ; etc...

Voilà qui ouvre bien des espérances et va donner du travail à de nombreux transformateurs endormis au fond des tiroirs.

Cependant pour être objectifs, nous devons dire que notre transformateur sera mieux apte à transmettre les notes graves, les fréquences très basses, dans la dernière utilisation (1 000 Ω et 2,5 Ω) que dans la première (20 000 Ω et 50 Ω). En effet, par rapport aux impédances en jeu, les enroulements du transformateur ne comporteront pas assez de tours, dans la première utilisation, pour une bonne transmission des fréquences basses.

***

Nous avons pris l'exemple d'un transformateur de rapport 20 ; mais on peut obtenir ce rapport de transformation par une infinité de solutions ; par exemple : 100 tours au secondaire et 2 000 tours au primaire... mais aussi 10 tours au secondaire et 200 tours au primaire ! Il est certain que la solution la meilleure est la première !

Le calcul du nombre de tours des enroulements importe pour celui qui désire réaliser lui-même ses transformateurs. On applique alors la formule :

$$L = \frac{\varrho}{2\pi f} \times \frac{r}{r+1} \times \frac{1}{\sqrt{M^2 - 1}}$$

permettant de calculer le coefficient de self-induction L du primaire (en henrys), et dans laquelle on a $\varrho$ = résistance interne du tube ;

f = fréquence la plus basse à transmettre (disons 50 c/s) ;

r = rapport de l'impédance optimum de charge à la résistance interne du tube ;

M = coefficient de distorsion en fréquence par rapport à la fréquence moyenne de 400 c/s (on peut prendre M = 1,2 ou mieux 1,1).

Connaissant le coefficient de self-induction L du primaire, on peut en déterminer le nombre de tours à l'aide des compléments du paragraphe 11 C de ce chapitre ;

en vérité, il n'existe aucune formule **rigoureusement exacte** permettant de faire cette opération, mais les approximations habituelles sont suffisantes pour déterminer le nombre de tours $N_p$ du primaire.

Dans d'autres cas, on préfère calculer directement le nombre de tours du primaire en appliquant la formule « approchée » suivante :

$$N_p = \frac{E_m \times 10^8}{4{,}5 \times 10\,000 \times S \times f}$$

dans laquelle on a :

$N_p$ = nombre de tours au primaire ;

$E_m$ = tension anodique d'alimentation du tube final ;

S = section du noyau magnétique en cm² ;

f = fréquence la plus basse à transmettre (50 c/s, par exemple).

Ensuite, le nombre de tours au secondaire $N_s$ est obtenu par le quotient $N_p : k$.

De plus, pour les transformateurs de modulation dont les secondaires sont, très souvent, parcourus par une composante continue importante (cas de la modulation par contrôle d'anode, par exemple), il est recommandé de prévoir un petit entrefer sur le noyau central, afin d'éviter la saturation du fer ; voir chapitre XI § 2.

Les *transformateurs d'entrée* basse fréquence, transfos de lignes, de ligne à grille, de microphones, etc., font fonction, également, d'adaptateurs d'impédances, mais toutefois sans avoir à transmettre de puissance.

## § 9. — Classes d'amplification

De toutes parts actuellement, on a adopté la classification américaine due aux ingénieurs de la G.E.C. et de la Westinghouse, à savoir : classe A, classe B et classe C.

Cette classification générale dépend des amplitudes de la tension attaque et des polarisations négatives de base de la grille de commande.

Il existe néanmoins des classes d'amplification intermédiaires, appelées classes AB1, AB2. Nous allons étudier rapidement chacune d'elles.

1° **Classe A** (fig. II-3).

Les amplificateurs de cette classe sont les plus couramment employés en réception (haute et basse fréquence). En règle générale, tous les amplificateurs de tension sont de la classe A, et beaucoup d'amplificateurs B.F. de puissance également.

Correctement réglés, les montages amplificateurs classe A donnent, sans aucun artifice, une reproduction fidèle avec un minimum de distorsion.

La forme des signaux dans le circuit plaque est la même que celle des signaux

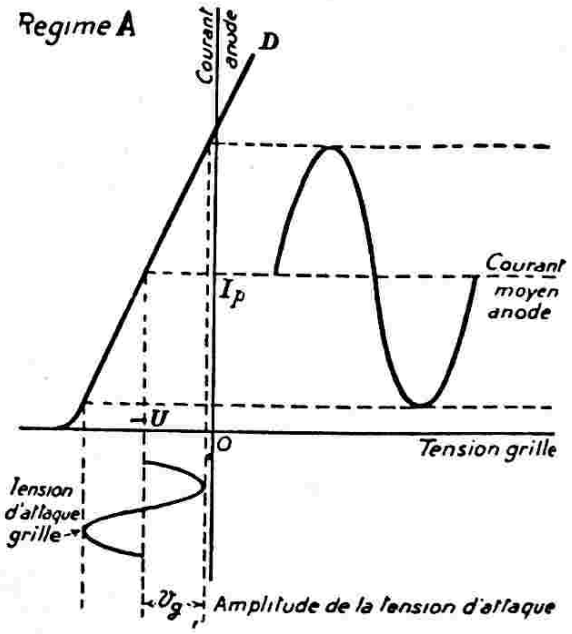



*Fig. II-3*

appliqués sur la grille de commande. Cela se réalise en polarisant la lampe de façon que le courant d'anode ne soit jamais coupé, et en appliquant sur la grille des signaux d'une amplitude assez réduite, de façon que le point de travail reste sur la partie rectiligne de la caractéristique dynamique. La grille ne doit jamais devenir positive ; de ce fait, l'amplitude des signaux d'attaque ne doit pas dépasser la valeur de la polarisation de base de la grille :

$$V_g \leqslant U$$

Pour contrôler si un tube fonctionne correctement en régime A, il suffit d'insérer, pendant son fonctionnement, un milliampèremètre en série dans son circuit anodique ; ce dernier doit indiquer le courant moyen plaque du tube (courant prévu par le constructeur). Mais, d'autre part, l'aiguille du milliampèremètre doit être absolument fixe ; son indication ne doit ni augmenter, ni diminuer pendant la modulation. Sinon, agir sur la polarisation de base.

Il va sans dire que deux lampes montées symétriquement peuvent parfaitement fonctionner en classe A également (push-pull classe A), montage dont on tire les avantages suivants :

*a*) Les composantes continues des deux courants d'alimentation d'anodes circulent en sens inverses dans le primaire du transfo de sortie. Tout risque de saturation du fer est éliminé, et l'on peut utiliser un noyau magnétique de section très modeste.

*b*) Suppression des harmoniques 2 produits par les parties courbées des caractéristiques.

A ce sujet, ouvrons ici une parenthèse pour « lancer quelques fleurs » au montage push-pull classe A 6L6 : dans un tube 6L6, les distorsions par harmonique 3 sont relativement faibles vis-à-vis d'une pentode courante, du fait de la suppression de la grille d'arrêt G3 et de la prolongation vers les volts plaque faibles des parties droites de la caractéristique tension anode/courant anode. D'autre part, avec le montage push-pull, nous supprimons les distorsions par harmonique 2, assez importantes avec ce tube (rançon des autres performances de la lampe). Et voilà pourquoi un push-pull 6L6 régime A parfaitement réglé est si fidèle. Exemple : deux 6L6 push-pull polarisées automatiquement par résistance de 200 ohms dans le retour des cathodes (1) avec 400 volts anode et 300 volts écran, fournissent 32 watts modulés (soit un rendement global de 45 %). L'attaque grille nécessaire pour chaque lampe est d'une vingtaine de volts seulement. La distorsion totale ne dépasse pas 2 % (effets de l'harmonique 3, les harmoniques de rangs plus élevés étant négligeables).

*c*) On obtient une puissance double de celle que pourrait fournir une des lampes fonctionnant seule.

2° **Classe B** (fig. II-4).

Dans ce régime, une seule alternance du signal d'attaque (supposé sinusoïdal) contribue à la formation du courant alternatif d'anode qui, de ce fait, est constitué par des demi-sinusoïdes, comme le montre la figure II-4.

La puissance obtenue dans l'anode est proportionnelle au carré de la tension appliquée sur la grille de commande. Le régime B s'obtient en faisant la polarisation négative de grille -U égale à la polarisation de blocage pour la tension d'alimentation continue d'anode considérée ; en d'autres termes, le courant plaque doit être nul (ou voisin de zéro) en l'absence de tension alternative d'attaque sur la grille de commande. En cours de fonctionnement, cette grille peut devenir positive (d'où naissance du courant grille).

Ce type d'amplificateur consomme, par conséquent, une énergie anodique minime au repos et importante durant le signal. On conçoit donc qu'il faille l'alimenter par

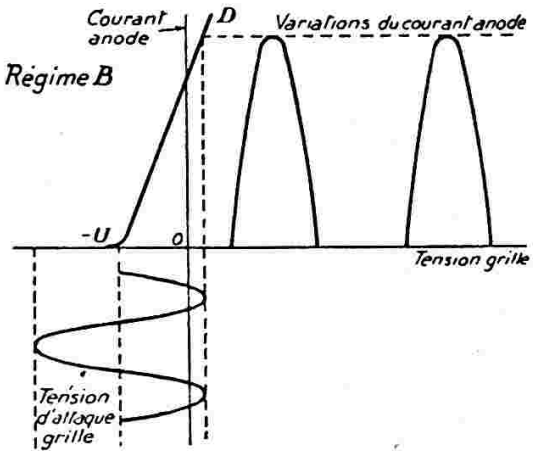



*Fig. II-4*

un redresseur ayant une bonne régulation ; autrement dit, le filtre de ce dernier comportera obligatoirement une self à fer à l'entrée et un condensateur de valeur élevé à la sortie.

En B.F., une lampe seule travaillant en classe B amène des déformations importantes, du fait de l'allure des variations du courant plaque. On compense cela par l'utilisation du push-pull ; les lampes travaillant en opposition reconstituent une sinusoïde complète dans leur circuit de sortie. Le push-pull classe B avec courant grille permet d'obtenir une puissance modulée parfois dix fois supérieure à celle qu'on obtient avec une lampe utilisée en classe A. Un tel push-pull doit être obligatoirement précédé d'un étage driver, car il exige tout de même une certaine *puissance* d'attaque sur les grilles de commande. De même, le transformateur déphaseur n'est pas un simple transfo de tension, mais un transformateur de puissance de rapport convenable.

Certains tubes spéciaux permettent également une amplification classe B avec courant grille, mais avec *polarisation nulle* (les retours de grilles se faisant directement à la masse). Nous citerons pour mémoire les 46, 59, 53, 6A6, 6N7, etc., et presque toutes les lampes doubles de sortie pour poste batteries.

A l'émission, le régime B est utilisé pour l'amplification d'une tension haute fréquence modulée (cas dans lequel la modulation est appliquée dans un étage précédent cet amplificateur).

(1) Dans l'exemple, il s'agit, en réalité, d'un push-pull classe AB1, donc sans courant grille (voir définition plus loin). Mais ce qui est vrai au point de vue distorsion pour cette classe l'est, à plus forte raison, pour la classe A.

**3° Classe C** (fig. II-5).

Les amplificateurs se rangeant dans cette classe, sont uniquement utilisés à l'émission. Dans les émetteurs modernes, la modulation est très souvent, pour ne pas dire toujours, appliquée à un amplificateur haute fréquence classe C (amplification de puissance d'oscillations H.F., d'amplitudes de grande valeur).

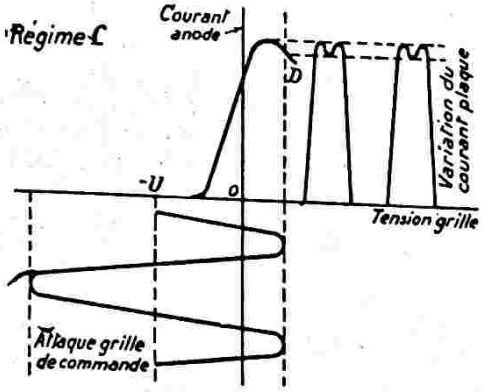



*Fig. II-5*

Dans ce régime, l'importance de la consommation anodique est seule visée ; entre certaines limites, cette consommation est proportionnelle au carré de la tension d'anode. Une partie seulement de l'alternance du signal d'attaque, partie la moins négative, contribue à donner naissance au courant plaque.

La polarisation de base -U d'un tel amplificateur a une valeur au moins égale au double de la polarisation qui annule le courant plaque en l'absence de tension d'attaque grille (autrement dit, au moins le double de la polarisation nécessaire pour la classe B). La grille de commande peut devenir très positive, et le point figuratif atteint alors les parties coudées de la caractéristique.

D'une manière générale, un amplificateur classe C attaque un circuit antirésonnant dont l'inertie (effet de volant) est mise à contribution pour rétablir la symétrie de l'oscillation amplifiée.

Dans ce type d'amplificateur utilisé à l'émission, c'est-à-dire où la grille est attaquée en *permanence* par l'excitation H.F., la consommation anodique *moyenne* est *constante*. Il n'y a donc pas lieu de prendre les précautions requises pour l'alimentation d'un amplificateur classe B. Par contre, s'il s'agit de l'étage classe C *modulé* une bonne régulation de l'alimentation anodique est alors recommandée ; même remarque dans les cas de l'alimentation des étages amplificateurs classe C d'un émetteur manipulé « au départ » (manipulation de l' « exciter »).

A l'émission, l'amplificateur classe C est toujours utilisé à *l'étage H.F. modulé*, car il offre une résistance de charge pure au modulateur. Le creux au sommet des alternances du courant anodique (fig. II-5) est dû à la chute de la caractéristique $I_pV_g$ du tube, chute provoquée par l'absorption par la grille, aux instants de son potentiel le plus positif, d'un certain nombre d'électrons qui ne peuvent plus atteindre l'anode. Mais, on peut limiter l'amplitude de l'attaque de grille afin de ne pas atteindre cette région (ou augmenter la polarisation).

**4° Classes intermédiaires.**

Afin de préciser que le courant grille n'apparaît à aucun moment (c'est-à-dire que la grille de commande ne devient jamais positive), on ajoute à la classe B le suffixe 1.

**Remarque :** Actuellement, la classe A est toujours sans courant grille ; mais on a employé jadis des tubes travaillant avec un courant grille, c'est-à-dire en classe A2 (genres 2B6, 6B5, etc.). Le suffixe 2 indique donc l'apparition du courant grille.

Notons, d'autre part, les *classes AB* (AB1 et AB2), appelées quelquefois aussi A'1 et A'2, dans lesquelles le courant plaque s'établit environ pendant les trois quarts de la période. La valeur de la polarisation de base est un peu plus forte en valeur absolue que la polarisation classe A. En résumé : classes intermédiaires entre le régime A et le régime B.

De même, la *classe BC* est intermédiaire entre les régimes B et C. Les résultats respectent aussi cette moyenne. Le courant d'anode apparaît pendant moins d'une alternance du signal d'attaque, mais cependant durant une partie plus importante qu'en classe C. Ces derniers amplificateurs, comme ceux de la classe C, ne sont utilisés que dans les montages émetteurs.

Citons enfin la *classe AB glissante* utilisée parfois en BF : La polarisation au repos est choisie en un point de la caractéristique pour lequel certaines alternances positives de grande amplitude de la tension BF d'attaque déclenchent un courant de grille. Mais le retour des grilles comportant des résistances de forte valeur, il y a redressement des fractions positives du signal d'attaque, redressement qui provoque une tension négative additive de polarisation sur les grilles. Autrement dit, plus l'amplitude du signal BF d'attaque est grande, plus la polarisation augmente en conséquence. Il y a, en quelque sorte, une compression automatique de la puissance de sortie, du fait

du glissement de la polarisation. Pour éviter des distorsions excessives, l'emploi d'un étage push-pull BF final est obligatoire.

N.B. — Précisons, pour terminer, que la différence entre la puissance alimentation anodique et la puissance effective de sortie se nomme puissance dissipée : puissance perdue en chaleur par la plaque dans tout amplificateur.

## § 10. — Tension de déchet. Angle de passage

Si nous désignons par $V_p$ la tension continue d'alimentation (1) de plaque d'une lampe amplificatrice et par $E_p$ la tension alternative du signal amplifié, nous devons toujours avoir $E_p$ plus petit que $V_p$ (se reporter à la figure II-6, cas d'un tube amplificateur réglé en classe B).

La différence $V_p - E_p = V_d$ se nomme *tension de déchet*. Le potentiel *minimum* instantané d'anode, qui est égal à la tension de déchet, doit, en effet, être toujours positif, afin que les électrons atteignent la plaque. D'autre part, dans les amplificateurs de puissance haute fréquence, la grille de commande devenant positive, il faut que la tension de déchet reste supérieure au potentiel positif instantané de la grille, afin que cette dernière n'absorbe pas trop d'électrons.

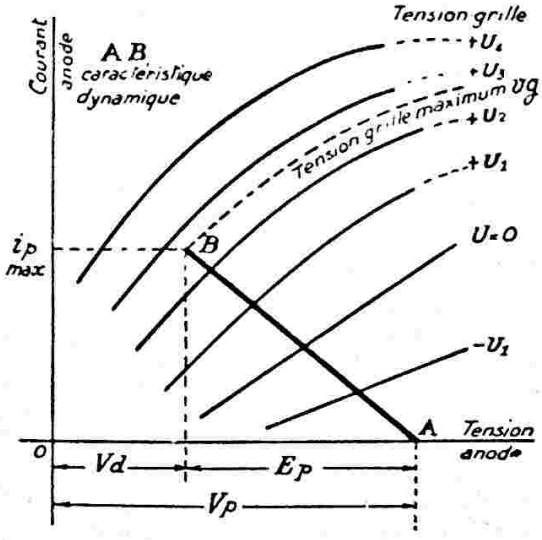



*Fig. II-6*

On est donc conduit, dans la pratique, à ne pas dépasser 0,8 ou 0,9 pour le rapport $E_p/V_p$ (tension de déchet voisine de 0,2 $V_p$). Quant au potentiel maximum de grille, on le fait un peu inférieur à 0,8 de la valeur de la tension de déchet. Pour bien fixer les idées nous donnons (fig. II-7) les courbes des valeurs correspondantes de la tension $E_p$ et du courant $I_p$ alternatif H.F. de plaque (signal amplifié) avec la tension alternative du signal d'attaque sur la grille de commande $V_g$, pour le fonctionnement d'un tube monté avec circuit antirésonnant dans l'anode.

Θ représente *l'angle de passage* du courant H.F. fondamental. On remarquera que cet angle est égal à 180° dans le cas du régime B, le courant passant exactement pendant une demi-période.

En classe C, on peut choisir plusieurs angles de passage du courant anodique entre 100 et 130°, en se souvenant que les valeurs les plus faibles donnent les plus grands rendements plaque, mais exigent de plus grandes tensions d'excitation. Dans ces conditions, en peut atteindre des rendements de 75 %.

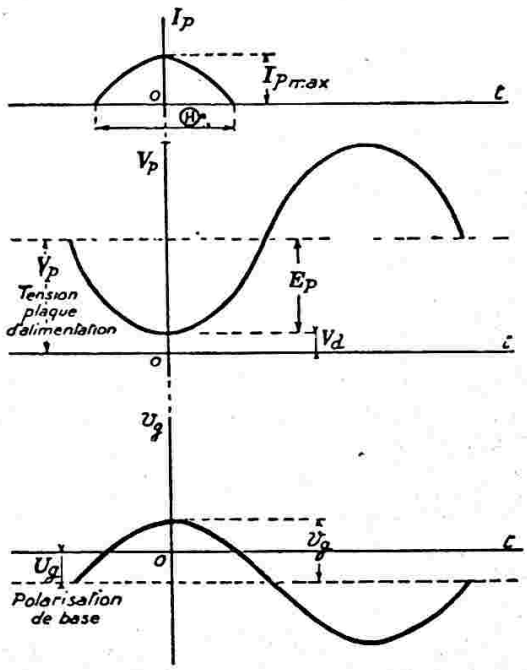



*Fig. II-7*

Il est possible de convertir presque toute la puissance d'alimentation de l'anode (puissance input) en puissance de sortie H.F. (90 % environ) en augmentant, aux extrêmes limites, la tension anodique, la polarisation et l'amplitude du signal d'attaque (excitation H.F.).

(1) Les tensions plaque élevées permettent d'obtenir des rendements intéressants, mais nécessitent des puissances d'excitation plus grandes sur la grille.

## § 11. — Loi d'Ohm. Dispositifs potentiométriques. Bobinages à fer (coefficient de self-induction et impédance)

### A) Loi d'Ohm.

Nous croyons utile, avant de terminer ces rappels de quelques notions fondamentales, de mentionner des équations simples permettant de résoudre de nombreux problèmes, équations trop souvent méconnues ou oubliées :

$$I = \frac{E}{R} = \frac{W}{E} = \sqrt{\frac{W}{R}}$$

$$R = \frac{E}{I} = \frac{E^2}{W} = \frac{W}{I^2}$$

$$E = R \cdot I = \frac{W}{I} = \sqrt{R \cdot W}$$

$$W = E \cdot I = R \cdot I^2 = \frac{E^2}{R}$$

Relations dans lesquelles nous avons :
l'intensité I en ampères ;
la résistance R en ohms ;
la tension E en volts ;
la puissance W en watts.

### B) Dispositifs potentiométriques.

Voyons maintenant le calcul d'un dispositif potentiométrique ou diviseur de tension. Le schéma en est donné sur la figure II-8.

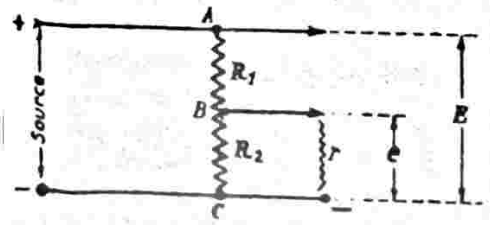



*Fig. II-8*

1° S'il s'agit d'obtenir une tension *e* « statique », c'est-à-dire *sans débit* (cas de la polarisation grille d'une lampe B.F., classe A, par exemple), le problème n'est pas compliqué.

La consommation propre du potentiomètre ABC est évidemment :

$$I = \frac{E}{R_1 + R_2} \qquad (1)$$

et l'on a :

$$e = R_2 \cdot I \qquad (2)$$

ou :

$$e = E \frac{R_2}{R_1 + R_2} \qquad (3)$$

L'ordre de grandeur de $R_1$ et $R_2$ dépend des circonstances particulières de travail du potentiomètre. Puisque l'on désire en B une tension statique sans débit, on fait $R_1 + R_2$ demandant une faible consommation.

2° Cas où l'on demande un certain débit à la tension *e* disponible en B (alimentation d'une grille écran, par exemple).

L'intensité demandée peut être considérée comme débitant dans la résistance fictive *r* (ou résistance équivalente). A ce moment *r* shunte la portion $R_2$, et nous appellerons $R_r$ la résistance résultante de ce groupe parallèle. Si, dans ces conditions, *e* est la tension de la prise B par rapport au point C, nous avons (par analogie avec la relation 3) :

$$e = E \frac{R_r}{R_r + R_1} \qquad (4)$$

d'où l'on tire la valeur de $R_1$, soit :

$$R_1 = \frac{(E - e)\, R_r}{e} \qquad (5)$$

La résistance $R_r$ est donnée par application de la loi de Kirchhoff :

$$R_r = \frac{r \cdot R_2}{r + R_2} \qquad (6)$$

On se fixe la valeur de $R_2$ suivant la consommation demandée à la prise B ; ordinairement, on fait $R_2 = \frac{r}{x}$ (*x* étant égal à 2, 3 ou 4, suivant le cas).

Connaissant $R_2$ et *r*, on calcule $R_r$ ; puis, en portant la valeur de cette dernière dans la relation (5), on en déduit facilement $R_1$.

**Exemple :** Supposons que nous disposions d'une source de tension de 600 volts pour l'alimentation anodique d'un tube 807 et que l'on désire alimenter l'écran de ce tube par la prise B (tension d'écran 300 volts). Cet écran exige 10 milliampères (soit 0,010 A) sous 300 volts.

La résistance *r* est égale, dans ce cas, à :

$$r = \frac{300}{0{,}010} = 30.000 \text{ ohms.}$$

Nous adoptons 15.000 ohms pour $R_2$, soit *r*/2.

D'après la relation (6), nous déduisons $R_r$, soit :

$$R_r = \frac{30.000 \times 15.000}{30.000 + 15.000} = 10.000 \ \Omega.$$

Et d'après la relation (5), nous tirons $R_1$, soit :

$$R_1 = \frac{(600 - 300) \times 10.000}{300} = 10.000 \ \Omega.$$

**Résultats :** Le diviseur de tension ABC sera donc constitué par une résistance $R_1$ de 10.000 ohms et une résistance $R_2$ de 15.000 ohms.

Il ne reste qu'à déterminer la puissance de ces résistances.

On conçoit aisément que l'intensité dans $R_1$ est égale à l'intensité qui circule dans la résistance équivalente $R_r$.

$$R_r = \frac{R_2 \cdot r}{R_2 + r}$$

Calculons cette intensité en faisant le quotient de la tension au point B par la résistance $R_r$, soit :

$$\frac{300}{10.000} = 0,03 \ \text{A.}$$

La résistance $R_1$, traversée par cette intensité, dissipe une puissance de :

$W = R_1 \cdot I^2 = 10.000 \times 0,03^2 = 9$ watts.

Pratiquement, on choisira une résistance de 10 à 12 watts, par exemple.

Quant à $R_2$, en appliquant la loi des courants dérivés, elle est traversée par une intensité de :

$$i_2 = \frac{I \cdot r}{R_2 + r}$$

I étant l'intensité totale circulant dans le pont, soit 0,03 A.

On a donc :

$$i_2 = \frac{0,03 \times 30.000}{15.000 + 30.000} = 0,02 \ \text{A.}$$

$R_2$ dissipe :

$W = R_2 \cdot I^2 = 15.000 \times 0,02^2 = 6$ watts.

Pratiquement, on prendra une résistance de 8 watts, au moins.

### C) Bobinages à fer.

(Coefficient de self-induction et impédance.)

Dans le calcul du *coefficient de self-induction* d'un bobinage, le diamètre du fil intervient indirectement, car il détermine l'encombrement de ce bobinage et, en particulier, sa longueur, s'il s'agit d'un solénoïde (1). Le choix du diamètre est guidé : soit par la fréquence du courant qui circule (cas de bobines utilisées dans des circuits H.F.), soit par l'intensité de ce courant (cas de bobines de filtrage). Dans ce dernier exemple, la section de fil détermine donc uniquement la résistance ohmique de l'enroulement ; on admet, en général, 2 à 3 ampères par millimètre carré.

Le coefficient de self-induction d'une bobine quelconque est proportionnel au carré de son nombre de tours et au coefficient de perméabilité, $\mu$, du circuit magnétique. En général, le calcul est très délicat.

S'il s'agit d'une bobine dont le circuit magnétique est constitué par l'air, $\mu$ est constant et égal à 1.

Par contre, s'il s'agit d'un circuit magnétique à fer, $\mu$ n'est plus constant (2).

En effet, la perméabilité du fer diminue, lorsque le champ magnétique auquel il est soumis augmente. Rappelons que le champ magnétique d'un enroulement se calcule suivant la relation :

$$H_{gauss} = 1,256 \ n \cdot I$$

I étant l'intensité parcourant la bobine (en ampères) et $n$ le nombre de tours par centimètre de longueur.

Voici, à titre indicatif, les variations de $\mu$ selon H pour la tôle de fer.

| $H_{gauss}$ | $\mu$ |
|---|---|
| 0,20 | 5.000 |
| 0,40 | 5.000 |
| 0,612 | 4.900 |
| 0,84 | 4.770 |
| 1,11 | 4.540 |
| 1,39 | 4.320 |
| 1,68 | 4.165 |
| 2,05 | 3.900 |
| 2,51 | 3.460 |
| 3,08 | 3.200 |
| 3,33 | 2.870 |
| 4,77 | 2.520 |
| 6,38 | 2.040 |
| 8,90 | 1.570 |
| 11,40 | 1.270 |
| 15,70 | 955 |
| 26,4 | 585 |
| 44,5 | 360 |
| 73,5 | 224 |
| 101,3 | 168 |
| 136,5 | 128 |
| 173,5 | 104 |
| 221,5 | 87,5 |
| 264 | 72 |

(1) Le diamètre du fil influe également sur la fréquence d'utilisation du circuit, car il modifie la capacité répartie propre du bobinage.

(2) ... Et nous ne voulons traiter, dans ce paragraphe, que la question des bobinages à fer (bobines de filtrage, impédances B.F., etc.), le chapitre VII étant réservé aux bobinages des circuits oscillants. Par contre, les transformateurs B.F. seront étudiés au cours du chapitre XI.

Il découle donc de cela qu'une *bobine à fer* ne présente une self-induction donnée que pour une valeur déterminée de l'intensité qui la traverse. Ainsi, un bobinage peut présenter un coefficient de self-induction de 45 henrys pour un courant continu de 2 à 3 milliampères ; mais, s'il est soumis à une intensité de 50 milliampères, la self-induction peut tomber vers 8 à 10 henrys.

On peut contrecarrer en partie ces variations de self-induction avec le courant, en employant un circuit magnétique à entrefer. En résumé, pour désigner une *bobine à fer* — filtrage ou impédance B.F., par exemple — il convient de préciser à la fois la valeur du coefficient de self-induction et l'intensité correspondant à cette valeur. Dans un schéma de montage quelconque, si seule la valeur de la self-induction est indiquée, on sous-entend « pour l'intensité normale circulant dans le circuit considéré ».

Maintenant, nous allons voir cette importante question des bobines à fer, à la fois sous les angles pratique et théorique.

L'induction dans une bobine à fer traversée par un courant continu ne doit pas dépasser 10.000 gauss. C'est cette valeur de l'induction que l'on se fixe couramment dans tous les calculs (bobines de filtrages, inductances et transformateurs B.F.) ; en fait, pratiquement, on s'aperçoit que les tôles courantes perdent leurs qualités lorsqu'elles sont soumises à une induction supérieure à 10.000 gauss ; on parle alors de saturation.

Pour éviter la saturation, on peut soit augmenter la section du noyau magnétique, soit diminuer l'intensité parcourant le bobinage. Un autre procédé consiste à empiler les tôles du noyau sans les entrecroiser ; il est alors possible de ménager, entre les deux groupes de tôles (groupe en forme de E et groupe en forme de I), un léger entrefer que l'on garnit d'une feuille de papier.

Quel doit être la valeur de cet entrefer ? Pour une bobine de filtrage, cette valeur n'est pas critique. Il n'en va pas de même s'il s'agit d'une inductance B.F. ; dans ce cas, afin de respecter la fidélité de transmission, et d'éviter l'affaiblissement dans les graves, il y a intérêt à calculer soigneusement cet entrefer.

Pour cela, on applique la formule simple suivante, suffisamment précise dans la pratique :

$$e = \frac{1{,}25\,NI}{10.000}$$

formule donnant l'entrefer $e$ en centimètre, pour une induction de 10.000 gauss, et dans laquelle N est le nombre total de spires, et I, l'intensité parcourant l'enroulement.

Exemple :

$$I = 0{,}1 \text{ A et } N = 3.000 \text{ tours}$$

on a $e = 0{,}037$ cm., soit 37/100 de mm.

Le diamètre du fil constituant le bobinage est déterminé par l'intensité du courant traversant l'enroulement ; nous avons dit précédemment que l'on admet 2 à 3 ampères par millimètre carré de section.

Quant au coefficient de self-induction, il n'existe, à proprement parler, aucune formule permettant de le déterminer avec précision. Néanmoins, une formule convenant pratiquement et permettant de dégrossir le travail, est la suivante :

$$L = \frac{10^{-4}\,N.S.}{I}$$

relation donnant L en henrys, pour une induction de 10.000 gauss, et en fonction du nombre de spires N, de l'intensité I et de la section du noyau S. Cette formule n'est applicable que si l'entrefer a la valeur optimum déterminée précédemment, d'une part, et d'autre part, à condition que la composante alternative soit faible par rapport à la composante continue.

Naturellement, il reste la solution de *mesurer* le coefficient de self-induction du bobinage à fer. Pour cela, on a recours, dans les laboratoires, au système bien connu du pont ; néanmoins, ce procédé exigeant la possession de selfs-étalons, nous le passerons sous silence.

L'amateur pourra se contenter de connecter le bobinage au secteur en intercalant un ampèremètre (voir fig. II-9). Il obtient ainsi : E, la tension du réseau en volts ; I, l'intensité, en ampères, du courant alternatif traversant la bobine ; de plus, l'amateur connaît la pulsation $\omega$ du secteur

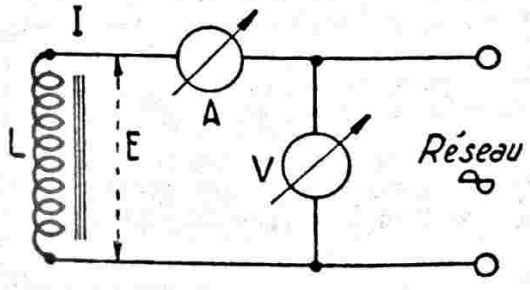



*Fig. II-9*

($\omega = 2\pi f$ ; soit 314 pour le 50 p.p.s. et 157 pour le 25 p.p.s.), et il mesure à l'ohmmètre la résistance en ohms de l'enroulement en courant continu. Ces élé-

ments étant déterminés, il ne reste qu'à appliquer la formule ci-dessous donnant le coefficient de self-induction en henrys :

$$L = \sqrt{\frac{\left(\frac{E}{I}\right)^2 - R^2}{\omega^2}}$$

Mais, cette mesure est faite en l'absence de courant continu, alors que ladite bobine doit fonctionner avec un courant continu parcourant ses spires — ou encore, que sur tel schéma la bobine requise doit présenter tel coefficient de self-induction pour telle intensité en courant continu. A cet effet, voici un autre procédé de mesure soumettant la bobine à fer au courant continu.

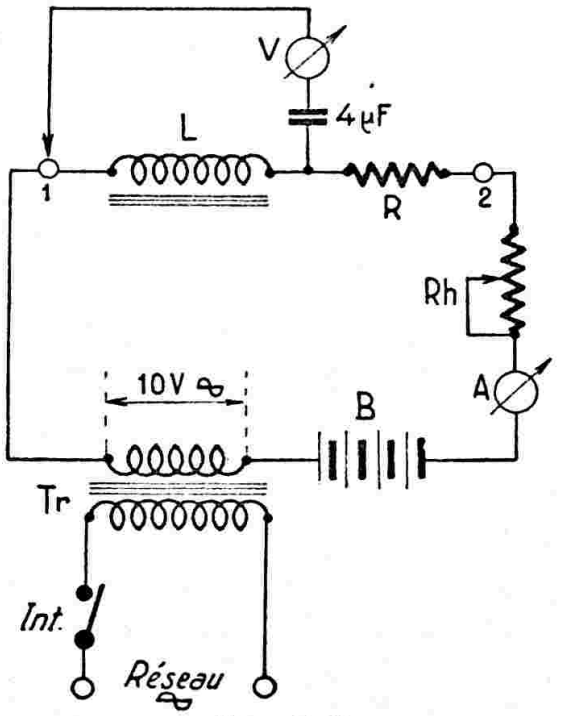



*Fig. 11-10*

On réalise le montage schématisé par la figure II-10. On connecte en série, la bobine L à mesurer, une résistance connue R, une batterie d'accumulateur B, un ampèremètre A, un rhéostat Rh et le secondaire d'un transformateur abaisseur de tension Tr. On ajuste, au moyen de Rh, l'intensité du courant continu devant traverser L (lecture en A) ; puis, on ferme Int., et à l'aide de V (voltmètre à redresseur ou à lampe) on mesure successivement les tensions aux points 1 et 2 par rapport à M, c'est-à-dire les tensions aux bornes de L et de R. Les tensions obtenues, que nous appellerons $V_L$ et $V_R$, représentent respectivement les chutes dans la réactance (soit $L \cdot \omega \cdot I$) et dans la résistance (soit $R \cdot I$). On peut donc écrire :

$$\frac{V_L}{V_R} = \frac{L \omega I}{RI}$$

d'où l'on tire :

$$L = \frac{V_L \cdot R}{V_R \cdot \omega}$$

Relation dans laquelle on considère L comme étant une self-induction pure.

Voir également § 4 chapitre VII.

Voyons, maintenant, pour en terminer avec les bobinages à fer, la notion d'*impédance.*

L'impédance d'un enroulement à noyau de fer est la résistance offerte par cet enroulement au passage d'un courant alternatif de *fréquence donnée.* La résistance, ou plus exactement l'*impédance,* variant avec la fréquence, il est donc indispensable de préciser à quelle fréquence doit être faite la mesure. Ainsi, qu'il s'agisse de bobines de choc B.F., d'impédances anodiques de charge, d'impédances de transformateurs B.F. ou de têtes magnétiques pour enregistreurs, de pick-up, etc..., certains techniciens font la mesure à 400 c/s, d'autres à 800 c/s, d'autres encore à 1.000 c/s ; soit autant de valeurs d'impédances pour un même organe. Il y a donc lieu de bien spécifier la fréquence de mesure ; néanmoins, lorsque cette fréquence n'est pas indiquée, on sous-entend généralement « à 1.000 c/s ».

Quel que soit l'organe dont on ait à mesurer l'impédance, il existe un moyen de mesure relativement simple. Appelons Z l'impédance de l'organe à déterminer. Nous disposons, d'autre part, d'un oscillateur B.F. dont on règle la fréquence à 400, 800 ou 1.000 c/s, suivant le cas. Appliquons la tension de sortie du générateur B F. sur l'impédance Z, soit directement, soit à travers un amplificateur si la tension de l'oscillateur n'est pas suffisante. Aux bornes de Z, connectons un voltmètre à redresseur (ou un voltmètre à lampe) ; nous avons une lecture que nous appelons V. Sans rien toucher au montage, déconnectons Z et plaçons une résistance R que nous choisirons afin que le voltmètre indique de nouveau la lecture V. L'impédance Z (en ohms) a pour valeur la valeur de la résistance R de remplacement.

Cette méthode simple et suffisamment précise s'applique pour tous les bobinages à fer, tels que transformateurs de sortie, intervalve, d'entrée, de modulation, pick-up magnétique ou électrodynamique, bobine mobile de haut-parleur, écouteur, bobine de choc B.F., tête magnétique d'enregistrement, bras enregistreur, etc... (voir aussi § 4 chapitre VII).

## § 12. — Documents utiles

### Résistances en parallèle
### Condensateurs en série

Les abaques sont des diagrammes précieux, car d'un simple coup d'œil, ils permettent souvent de se faire rapidement une idée sur le problème en cours et ils évitent de longs et fastidieux calculs. Nous en avons déjà publié un au cours du paragraphe 8 précédent se rapportant aux transformateurs BF, et, au cours de cet ouvrage, le lecteur en rencontrera encore de nombreux autres. Mais, tout de suite, voici un abaque (fig. II-11) qui permet la résolution du problème si fréquemment rencontré, à savoir la valeur équivalente de deux résistances en parallèle (ou de deux condensateurs en série). En d'autres termes, il permet de résoudre rapidement les formules suivantes :

$$R = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

$$C = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

Naturellement, les nombres indiqués ur l'abaque repésenteront, suivant le cas : des ohms, des dizaines d'ohms, des centaines d'ohms, des milliers d'ohms, des mégohms ou des picofarads, des dizaines de picofarads, des centaines de picofarads, des milliers de picofarads, des microfarads.

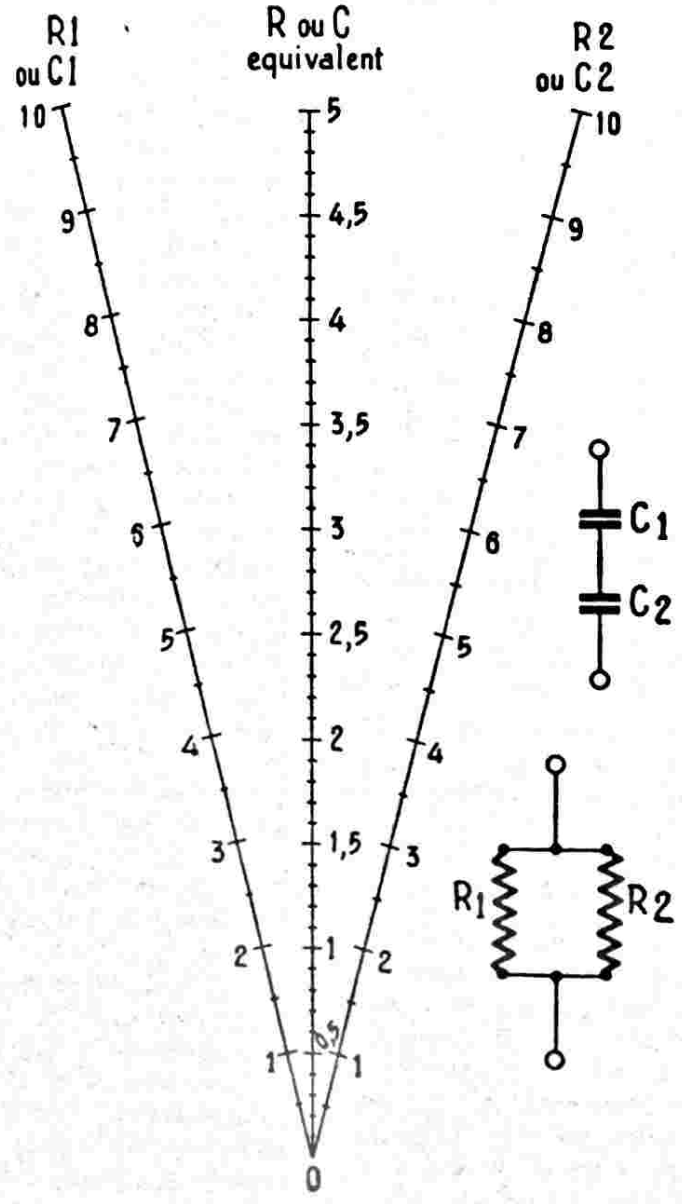



*Fig. II-11*

*Exemple :* Quelle est la valeur de la résistante équivalente formée par la mise en parallèle d'une résistance de 10 000 Ω et d'une résistance de 7 000 Ω.

Sur l'échelle $R_1$, repérons 10 000 Ω ; sur l'échelle $R_2$, repérons 7 000 Ω. A l'aide d'une réglette, joignons ces deux points. Le

point d'intersection de la réglette avec l'échelle centrale nous donne le résultat ; soit 4100 Ω environ.

Mais, cet abaque permet également un autre calcul très intéressant.

*Exemple :* On désire obtenir une résistance de 1750 Ω dans un circuit qui comporte déjà une résistance de 2 500 Ω. Quelle est la valeur à mettre en parallèle sur cette dernière résistance pour obtenir la résistance désirée.

Sur l'échelle $R_1$, repérons le point 2 500 Ω ; sur l'échelle centrale, repérons le point 1 750 Ω. A l'aide d'une réglette, joignons ces deux points et prolongeons jusqu'à l'intersection avec l'échelle $R_2$, où on lit : 6 000 Ω environ.

Il est bien évident que l'on procède de même dans le cas des condensateurs (groupés *en série*).

*
**

**Section des fils**

Les fabricants de fils et câbles caractérisent désormais plus fréquemment leurs produits, non pas par le *diamètre* du conducteur, mais par sa *section* en mm². Le tableau I ci-dessous, en établissant les correspondances, évite aussi de fastidieux calculs.

TABLEAU I

| Diamètre en mm | Section en mm² |
|---|---|
| 7/100 | 0,0038 |
| 8/100 | 0,0050 |
| 9/100 | 0,0063 |
| 10/100 | 0,0078 |
| 12/100 | 0,0113 |
| 14/100 | 0,015 |
| 15/100 | 0,017 |
| 18/100 | 0,025 |
| 20/100 | 0,031 |
| 22/100 | 0,038 |
| 25/100 | 0,049 |
| 30/100 | 0,070 |
| 35/100 | 0,096 |
| 40/100 | 0,125 |
| 45/100 | 0,159 |
| 50/100 | 0,196 |
| 60/100 | 0,283 |
| 70/100 | 0,38 |
| 80/100 | 0,50 |
| 10/10 | 0,78 |
| 11/10 | 0,95 |
| 12/10 | 1,13 |
| 13/10 | 1,33 |
| 14/10 | 1,54 |
| 15/10 | 1,77 |
| 16/10 | 2,01 |
| 17/10 | 2,27 |
| 18/10 | 2,54 |
| 19/10 | 2,84 |
| 20/10 | 3,14 |
| 22/10 | 3,80 |
| 25/10 | 4,90 |
| 30/10 | 7,06 |

⁂

**Câbles twin-lead et coaxiaux**

Le tableau II donne les caractéristiques des lignes ou câbles à fils parallèles ou à conducteurs coaxiaux de fabrication U.S.A.

Le tableau III fournit les mêmes renseignements pour les câbles coaxiaux de fabrication française.

Le facteur K (ou coefficient de vélocité) est fonction de la vitesse de propagation dans une ligne, un câble, compte tenu des caractéristiques de l'isolant diélectrique ; il permet donc de déterminer la longueur géométrique réelle du câble pour un quart d'onde, une demi-onde, etc. *Exemple :* longueur réelle d'un câble pour un tronçon

$$\text{«demi-onde»} = \frac{K \cdot \lambda}{2}$$

($\lambda$ étant la longueur d'onde).

⁂

**Longueur d'onde et Fréquence**

Certains parlent en « mètres » (longueur d'onde), d'autres en « kilocycles/seconde » (fréquence). Aussi est-il bon de rappeler les relations permettant de passer rapidement de l'un à l'autre de ces modes d'expression.

La longueur d'onde étant représentée par la lettre grecque $\lambda$ (lambda) et exprimée en mètres ; la fréquence par F, et exprimée en kc/s, on a :

$$\lambda = \frac{300\,000}{F} \quad \text{et} \quad F = \frac{300\,000}{\lambda}$$

Dans le domaine des OC et des OTC, on s'exprime souvent en mégacycles/seconde (au lieu de kc/s) ; les formules restent les mêmes, mais le numérateur devient 300 (au lieu de 300 000).

Les appellations « kilocycle/seconde » et « mégacycle/seconde » sont de plus en plus respectivement remplacées par « kilohertz » (kHz) et « mégahertz » (MHz).

Rappelons brièvement, ici, la formule de Thomson permettant de calculer la longueur d'onde de résonance d'un circuit oscillant quelconque :

$$\lambda = 600\,\pi\,\sqrt{L \cdot C}$$

avec $\lambda$ = longueur d'onde en mètres,
L = coefficient de self-induction du bobinage en microhenrys,
et C = capacité du condensateur en microfarads.

*
**

TABLEAU II

| TYPE DE LIGNE OU CABLE | Impédance caractéristique Ω | Facteur K | Capacité en pF par m | PERTES EN dB POUR 30 m — Fréquence en MHz | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | | 3,5 | 7 | 14 | 21 | 28 | 50 | 144 | 220 | 420 |
| Ligne à fils parallèles ..... | | 0,975 | | 0,03 | 0,05 | 0,07 | 0,08 | 0,1 | 0,13 | 0,25 | | |
| Tubes parallèles ..... | | 0,95 | | | | | | | | | | |
| Coaxial à isolement par l'air.... | | 0,85 | | 0,2 | 0,28 | 0,42 | 0,48 | 0,55 | 0,7 | 1,4 | | |
| RG8/U, coaxial à diélectrique solide ..... | 52 | 0,66 | 90 | 0,3 | 0,45 | 0,66 | 0,83 | 0,98 | 1,35 | 2,5 | 3,3 | 4,8 |
| RG58/U ..... | 53,5 | 0,66 | 87 | 0,68 | 1 | 1,5 | 1,9 | 2,2 | 3,1 | 5,7 | 7,2 | 10,4 |
| RG11/U ..... | 75 | 0,66 | 71 | 0,38 | 0,55 | 0,80 | 0,98 | 1,15 | 1,55 | 2,8 | 3,4 | 4,9 |
| RG59/U ..... | 73 | 0,66 | 64 | 0,64 | 0,9 | 1,3 | 1,6 | 1,8 | 2,4 | 4,2 | 5,2 | 7,2 |
| Lignes à conducteurs parallèles : twin-lead à diélectrique solide 214-080 ..... | 75 | 0,68 | 60 | 1,5 | 2,1 | 2,9 | 3,6 | 4,1 | 5,5 | 9 | 11 | 15 |
| Type émission 214-023 ..... | 75 | 0,71 | 62 | 0,29 | 0,49 | 0,82 | 1,15 | 1,4 | 2,1 | 4,8 | | |
| Type 214-079 (plat) ..... | 150 | 0,77 | 31 | 0,46 | 0,66 | 0,97 | 1,2 | 1,4 | 1,9 | 3,3 | 4 | 5,7 |
| Type 214-056 (plat) ..... | 300 | 0,82 | 18 | 0,18 | 0,28 | 0,41 | 0,52 | 0,6 | 0,85 | 1,55 | 1,9 | 2,8 |
| Type 214-100 ..... | 300 | 0,82 | | 0,18 | 0,28 | 0,41 | 0,52 | 0,6 | 0,85 | 1,55 | 1,9 | 2,8 |
| Type 214-185 ..... | 300 | 0,82 | | 0,14 | 0,22 | 0,34 | 0,43 | 0,51 | 0,72 | 1,35 | 1,75 | 2,6 |
| Type 214-022 ..... | 300 | 0,82 | 10 | 0,1 | 0,15 | 0,24 | 0,31 | 0,37 | 0,52 | 1 | 1,29 | 1,9 |
| Type 214-271 (tubulaire) ..... | 300 | 0,82 | | 0,18 | 0,28 | 0,41 | 0,52 | 0,60 | 0,85 | 1,55 | 1,9 | 2,8 |
| Type 214-076 (tubulaire) émission | 300 | 0,82 | 12 | 0,14 | 0,22 | 0,33 | 0,41 | 0,48 | 0,68 | 1,25 | 1,6 | 2,3 |

TABLEAU III

| Appellation normalisée | 50PPD | 50MD | 50MM | 50GM | 50GD | 2M75 | 75PDL | 75GPD | 75PD | 75GMD | 75GMM | 75MD | 75MM | 75PM | 75GM | 75GD | 100MD | 100MM | 150M | 2D300 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Impédance caractéristique (en ohms) ..... | 50 | 50 | 50 | 50 | 50 | 75 | 75 | 75 | 75 | 75 | 75 | 75 | 75 | 75 | 75 | 75 | 100 | 100 | 150 | 300 |
| Facteur K ..... | 0,66 | 0,66 | 0,65 | 0,65 | 0,65 | | 0,66 | 0,75 | 0,66 | 0,75 | 0,75 | 0,66 | 0,66 | | | 0,65 | | 0,61 | 0,72 | 0,82 |
| Capacité (en pF par m).. | 98 | 98 | 98 | 98 | 100 | 67 | 66,5 | 60 | 69 | 59 | 60 | 69 | 65 | | | 68 | | | 33 | 14 |
| Pertes en dB pour 30 m à 200 MHz ..... | 9,3 | 4,5 | 3,4 | 0,3 | 2,1 | 7,5 | 6 | 6,6 | 6,6 | 3,9 | 3,9 | 4,5 | 3,9 | 5,4 | 2,4 | 3 | 6 | | 1,8 | 0,75 |
| Pertes en dB pour 30 m à 10 MHz ..... | 1,95 | 0,7 | 0,6 | 1,6 | 0,4 | 1,5 | 1,2 | 1,3 | 1,3 | 0,9 | 0,9 | 0,7 | 0,5 | 1 | 0,4 | 0,5 | 0,7 | 0,7 | 0,4 | 0,3 |
| Diamètre extérieur (en mm) ..... | 3,5 | 11 | 11 | 25 | 25 | 7,2 | 6,5 | 5,2 | 6,5 | 7 | 7 | 11 | 11 | 6,5 | 25 | 25 | 11 | 11 | 14 | 10,2 |
| Remarques | | | | | | Bifilaire blindé | | | | | | | Semi-aéré UHF | | Aéré UHF | | | | | Bifilaire à diélectrique solide |

**Codes des couleurs**

Examinons maintenant les codes des couleurs utilisées pour le marquage des résistances et des condensateurs. Mais d'abord, rappelons la liste des valeurs normalisées (tableau IV). Les valeurs nominales indiquées dans ce tableau s'entendent en *ohms* pour les résistances et en *picofarads* pour les condensateurs. Naturellement, outre les nombres indiqués, il y a aussi tous leurs multiples décimaux (10, 15, 22, 33... 100, 150, 220, 330.... etc.).

TABLEAU IV

| Résistances et Condensateurs ± 20 % | Résistances et Condensateurs ± 10 % | Résistances et Condensateurs ± 5 % |
|---|---|---|
| Condensateurs ⩽ 10 pF ± 1 pF | Condensateurs ⩽ 10 pF ± 0,5 pF | Condensateurs ⩽ 10 pF ± 0,25 pF |
| 1 | 1 | 1 |
| | | 1,1 |
| | 1,2 | 1,2 |
| | | 1,3 |
| 1,5 | 1,5 | 1,5 |
| | | 1,6 |
| | 1,8 | 1,8 |
| | | 2 |
| 2,2 | 2,2 | 2,2 |
| | | 2,4 |
| | 2,7 | 2,7 |
| | | 3 |
| 3,3 | 3,3 | 3,3 |
| | | 3,6 |
| | 3,9 | 3,9 |
| | | 4,3 |
| 4,7 | 4,7 | 4,7 |
| | | 5,1 |
| | 5,6 | 5,6 |
| | | 6,2 |
| 6,8 | 6,8 | 6,8 |
| | | 7,5 |
| | 8,2 | 8,2 |
| | | 9,1 |

Examinons donc maintenant les codes normalisés pour résistances et condensateurs, et plus spécialement, le code international des couleurs de marquage. Ce code se rapporte donc aux résistances ainsi qu'aux condensateurs des types mica, céramique et papier ; il est publié intégralement dans tableau V ci-après.

En voici immédiatement l'application.

*Résistances*

Les valeurs sont toujours indiquées en *ohms*.

*Premier cas* : figure II-12.

Le marquage des couleurs peut se faire soit par des anneaux, soit par de simples points.

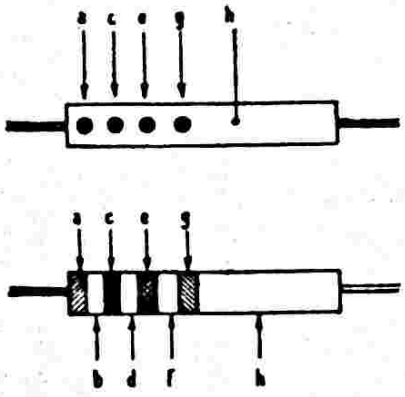



*Fig. II-12*

Nous avons :

$a$ = premier chiffre significatif (à lire dans la colonne 2 du tableau) ;

## TABLEAU V

| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Couleurs | Chiffre significatif | Résistances | | Condensateurs au mica | | Condensateurs au papier | | Condensateurs « céramique » | | | | Tension de service (volts) |
| | | Multiplicateur | Tolérance % | Multiplicateur | Tolérance % | Multiplicateur | Tolérance % | Multiplicateur | Tolérance 5 % | | Coefficient de température | |
| | | | | | | | | | ⩽ 10 pF | > 10 pF | | |
| Noir ..... | 0 | 1 | | 1 | 20 | 1 | 20 | 1 | 20 | 2 | 0 | |
| Marron ..... | 1 | 10 | | 10 | | 10 | | 10 | 1 | | — 30 | 100 |
| Rouge ..... | 2 | 100 | | 100 | 2 | 100 | | 100 | 2 | | — 80 | 200 |
| Orange ..... | 3 | $10^3$ | | $10^3$ | RMA 3 | $10^3$ | | $10^3$ | RMA 2,5 | | — 150 | 300 |
| Jaune ..... | 4 | $10^4$ | | $10^4$ | | $10^4$ | | RMA $10^4$ | | | — 220 | 400 |
| Vert ..... | 5 | $10^5$ | | | RMA 5 | | 5 | | 5 | 0,5 | — 330 | 500 |
| Bleu ..... | 6 | $10^6$ | | | | | | | | | — 470 | 600 |
| Violet ..... | 7 | $10^7$ | | | | | | | | | — 750 | 700 |
| Gris ..... | 8 | | | | | | | 0,01 | | | + 30 | 800 |
| Blanc ..... | 9 | | | | | | 10 | 0,1 | 10 | 0,25 | — 300<br>± 500<br>JAN<br>+ 120<br>— 750<br>RMA | 900 |
| Or ..... | | 0,1 | 5 | | JAN 5 | 0,1 | 5 | | | 1 | | 1 000 |
| Argent ..... | | 0,01 | 10 | | 10 | | 10 | | | | | 2 000 |
| Sans couleur .... | | | 20 | | | | 20 | | | | | 500 |

$c$ = second chiffre significatif (colonne 2 également) ;

$e$ = multiplicateur (colonne 3) ;

$g$ = tolérance (colonne 4).

En $b$, $d$, $f$, et $h$, nous avons la couleur du corps. Mais dans ce procédé de marquage, cette couleur n'intervient pas pour la lecture de la valeur ; cela indique seulement :

Noir = corps non isolé ;

Autre couleur = corps isolé.

Enfin, s'il s'agit d'une résistance bobinée, le point $a$ est beaucoup plus gros que les autres, ou l'anneau $a$ est de largeur double.

*Second cas :* figure II-13.

Le marquage des couleurs peut se faire selon l'une des deux représentation de la figure. Nous avons :

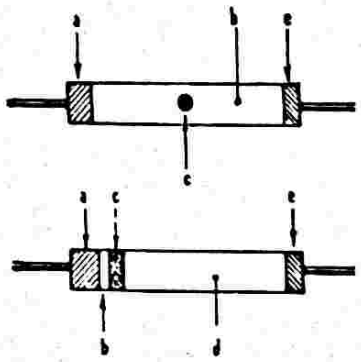


*Fig. II-13*

$b$ et $d$ = premier chiffre significatif ; couleur du corps (colonne 2) ;

$a$ = second chiffre significatif (colonne 2) ;

$c$ = multiplicateur (colonne 3) ;

$e$ = tolérance (colonne 4).

Si l'une des couleurs $a$ ou $c$ n'existe pas, cela indique que $a$ ou $c$ a la même couleur que le corps et prend donc la valeur de cette couleur.

Si l'anneau $e$ n'existe pas en teintes or ou argent, il s'agit d'une résistance avec tolérance de ± 20 %.

*Troisième cas :* figure II-14.

$b$ = premier chiffre significatif (colonne 2) ;

$d$ = second chiffre significatif (colonne 2) ;

$c$ = multiplicateur (colonne 3) ;

$a$ = tolérance (colonne 4).

Comme précédemment, si la marque $a$ n'existe pas en couleurs or ou argent, il s'agit d'une résistance avec tolérance de ± 20 %.

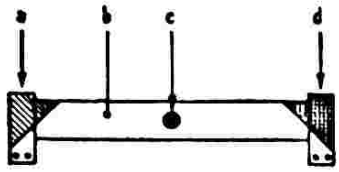


*Fig. II-14*

### *Condensateurs céramiques*

*Premier cas :* figure II-15.

La valeur est donnée en picofarads d'après la lecture suivante :

$b$ = premier chiffre significatif (colonne 2) ;

$c$ = second chiffre significatif (colonne 2) ;

$d$ = multiplicateur (colonne 9).

En outre, nous avons :

$a$ = cœfficient de température (colonne 12) ;

$e$ = tolérance (colonne 10 pour les capacités plus grandes que 10 pF ; colonne 11 pour les capacités plus petites ou égales à 10 pF).

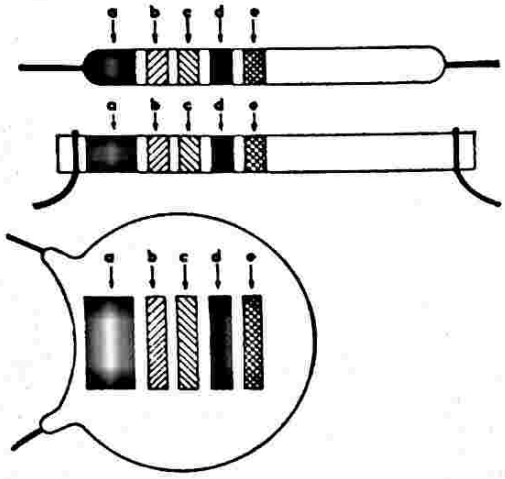


*Fig. II-15*

La couleur du corps n'a aucune signification. Il ne faut pas confondre, par la présentation, ce type de condensateur avec certaines résistances ; ces dernières ne comportent que quatre anneaux, alors que les condensateurs en ont cinq dont le premier est large.

Notons enfin que la majorité des condensateurs à la céramique ont une tension de service de 350 à 500 V maximum.

*Deuxième cas :* figure II-16.

$b$ = premier chiffre significatif (colonne 2) ;

$c$ = second chiffre significatif (colonne 2) ;

$d$ = multiplicateur (colonne 9) ;

$e$ = tolérance (colonne 10 ou 11, selon capacité, comme indiqué précédemment) ;

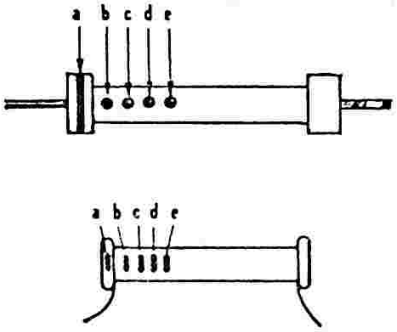



*Fig. II-16*

$a$ = coefficient de température (colonne 12).

La couleur du corps n'a aucune signification.

*Troisième cas :* figure II-17.

$f$ = corps couleur bleue ; pas de signification particulière ;

$a$ = premier chiffre significatif (colonne 2) ;

$b$ = second chiffre significatif (colonne 2) ;

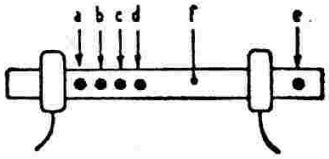



*Fig. II-17*

$c$ = multiplicateur (colonne 9) ;

$d$ = tolérance (colonne 10 ou 11, selon capacité, comme indiqué précédemment) ;

$e$ = tension de service selon le code suivant : marron = 150 V ; orange = 350 V ; vert = 500 V (soit *approximativement* comme indiqué colonne 13).

*Quatrième cas :* figure II-18.

En principe, il s'agit là de condensateurs de forte capacité et sans compensation de température. Nous avons :

$a$ = premier chiffre significatif (colonne 2) ;

$b$ = second chiffre significatif (colonne 2) ;

$c$ = multiplicateur (colonne 9).

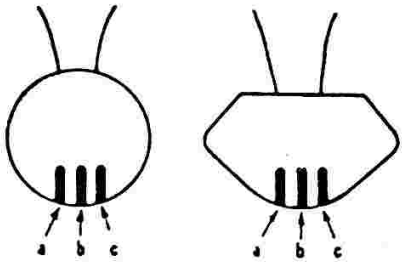



*Fig. II-18*

*Autres types de condensateurs*

*Condensateurs au mica :* figure II-19.

Capacité en picofarards.

$f$ = premier chiffre significatif (colonne 2) ;

$e$ = deuxième chiffre significatif (colonne 2) ;

$d$ = troisième chiffre significatif (colonne 2).

Le lecture de la capacité se fait dans le sens de la flèche représentée sur la figure.

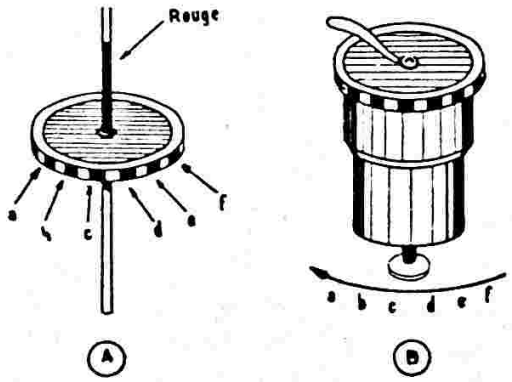



*Fig. II-19*

Les marques *a*, *b* et *c* sont facultatives. Si elles existent, elles ont les indications suivantes :

$a$ = tension de service (colonne 13) ;

$b$ = tolérance (colonne 6) ;

$c$ = multiplicateur (colonne 5) ; ce multiplicateur s'applique alors aux trois chiffres significatifs *f*, *e* et *d* de la capacité indiqués précédemment.

Dans la présentation de la figure II-19 A, la lecture se fait en tenant le condensateur avec le repère « rouge » peint sur la connexion, en haut. Dans la présentation de la figure II-19 B, la lecture se fait, l'embase à vis du condensateur dirigée vers le bas.

*Condensateurs au papier ou au mica*

Présentation de la figure II-20 (matière moulée) ; valeur exprimée en picofarads.

Attention ! Ce type de condensateur existe en trois codes :

1° Code RMA (Radio Manufacturers Association) ;

2° Code RMA, classe J ;

3° Code JAN (Joint Army Navy) ou AWS (American War Standards).

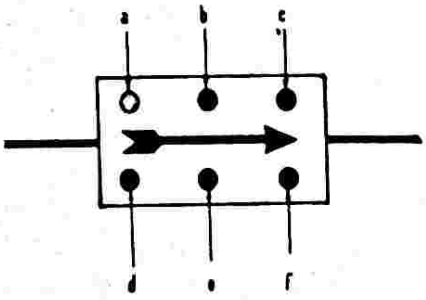



*Fig. II-20*

On reconnaît le code d'après le point *a* ; celui-ci est noir ou argent dans le code JAN ou AWS, blanc dans le code RMA, classe J, et d'une autre couleur dans le code RMA normal.

*Code RMA normal :*

Diélectrique papier ou mica.

*a* = premier chiffre significatif (colonne 2) ;

*b* = second chiffre significatif (colonne 2) ;

*c* = troisième chiffre significatif (colonne 2) ;

*d* = tension de service (colonne 13) ;

*e* = tolérance (colonne 6 ou 8) ;

*f* = multiplicateur (colonne 5 ou 7).

*Code RMA (classe J) :*

Diélectrique mica.

*a* = blanc ;

*b* = premier chiffre significatif (colonne 2) ;

*c* = deuxième chiffre significatif (colonne 2) ;

*f* = multiplicateur (colonne 5) ;

*d* = tension de service (colonne 13) ;

*e* = tolérance (colonne 6).

*Code JAN ou AWS :*

Diélectrique papier.

*a* = argent (pour diélectrique au papier) ;

*b* = premier chiffre significatif (colonne 2) ;

*c* = second chiffre significatif (colonne 2) ;

*f* = multiplicateur (colonne 7) ;

*d* = tension de service (colonne 13) ;

*e* = tolérance (colonne 8).

*Code JAN ou AWS :*

Diélectrique mica.

*a* = noir (pour diélectrique au mica) ;

*b* = premier chiffre significatif (colonne 2) ;

*c* = second chiffre significatif colonne 2) ;

*f* = multiplicateur (colonne 5) ;

*d* = tension de service (colonne 13) ;

*e* = tolérance (colonne 6).

*Condensateurs au papier :*

Présentation de la figure II-21. Capacité exprimée en picofarads.

*a* = premier chiffre significatif (colonne 2) ;

*b* = second chiffre significatif (colonne 2) ;

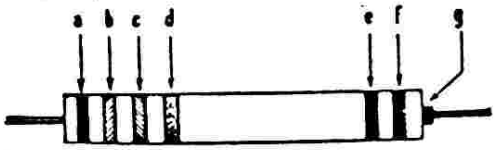



*Fig. II-21*

*c* = multiplicateur (colonne 7) ;

*d* = tolérance (colonne 8) ;

*e* = tension de pointe (colonne 13) ;

*f* = tension de service (colonne 13) ;

*g* = repère indiquant la connexion correspondant à l'armature extérieure (pouvant se trouver aussi à l'autre extrémité).

Présentation de la figure II-22. Capacité exprimée en picofarads.

*a* = premier chiffre significatif (colonne 2) ;

*b* = second chiffre significatif (colonne 2) ;

*c* = multiplicateur (colonne 7) ;

*d* = tolérance (colonne 8) ;

*e* = tension de service (colonne 13).

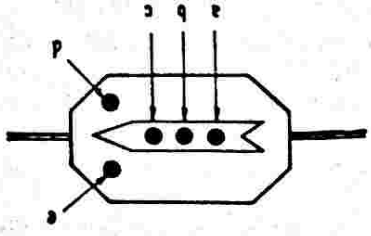



*Fig. II-22*

Il est possible de rencontrer des condensateurs marqués des trois seuls point *a*, *b*

et $c$ ; ils sont généralement à diélectrique au *mica* (et non ou papier) et la lecture de la capacité s'effectue comme ci-dessus.

*Notes concernant les condensateurs au mica*

1° Dans le même ordre d'idées que ce que nous venons de dire à l'instant, précisons qu'il est possible d'avoir des condensateurs au mica marqués simplement comme il est montré sur la figure II-23 (ancienne fabrication). Nous avons alors :

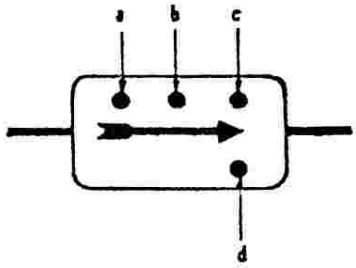



*Fig. II-23*

$a$ = premier chiffre significatif (colonne 2) ;

$b$ = second chiffre significatif (colonne 2) ;

$c$ = multiplicateur (colonne 5) ;

$d$ = tension de service (colonne 13).

2° Dans certains marquages de condensateurs au *mica*, selon le code JAN ou AWS (voir figure II-20 et le texte s'y rapportant), le point $d$ n'indique pas toujours la tension de service, mais la variation thermique de capacité selon le tableau suivant : rouge = 0,5 % ; orange = 0,2 % ; jaune = 0,05 % ; vert = 0,025 % ; bleu = 0,005 %.

3° Sur les figures II-20, 22 et 23, nous remarquerons une flèche gravée dans la matière moulée enrobant le condensateur. Cette flèche est nécessaire pour connaître le sens de lecture des points ; elle doit toujours être dirigée de gauche à droite.

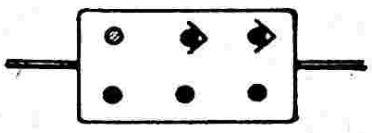


*Fig. II-24*

Toutefois, cette flèche peut être supprimée et le condensateur se présente alors comme le montre la figure II-24, les pointes devant toujours être dirigées vers la droite.

*Note concernant les condensateurs « céramique »*

Nous avons vu que sur certains types de condensateurs, le constructeur indique le cœfficient de température (donné dans la colonne 12). Cela mérite quelques explications complémentaires.

Il s'agit d'une variation de capacité provoquée par une variation de température, variation de capacité pouvant être négative (diminution) ou positive (augmentation).

Les chiffres de la colonne 12 représentent donc la variation de capacité possible, exprimée en millionnièmes de la capacité totale, par degré centigrade.

Donnons un exemple : soit un condensateur céramique dont la couleur représentant le cœfficient de température est bleue ; dans la colonne 12, nous lisons : — 470.

Cela signifie que nous avons une variation *négative* de capacité (diminution) de 470 millionnièmes (soit $470 \times 10^{-6}$) de la capacité totale de départ, par degré centigrade d'*élévation* de température.

⁂

**Impédance des capacités à diverses fréquences.**

L'impédance présentée à une fréquence donnée par un condensateur de capacité donnée se calcule, on le sait, à l'aide de la formule :

$$Z_c = \frac{1}{2\pi FC}$$

Le tableau VI évite tous longs calculs.

Certes, nous n'avons indiqué que six fréquences (20, 50 et 100 Hz ; 1, 50 et 100 kHz). Mais si l'on veut bien retenir que l'impédance d'une capacité donnée diminue *proportionnellement* avec l'accroissement de la fréquence, nous allons voir que le tableau permet toutes les résolutions.

*Exemples :*

a) — Soit un condensateur de 500 pF ; le tableau nous indique que son impédance est de 16 MΩ à 20 Hz.

A 20 kHz, elle sera évidemment 1 000 fois moindre ; soit 16 kΩ.

A 200 MHz, elle sera encore 10 000 fois moindre que ce que nous venons de trouver ; soit 1,6 Ω.

b) — Soit un condensateur de 10 nF (10 000 pF) ; le tableau nous indique que son impédance est de 16 kΩ à 1 kHz.

A 7 MHz, elle sera 7 000 fois moindre ; soit 2,3 Ω.

c) — Soit un condensateur de 2 nF (2 000 pF) ; le tableau nous indique que son impédance est de 80 kΩ à 1 kHz.

A 1 MHz, elle sera 1 000 fois moindre ; soit 80 Ω.

A 160 MHz, elle sera 160 fois moindre ; soit 0,5 Ω.

d) — Un condensateur de 1 nF présentant une impédance de 160 kΩ à 1 kHz et un condensateur de 2 nF présentant une impédance de 80 kΩ à cette même fréquence, il est évident qu'un condensateur de 1,5 nF (1 500 pF) présentera une impédance de 120 kΩ (toujours à cette même fréquence)... ou de 120 Ω à 1 MHz...

On pourrait ainsi varier à l'infini les exemples ; mais nous ne pensons pas que cela soit nécessaire, tout étant si simple.

Tous les calculs ont été volontairement arrondis. En fait, le plus souvent, c'est surtout *l'ordre de grandeur* de l'impédance d'un condensateur vers telle fréquence qu'il est intéressant de connaître rapidement.

TABLEAU VI

| Capacité | FREQUENCE | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | 20 Hz | 50 Hz | 100 Hz | 1 kHz | 50 kHz | 100 kHz |
| 1 pF | | | | | 3,2 MΩ | 1,6 MΩ |
| 2 | | | | | 1,6 | 800 kΩ |
| 5 | | | | | 640 kΩ | 320 |
| 10 | | | | 16 MΩ | 320 | 160 |
| 20 | | | | 8 | 160 | 80 |
| 50 | | | | 3,2 | 64 | 32 |
| 100 | | | 16 MΩ | 1,6 | 32 | 16 |
| 200 | | 16 MΩ | 8 | 800 kΩ | 16 | 8 |
| 500 | 16 MΩ | 6,4 | 3,2 | 320 | 6,4 | 3,2 |
| 1 nF | 8 | 3,2 | 1,6 | 160 | 3,2 | 1,6 |
| 2 | 4 | 1,6 | 800 kΩ | 80 | 1,6 | 800 Ω |
| 5 | 1,6 | 640 kΩ | 320 | 32 | 640 Ω | 320 |
| 10 | 800 kΩ | 320 | 160 | 16 | 320 | 160 |
| 20 | 400 | 160 | 80 | 8 | 160 | 80 |
| 50 | 160 | 64 | 32 | 3,2 | 64 | 32 |
| 100 | 80 | 32 | 16 | 1,6 | 32 | 16 |
| 200 | 40 | 16 | 8 | 800 Ω | 16 | 8 |
| 500 | 16 | 6,4 | 3,2 | 320 | 6,4 | 3,2 |
| 1 µF | 8 | 3,2 | 1,6 | 160 | | |
| 2 | 4 | 1,6 | 800 Ω | 80 | | |
| 8 | 1 | 400 Ω | 200 | 20 | | |
| 16 | 500 Ω | 200 | 100 | 10 | | |
| 32 | 250 | 100 | 50 | 5 | | |
| 50 | 160 | 64 | 32 | | | |
| 100 | 80 | 32 | 16 | | | |
| 500 | 16 | 6,4 | 3,2 | | | |

CHAPITRE III

# Classification des récepteurs ondes courtes

## § 1. — Généralités

Le principe des récepteurs ondes courtes n'est pas différent de celui des récepteurs ordinaires de radiodiffusion ; leur fonctionnement est identique. Seules, les valeurs de certains éléments sont différentes (bobines, C.V. moyenne fréquence, par exemple). Les qualités essentielles que l'on doit exiger d'un appareil récepteur O.C. sont la sensibilité, la stabilité, la sélectivité et la fidélité.

La sensibilité indique la valeur de la tension minimum du signal reçu nécessaire à la production d'une certaine puissance modulée déterminée (exemple : 2μV pour 50 milliwatts modulés, avec une antenne d'une hauteur effective de 4 m.).

La stabilité de fonctionnement devra être bonne, afin que l'opérateur (ou l'auditeur !) n'ait pas sans cesse à retoucher les boutons de réglage.

La sélectivité devra permettre un choix aisé, même aux endroits les plus encombrés de l'éther (bandes d'amateurs). On éliminera les stations gênantes pour n'écouter que celle désirée — du moins autant que faire se pourra ! (Par diminution du bruit de fond, la sélectivité tend à augmenter la sensibilité apparente d'un récepteur.)

La fidélité se rapporte à l'audition (reproduction avec le minimum de distorsion). Un récepteur de trafic peut cependant avoir une fidélité médiocre, les fréquences téléphoniques — parole — passant en général toujours, et, à plus forte raison, les signaux de télégraphie. Toutefois, si le récepteur comporte un amplificateur moyenne fréquence à plusieurs valeurs de bande passante, il n'est pas interdit de monter un amplificateur basse fréquence à haute fidélité permettant de tirer profit au maximum de toutes les qualités du montage.

Dans n'importe quel récepteur d'ondes courtes, on devra toujours chercher à faire le rapport L/C des circuits d'accord le plus élevé possible (forte self-induction pour une faible capacité). Car aux extrémités de gamme en longueurs d'onde les plus élevées, c'est-à-dire condensateur variable à sa capacité maximum, le rapport L/C tend toujours à diminuer, et il en résulte une diminution de la tension d'attaque du signal incident, ainsi qu'une augmentation du fameux rapport bruit de fond/signal.

D'autre part, s'il s'agit d'un changeur de fréquence, les oscillations locales auxdites extrémités de gammes diminuent aussi, et elles sont alors d'amplitude insuffisante pour moduler à fond le courant d'anode du tube convertisseur. Il faut donc toujours utiliser des capacités variables d'accord (et d'oscillateur éventuellement) de faibles valeurs. Cette amélioration du rapport L/C oblige à augmenter le nombre de gammes nécessaires pour couvrir une bande déterminée ; mais ce léger inconvénient est largement compensé par une augmentation appréciable de la sensibilité, de la stabilité, du rapport signal/bruit de fond et, enfin, de la facilité de réglage.

Il existe deux grandes classes de récepteurs ondes courtes que nous allons voir séparément :

1° Les récepteurs à amplification directe.

2° Les récepteurs à changement de fréquence.

## § 2. — Amplification directe

On appelle récepteur à amplification directe tout appareil dont la partie avant détection ne comporte que des étages amplificateurs haute fréquence, sans l'intervention du système changeur de fréquence, ou encore dont la partie prédétectrice se limite à un simple circuit d'accord. La

simple détectrice à réaction et toute la gamme des 1-V-1, 1-V-2, 0-V-2, etc... (1) se rangent dans cette classe. Les montages à super-réaction sont également des récepteurs à amplification directe (super-réaction monolampe, à deux lampes dont une produit la fréquence de découpage, super-réaction autodyne). Ces derniers montages, un peu délaissés ces dernières années, semblent « reprendre du poil de la bête » avec les hyperfréquences, du fait de leur simplicité de réalisation et de leur grande sensibilité sur ces bandes de fréquence.

Dans tout récepteur à amplification directe, le système de réaction sur la lampe détectrice provoque une augmentation de la sensibilité et de la sélectivité ; en poussant la réaction au-delà de l'accrochage, elle permet l'écoute des signaux de télégraphie non modulée (ondes entretenues pures).

D'autre part, n'oublions pas qu'un étage haute fréquence, outre l'accroissement de sensibilité qu'il apporte, supprime le rayonnement de la détectrice dans l'antenne. Il réduit à néant tous les troubles provoqués par l'accrochage du tube détecteur. Par contre, on ne réalise plus, comme avec une détectrice simple, le désamortissement du circuit d'entrée qui augmente la « sensibilité apparente » du récepteur.

## § 3. — Changement de fréquence

Nous ne rappellerons pas ici la théorie du changement de fréquence, connue de tous (nous laisserons ce soin aux nombreux traités de vulgarisation radiotechnique).

Malgré la simplicité et les qualités des récepteurs à amplification directe, les montages à changement de fréquence (appelés aussi superhétérodynes) les ont presque complètement supplantés. Ils présentent, en fait, certains avantages sur les autres types de récepteurs. Ils sont plus sensibles, plus sélectifs et plus faciles à manœuvrer. En un mot, un bon récepteur superhétérodyne constitue l'appareil parfait, aussi bien pour l'écoute de la radiodiffusion ondes courtes que pour le trafic d'amateurs ; son seul inconvénient réside dans la complexité du montage. Néanmoins, un amateur averti, patient et soigneux dans son travail pourra mener à bien la construction d'un récepteur à 16 lampes, par exemple, sans risques d'avoir une méningite, et cet appareil ne manquera pas de le combler de satisfaction par ses performances.

Nous verrons d'ailleurs plus loin (chapitre VIII) l'étude et la réalisation de quelques récepteurs, depuis le montage le plus simple jusqu'à l'imposant double changeur de fréquence.

D'autre part, au cours de ce même chapitre, un tableau synoptique original, comportant les renvois à divers schémas, permet à l'amateur de choisir exactement l'importance de son récepteur à changement de fréquence (du simple au complexe), avec ou sans perfectionnements ou circuits annexes, etc. Il compose, ainsi, aisément, *par lui-même* le schéma de son choix.

La technique du double changement de fréquence sera étudiée également au cours du chapitre VIII, et nous y reviendrons aux chapitres XV et XVI avec la réception des V.H.F. et des U.H.F. par bloc adaptateur (soit : premier changement de fréquence par l'adaptateur et second changement de fréquence par celui du récepteur proprement dit).

Profitons de l'occasion pour préciser que l'on classe dans les V.H.F., les fréquences comprises entre 30 et 300 MHz, l'abréviation U.H.F. étant alors réservée aux fréquences supérieures à 300 MHz. Toutefois, lorsque cet esprit de distinction n'a pas à intervenir, on appelle plus généralement U.H.F. toutes fréquences supérieures à 30 MHz... tout simplement !

(1) Ce mode d'appellation permet de voir immédiatement avec quel montage on est en présence : V représente la détectrice ; le premier chiffre, le nombre de lampes prédétectrices (amplificatrices haute fréquence) ; le second, le nombre de lampes amplificatrices basse fréquence.

CHAPITRE IV

# Etude des éléments d'un récepteur O.C.

## § 1. — Le Q d'une self-inductance

Le facteur de qualité (1) d'une bobine se désigne par Q et sa valeur est donnée par l'expression :

$$Q = \frac{2\pi f \cdot L}{R}$$

Dans cette formule, $2\pi f = \omega$ représente la pulsation à la fréquence $f$, en cycles/seconde. Le numérateur $2\pi fL$ représente l'impédance ou réactance de la bobine L (L en henrys) à la fréquence $f$ et R (en ohms), sa résistance ohmique propre (résistance en courant alternatif) (2).

Plus Q possède une valeur élevée, meilleure est la bobine. Cette valeur est inversement proportionnelle à la résistance R ; d'où l'intérêt de réduire R au maximum (emplois de fil divisé, tube de cuivre, etc...). Un bobinage à une seule couche doit, en général, avoir une longueur comprise entre son diamètre et le double de celui-ci ; c'est dans ces conditions que l'on obtient les coefficients de surtension maxima.

Une bobine réalisée sans support est préférable à une bobine construite sur un mandrin. Mais le nombre élevé de spires empêche parfois une telle réalisation : la rigidité n'est plus suffisante, le bobinage peut vibrer, se déformer, provoquant des variations dans l'étalonnage. Dans le cas de l'utilisation d'un mandrin-support, ce dernier devra présenter un angle de perte minimum en H.F. avec un volume aussi réduit que possible, et offrir également le minimum de points de contact avec le conducteur constituant l'enroulement (mandrins à section hexagonale). Le diamètre de ce conducteur doit être maximum (effet pelliculaire), mais cependant compatible avec le diamètre du bobinage. Quant au pas (3) de l'enroulement, il est déterminé par la longueur optimum à donner à la bobine. On le choisit, en général, compris entre une et deux fois le diamètre du conducteur.

## § 2. — Circuit oscillant. Pertes et qualité

Dans le calcul de l'impédance d'un circuit oscillant (bobine et condensateur en parallèle), le facteur émanant du condensateur est, pour ainsi dire, négligeable. Le facteur Q est le plus important ; il caractérise un circuit antirésonnant au même titre que la bobine en faisant partie. La sélectivité est maximum lorsque l'impédance $\omega L$ est forte (c'est-à-dire Q grand).

D'autre part, la tension aux bornes du circuit antirésonnant est proportionnelle à Q ; en effet, à la résonance, l'impédance $\omega L$ est proportionnelle au facteur de surtension.

Dans un circuit oscillant, on cherche toujours pour faire Q le plus élevé possible, à avoir un rapport L/C très grand (gain élevé et meilleure sélectivité). Mais il ne faut pas trop abuser dans ce sens, car la stabilité s'en ressent rapidement. En

(1) On l'appelle également *facteur de surtension*, que l'on désigne par S.

(2) On se rappelle que le courant alternatif tend à se propager uniquement à la surface des conducteurs. La résistance en courant alternatif haute fréquence $Rh$ d'un fil, s'exprime par unité de longueur, suivant la relation :

$$Rh = \frac{1}{2\pi rca}$$

$r$ étant le rayon du fil employé,
$c$ sa conductibilité (inverse de la résistivité),
$a$ le coefficient de pénétration du courant à la fréquence de travail $f$.

$$a = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu cf}}$$

($\mu$ perméabilité du métal constituant le fil.)

(3) Ne pas confondre le pas avec l'écartement entre spires (le pas étant égal à l'écartement entre une spire plus le diamètre du fil).

fait, si la capacité C est très faible (1), la plus légère variation de celle-ci entraîne une variation importante dans le circuit.

Les pertes dans les condensateurs à air sont souvent négligeables, mais un condensateur variable, par exemple, possède nécessairement un diélectrique, si faible soit-il, constitué par la liaison mécanique entre les armatures fixe et mobile. Ce diélectrique est le siège de pertes, puisqu'il est situé entre deux potentiels différents, et l'on fait appel, pour leur calcul, à la notion de résistance équivalente, ou résistance qu'il faudrait placer en série dans le circuit oscillant pour obtenir les mêmes pertes. L'expression de cette résistance est proportionnelle au rapport $L^2/\lambda^2$ ; elle augmente donc rapidement avec la fréquence.

La bobine et la capacité d'un circuit oscillant sont toujours reliées et connectées aux électrodes des tubes de montage par des conducteurs qui, eux aussi, sont le siège de pertes non négligeables.

Les fils de connexion trop longs, voisinant avec la masse, écrasés dans un blindage de trop faible diamètre (2), tirebouchonnant pour arriver aux cosses de grille, ne peuvent qu'apporter des pertes supplémentaires néfastes au bon rendement d'un montage.

Le tube lui-même introduit, en parallèle sur le circuit oscillant, sa résistance grille-cathode (C.O. monté dans la grille) c'est-à-dire une résistance de quelque 100.000 ohms. Or, une résistance R en shunt sur un circuit équivaut à une résistance R' en série de valeur :

$$R' = \frac{1}{C^2 . \omega^2 . R}$$

Enfin, n'oublions pas les soudures, qui doivent être absolument parfaites, réalisées avec un fer très chaud (connexions *soudées* et non « collées »). Se méfier des pellicules de résine formant parfois gaine isolante sous un amas d'étain ! (3)

## § 3. — Quelques méthodes de band-spread

Tout système de « band-spread » doit permettre un étalement de la bande choisie sur le plus grand nombre de divisions du cadran. Le repérage des stations entendues se fait alors d'une manière plus précise et plus rapide.

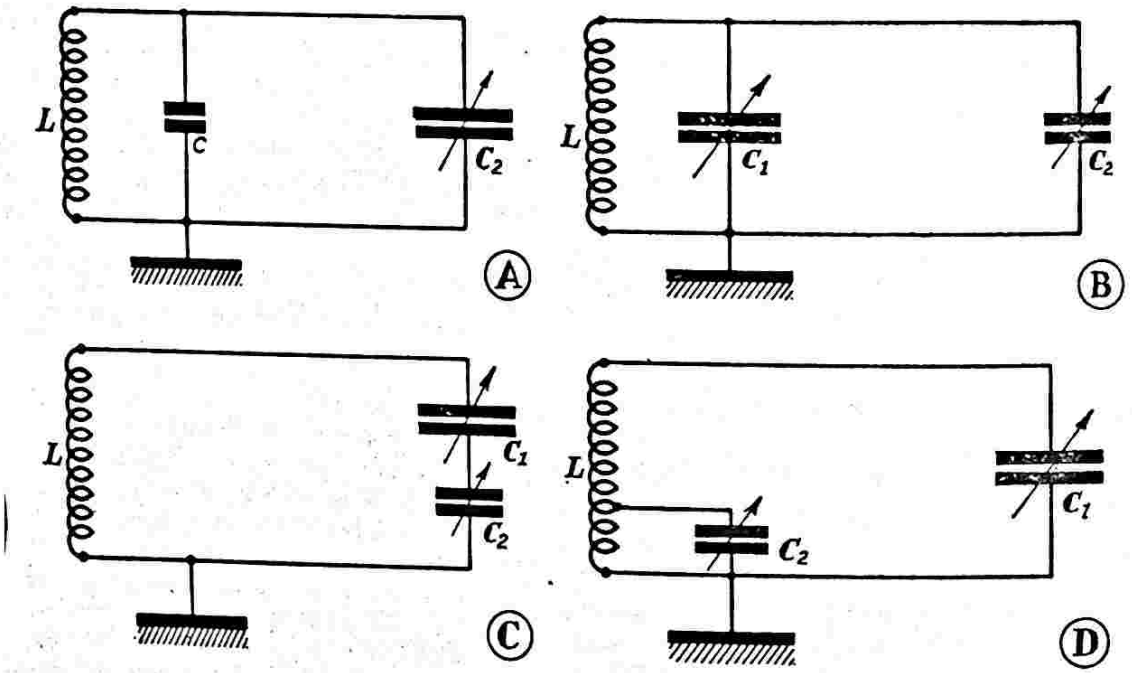



*Fig. IV-1*

Nous donnons (fig. IV-1 A, B, C, D) 4 méthodes de band-spread parmi les plus courantes, que nous livrons sans grands commentaires. Remarquons simplement que, hormis le montage A, les autres sys-

(1) Dans C, il faut voir non seulement la capacité du condensateur proprement dit, mais aussi toutes les capacités parasites, capacités de câblage, etc.

(2) Pratiquement, le blindage doit être distant du bobinage d'au moins une fois et demie le diamètre de ce dernier.

(3) Outre ces considérations d'ordre général, notons qu'une étude complète des circuits oscillants est faite tout au long du chapitre VII.

tèmes présentent l'inconvénient suivant : les degrés de repère du condensateur de band-spread C2 varient avec le réglage du condensateur variable C1 (voir § 16).

D'autre part, le montage A, s'il ne présente pas ce défaut, exige un jeu de bobines accordées LC très important pour couvrir une gamme donnée (1).

Notons cependant un compromis adopté par certains constructeurs (Meissner, U.S.A., par exemple) qui consiste à utiliser un C.V. d'une capacité réduite de l'ordre de 100 à 200 picofarads. Ce procédé permet un léger étalement, que l'on parfait par une aiguille trotteuse sur le cadran, pour faciliter encore le repérage.

**L'étude que nous allons aborder maintenant se rapporte principalement aux montages modernes à changement de fréquence ; nous aborderons successivement chaque partie d'un récepteur de trafic, en supposant connue de nos lecteurs la théorie du superhétérodyne classique, appareil de base.**

## § 4. — L'amplificateur haute fréquence

Un étage amplificateur H.F. convenablement réglé augmente d'abord la sensibilité d'un récepteur, en réduisant le bruit de fond. Mais le rôle primordial qu'il a à remplir se rattache surtout à la sélectivité. En fait, la sélectivité réelle globale d'un récepteur découle de plusieurs conditions.

Tout d'abord, on doit éliminer, du signal à amplifier, toutes les émissions de fréquences voisines qui pourraient le brouiller. Ensuite, on doit supprimer la fréquence image résultant du principe même du changement de fréquence, et qui pourrait gêner la réception. On verra plus loin le rôle joué par l'amplification M.F. dans la sélectivité. La fréquence-image est supprimée par l'amplificateur H.F. (un ou deux étages) avant le changement de fréquence, un simple présélecteur d'entrée ne pouvant donner de solutions acceptables en ondes courtes.

Dans un récepteur de trafic travaillant avec une moyenne fréquence de valeur comprise entre 420 et 490 kc/s, l'étage H.F. est indispensable. Pour la réception des fréquences de 28 Mc/s et plus, deux étages sont préférables (réalisation plus délicate, cependant).

Mais, il n'est pas conseillé de dépasser deux étages amplificateurs H.F. en raison du manque de stabilité qui se manifeste alors.

Si l'on utilise une moyenne fréquence de l'ordre de 1.500 à 1.600 kc/s, un seul étage H.F. fournit un rapport signal/image tout à fait acceptable jusqu'à la bande 30 MHz.

On peut, d'autre part, obtenir une amplification très sensible, même sur les bandes supérieures à 14 Mc/s, en employant des tubes haute fréquence spéciaux tels que les 6AK5, 1852, EF50, « glands », EF80, etc... Voir détails complémentaires au § 18 du présent chapitre.

Pour accroître encore sensibilité et sélectivité, on adopte parfois la réaction H.F. ; l'accord devient alors très pointu, et il est difficile de faire de la commande unique. Le problème de l'alignement se complique rapidement, et il est parfois sage de se borner aux réglages séparés.

Nous donnons (fig. IV-2 et 3) deux schémas de principe d'amplificateurs haute fréquence. Les bobinages $L_1$ et $L_2$ seront soigneusement blindés respectivement et les connexions grille et plaque bien séparées, afin d'éviter tout couplage magnétique ou statique. Les découplages seront très courts, avec retours à la masse en un même point. Dans le montage de la figure IV-3, le circuit plaque, composé d'une résistance de 5.000 ohms et d'une bobine de choc type standard de 2,5 millihenrys, est apériodique. La liaison se fait par un petit condensateur ajustable sur stéatite de 5 à 30 picofarads. Il est toujours intéressant de shunter le condensateur courant au papier de fuite (cathode, écran, etc...) par un condensateur au mica de 5.000 à 10.000 picofarads. Les valeurs indiquées pour les résistances de cathode et d'écran donnent une idée de l'ordre de grandeur ; elles peuvent naturellement varier, suivant le tube employé.

Si l'on utilise une lampe genre 1851 comme tube ampli H.F., le montage du bas de la figure IV-3 est recommandé. En effet, aux fréquences supérieures à 22 Mc/s, ce genre de tube présente une faible impédance d'entrée. La grille n'est donc pas reliée à l'extrémité de la bobine, mais à une prise intermédiaire, sensiblement médiane, afin de réduire l'amortissement du circuit d'entrée. Contrairement à ce que l'on pourrait croire à première vue, ce montage ne diminue pas la tension H.F. d'entrée, car le montage à prise donne toujours un coefficient de surtension très élevé (réduction de l'amortissement). Enfin (fig. IV-4), nous donnons le schéma de principe d'un amplificateur H.F. à réaction. La réaction compense les pertes dans le tube amplificateur, dont l'impédance d'entrée diminue avec la

(1) Pour plus amples détails et calculs, voir *Journal des 8*, nos 875 et 876 : « Etude générale du band-spread ».

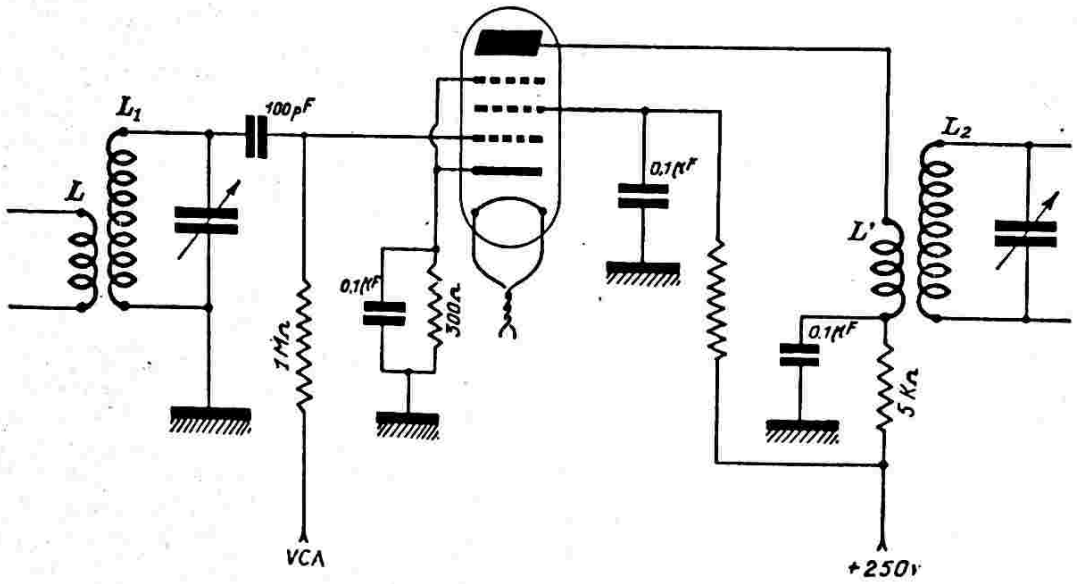
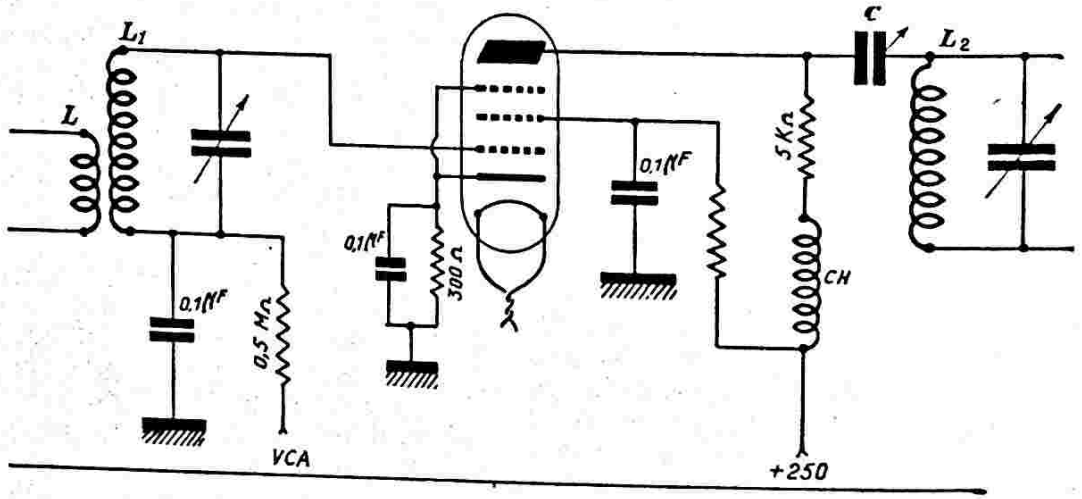



*Fig. IV-2*



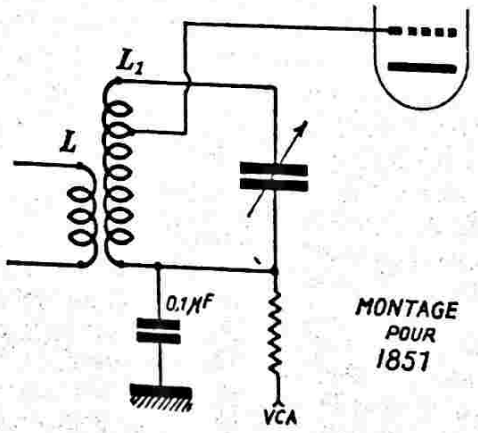




*Fig. IV-3*

longueur d'onde de travail. Cette réaction est obtenue par couplage électronique et est commandée par la variation de tension d'écran (commande du potentiomètre $P_1$). Pour la stabilité du montage, l'antifading n'est pas appliqué sur cet étage.

Le montage amplificateur H.F. à réaction est conseillé surtout pour la réception des V.H.F. ; en fait, sur les fréquences moins élevées, un amplificateur H.F. a suffisamment de gain pour qu'on le réalise sans réaction.

A ce propos, un amplificateur H.F. fonctionnant entre 20 et 80 mètres peut être considéré comme excellent, s'il apporte un gain de 30 (par étage). Entre 5 et 20 mètres, on arrive péniblement à un gain de 10 par étage (principalement vers 5 m., naturellement !).

**Compensateur d'antenne.**

Sur un récepteur terminé, l'antenne, par sa longueur, a tendance à désaccorder le circuit grille du premier étage (amplificateur H.F.). D'autre part, si la bande de fréquences couverte par la rotation du C.V. est importante, il est difficile d'obtenir un alignement correct vers les fréquences

les moins élevées (l'alignement se faisant toujours en bas de gamme, c'est-à-dire vers les fréquences les plus élevées).

Pour remédier à ces deux petits inconvénients, il est intéressant de monter, en parallèle sur la cage du C.V. accordant on est certain que l'accord de l'étage H.F. d'entrée est correct ; on compense ainsi l'effet de l'antenne et les défauts d'alignement toujours possibles. L'accord correct est indiqué soit par l'indicateur cathodique, soit par le « S mètre » du récepteur.

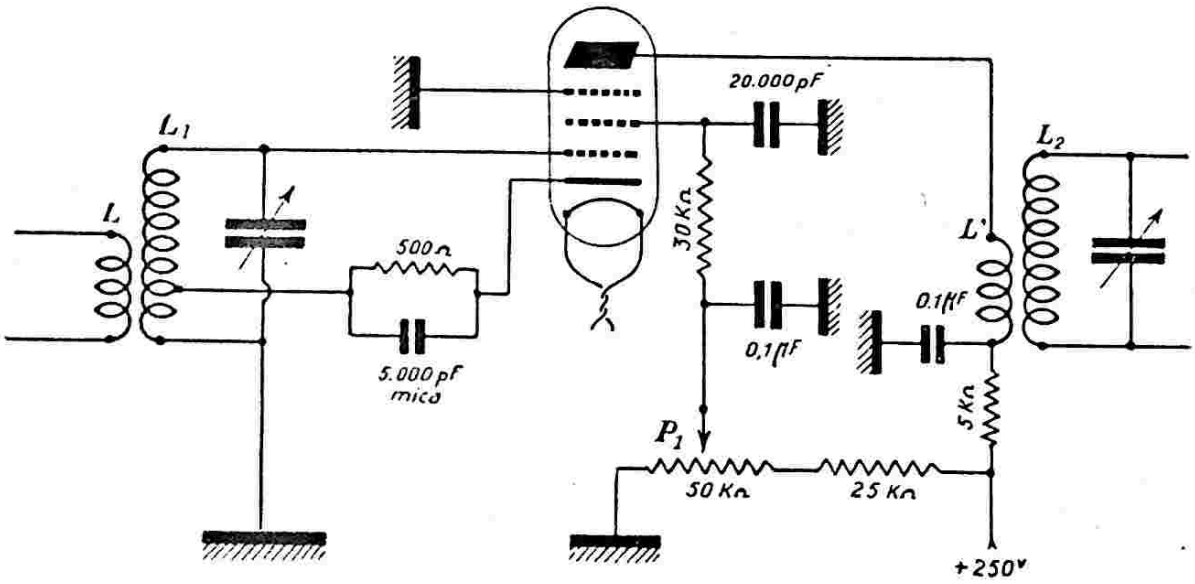



*Fig. IV-4*

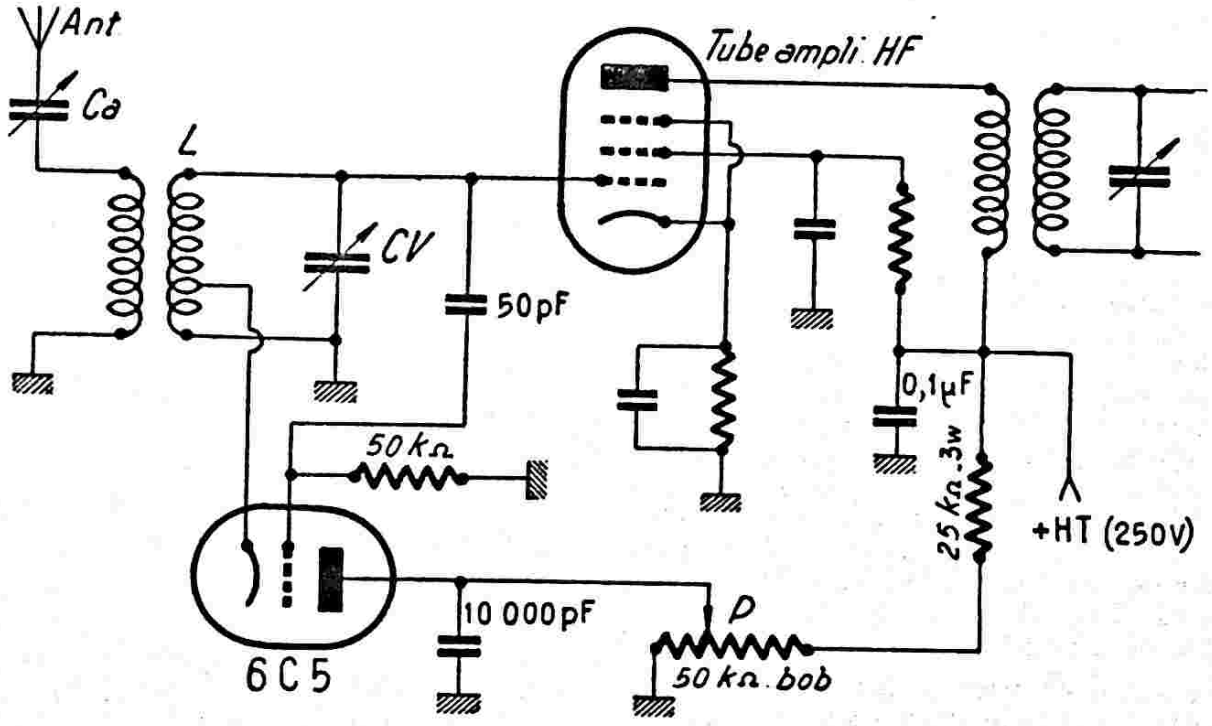



*Fig. IV-5*

l'*étage d'entrée*, un condensateur variable à air $C_e$ (type miniature) de 30 pF de capacité maximum (voir le montage de la fig. IV-7). Ce dernier condensateur a sa commande sortie sur le panneau avant du récepteur, permettant ainsi son réglage séparé. Par la manœuvre de ce condensateur,

L'alignement des circuits H.F. de chaque gamme du récepteur devra être refait, après l'installation du dispositif. Les trimmers de réglage des circuits H.F. devront, naturellement, présenter une capacité moindre. Refaire cet alignement, le C.V. compensateur étant à mi-course environ.

**Lampe désamortisseuse.**

C'est un autre système d'étage H.F. à réaction que nous proposons, pour terminer ce paragraphe.

Le schéma de montage est indiqué par la figure IV-5. La réaction est provoquée par le désamortissement du circuit d'entrée au moyen d'un simple tube triode, genre 6C5, par exemple — l'amortissement, étant causé, on se souvient, par l'antenne.

Le tube 6C5 est monté aussi près que possible des bobinages des circuits d'entrée, et l'anode de ce tube est alimentée à travers un potentiomètre P permettant de faire varier la tension plaque et, par suite, la *réaction*. Quant au condensateur $C_a$, il permet d'ajuster au mieux le couplage de l'antenne. Les réglages de P et de $C_a$ doivent donc se faire conjointement : la manœuvre de l'un entraînant une retouche de l'autre.

La cathode du tube désamortisseur 6C5 retourne à une prise du bobinage de grille L ; cette prise est faite vers le 1/7 ou le 1/8 du nombre total de spires, compté à partir de la masse.

En examinant la figure IV-5, on voit que le tube 6C5 est tout simplement monté en oscillateur à couplage cathodique classique utilisant le bobinage L ; l'accrochage se produit pour une certaine valeur de la tension anodique déterminée par P. Or, on sait que dans tout montage oscillateur, il existe une *résistance de réaction* qui s'ajoute algébriquement, somme toute, à la résistance du circuit oscillant. Cette résistance de réaction est directement proportionnelle au coefficient d'induction mutuelle du couplage et à la pente du tube, et inversement proportionnelle à la capacité du condensateur accordant le C.O. A la limite d'accrochage (et durant l'accrochage), cette résistance de réaction devient *négative*, et l'on conçoit, alors, qu'elle puisse annuler la résistance du circuit oscillant qui est, en même temps, le circuit d'accord L.CV. A ce moment, on obtient un coefficient de surtension très élevé ; la sélectivité du circuit oscillant d'accord et la tension de résonance produite sont très grandes.

Signalons, en passant, qu'un système du même genre peut être employé lorsque l'on est gêné par un émetteur local puissant : on construit une détectrice à réaction dont la bobine de grille est, de plus, couplée à un circuit parallèle (circuit bouchon) intercalé dans l'entrée-antenne du récepteur. Naturellement, la détectrice à réaction et le circuit-bouchon doivent être accordés sur la fréquence perturbatrice. Ensuite, on pousse la réaction de la détectrice vers la limite d'accrochage ; à cet instant, la résistance apparente du circuit-bouchon décroit et sa courbe d'élimination (courbe de sélectivité) devient efficace, parce que non amortie.

## ETAGE HF CASCODE

L'amplificateur HF cascode comporte deux triodes ; la première est utilisée normalement ; la seconde fonctionne en amplificatrice « grille à la masse » attaquée par la cathode. Pour plus de détails concernant ce montage, nous renvoyons nos lecteurs au chapitre XV, § 2, consacré aux V.H.F. pour lesquelles le circuit cascode a été mis au point.

Oui ! nous le répétons, le montage cascode a été conçu pour les fréquences très élevées (V.H.F. et U.H.F.) comme amplificateur d'entrée pour ces récepteurs spéciaux. Ce n'est qu'après, bien après, que certains auteurs ont préconisé l'emploi du montage cascode même sur les récepteurs de trafic ordinaires pour ondes décamétriques (de 10 à 100 m).

Il est certain que l'amplificateur cascode est extrêmement intéressant sur V.H.F. (sur 144 Mc/s, par exemple), du fait du rapport signal/souffle » très favorable qu'il apporte. Ceci est indiscutable.

Sur ondes décamétriques, c'est une autre affaire : Il y a des partisans et il y a des détracteurs.

Nous pensons que le cascode n'est vraiment intéressant que sur des fréquences supérieures à 30 MHz, et voici pourquoi :

Sur les fréquences inférieures à 30 MHz, une bonne pentode moderne (genre 6BY7, 6BX6 ou 6AK5-5654) donne un gain supérieur au montage cascode et un souffle aussi réduit.

De plus, si l'on utilise des circuits accordés de grande qualité (Q élevé), le montage amplificateur H.F. va accrocher ; il faudra donc neutrodyner. Or, le neutrodynage n'est valable que pour des plages de fréquences réduites, ce qui n'est pas toujours le cas des bandes des récepteurs de trafic pour ondes décamétriques. Il faudrait donc prévoir un réglage supplémentaire pour ce neutrodynage, ou le faire varier simultanément de façon convenable, ou... utiliser des circuits accordés très amortis, donc de qualité Q... douteuse !

En outre, les triodes du montage cascode ne permettent pas d'obtenir une sélectivité d'entrée aussi grande qu'une pentode. La réjection en souffre, et attention à la fréquence image !

Toutes les remarques qui précèdent se rapportant notamment à la sélectivité d'entrée nécessaire pour une bonne atténuation de la « fréquence-image », s'appliquent principalement aux récepteurs de trafic à *simple* changement de fréquence. Il est

bien évident que dans le cas d'un récepteur à *double* changement de fréquence où la réjection de la « fréquence-image » est plus importante du fait de la valeur élevée de la « première M.F. », la question de la sélectivité requise à l'entrée se pose avec moins d'acuité. On peut alors envisager beaucoup plus librement, si on le désire, l'utilisation d'un étage amplificateur H.F. du type cascode.

●

2° V = 6M7 ; $R_1$ = 190 Ω ; $R_2$ = 45 kΩ ; + H.T. = 250 V ; S = 3,4 mA/V.

3° V = EF9 ; $R_1$ = 325 Ω ; $R_2$ = 90 kΩ ; + H.T. = 250 V ; S = 2,2 mA/V.

4° V = 6BA6 ; $R_1$ = 68 Ω ; $R_2$ = 36 kΩ ; + H.T. = 250 V ; S = 4,4 mA/V.

5° V = 1852, 6AC7, 6BY7, EF85 ; $R_1$ = 160 Ω ; $R_2$ = 60 kΩ ; + H.T. = 250 à 300 V max ; grande pente (souffle peu important).

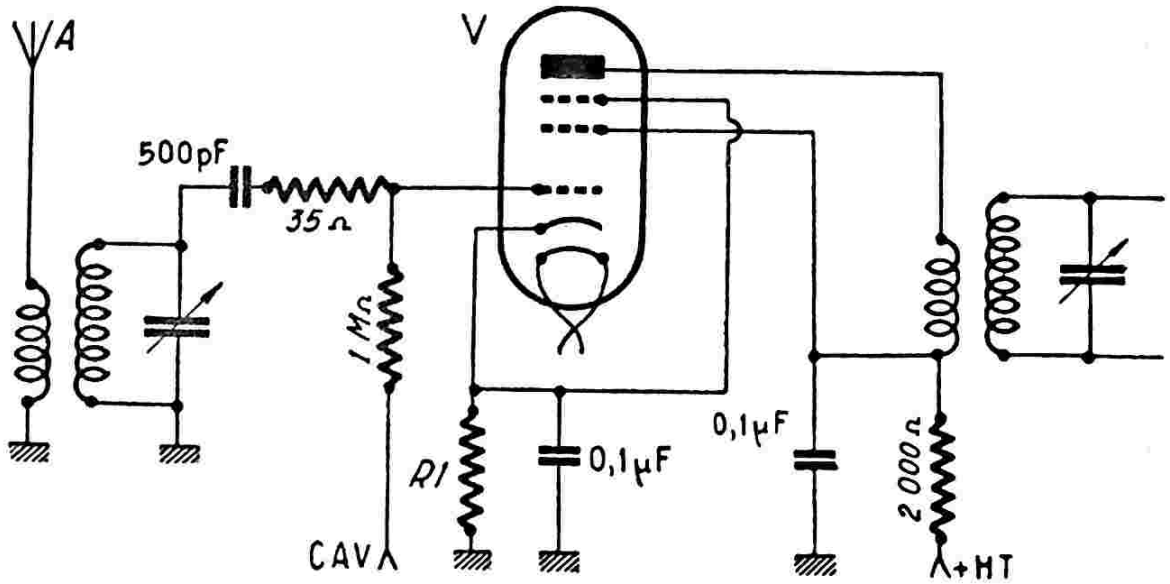



*Fig. IV-6*

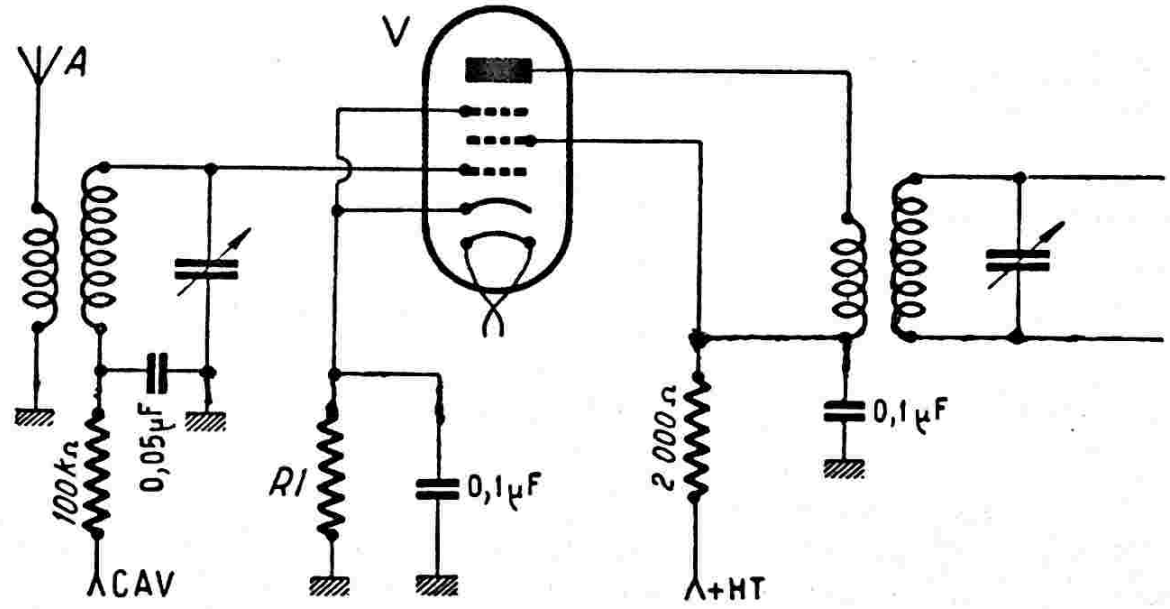



*Fig. IV-7*

**Exemples de montages d'amplificateurs H.F.**

I. — Figures IV-6 et 7.

1° V = 6K7 ; $R_1$ = 230 Ω ; $R_2$ = 48 kΩ ; + H.T. = 250 V ; S = 1,65 mA/V.

On pourrait multiplier les exemples, mais nous préférons renvoyer le lecteur à un simple catalogue de lampes ! Signalons, dans la série « pentode », les types 6AK5, EF41 et EF42 qui conviennent très bien également. Le condensateur $C_c$ est le com-

pensateur d'antenne recommandé sur tous les amplificateurs H.F.

II. — *Figure* IV-8.

V = EF50 pentode à faible souffle.

$R_1$ = 150 Ω ; + H.T. = 250 V ; S = 6,3 mA/V.

*Nota.* — Des exemples qui précèdent, on constate que ce sont les tubes EF50, 6AC7 et EF80 qui apportent les gains maxima.

Rappelons, que sur les fréquences élevées, il est intéressant de shunter les condensateurs de fuite par des capacités

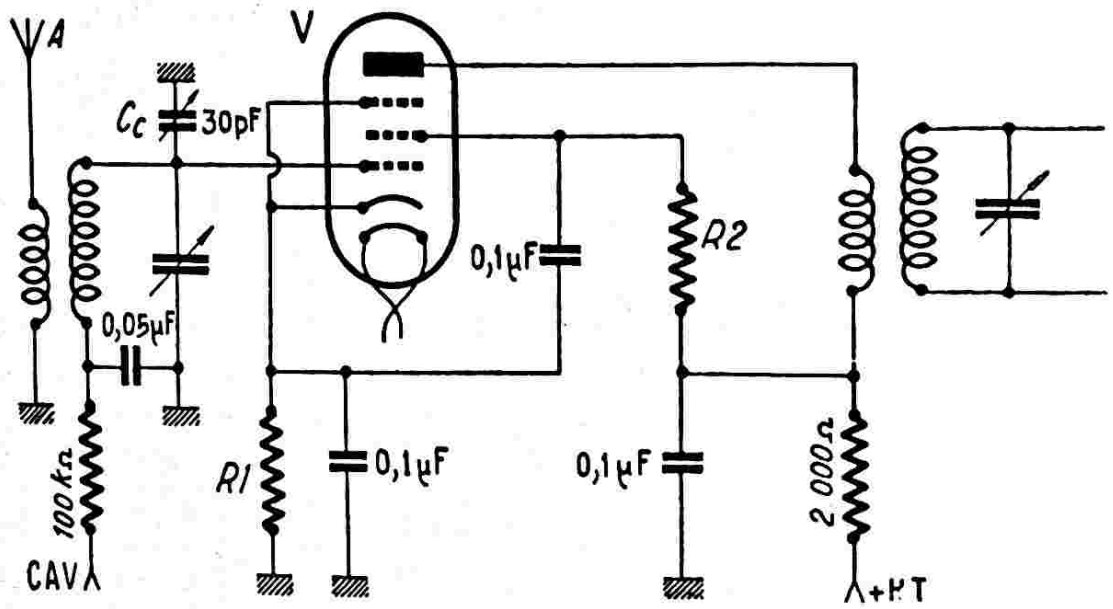



*Fig. IV-8*

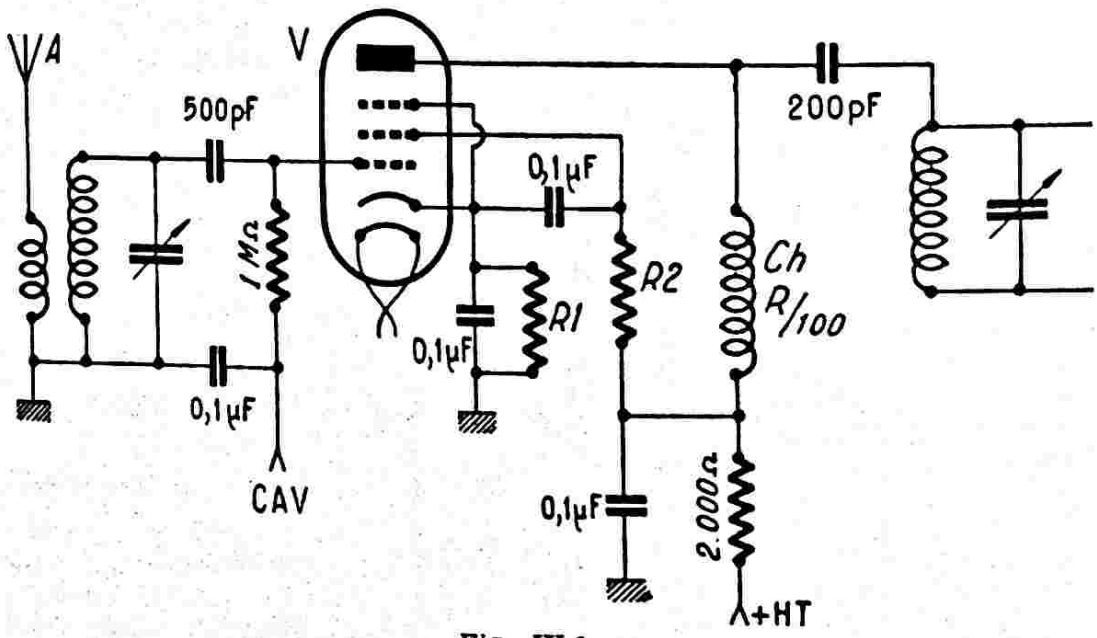



*Fig. IV-9*

Si l'on travaille sur des fréquences supérieures à 20 ou 22 Mc/s environ, rappelons qu'il y a intérêt à utiliser un bobinage à prise pour la grille de commande (voir fig. IV-3) ; cette remarque s'applique à cet exemple (tube EF50) et à l'exemple I-5 (tube 1852).

III. — *Figure* IV-9.

V = EF80 pentode à faible souffle et grande pente (7,4 mA/V) ; $R_1$ = 160 Ω ; + H.T. = 180 V.

au mica. Les retours de masse se feront en un point commun et les connexions de grille et de plaque ne voisineront pas.

D'autre part, si l'on prévoit un potentiomètre réducteur de sensibilité du récepteur, les retours de cathode des tubes V (base des résistances $R_1$) n'aboutissent plus à la masse, mais à ce potentiomètre. Voir, par exemple, la figure IV-16 et le texte s'y rapportant.

## § 5. — Le changement de fréquence

L'inconvénient principal qu'il faut éliminer dans l'étage changeur de fréquence, est le « pulling » ou entraînement de fréquence (1), c'est-à-dire la variation de fréquence de l'oscillateur local lorsqu'on règle le circuit d'accord. Nous reparlerons, d'ailleurs, de ce phénomène bien gênant au cours du chapitre XV consacré aux V.H.F., le pulling étant encore plus important et plus ennuyeux sur ces hyperfréquences que sur les « ondes courtes » proprement dites.

Le moyen radical pour combattre victorieusement cet inconvénient est de séparer complètement les circuits d'accord et d'oscillateur : blindages efficaces et utilisation de deux tubes absolument indépendants.

Quant à la lampe de couplage $V_3$ assurant le maximum de séparation entre les circuits mélangeur et oscillateur, elle est du type 6C4 (à défaut 6C5, ou autre).

L'injection se fait sur le bobinage grille de $V_1$ par une prise à 1 ou 2 tours de la masse.

Nous ne rappellerons que très rapidement les systèmes déjà anciens d'injection de la tension de l'oscillateur local dans les tubes convertisseurs (2) :

1° Injection dans la grille de commande; le signal incident et l'oscillation locale sont appliqués simultanément sur la grille de commande ;

2° Injection dans le suppressor ; signal incident sur $G_1$ et oscillation locale sur $G_3$ ;

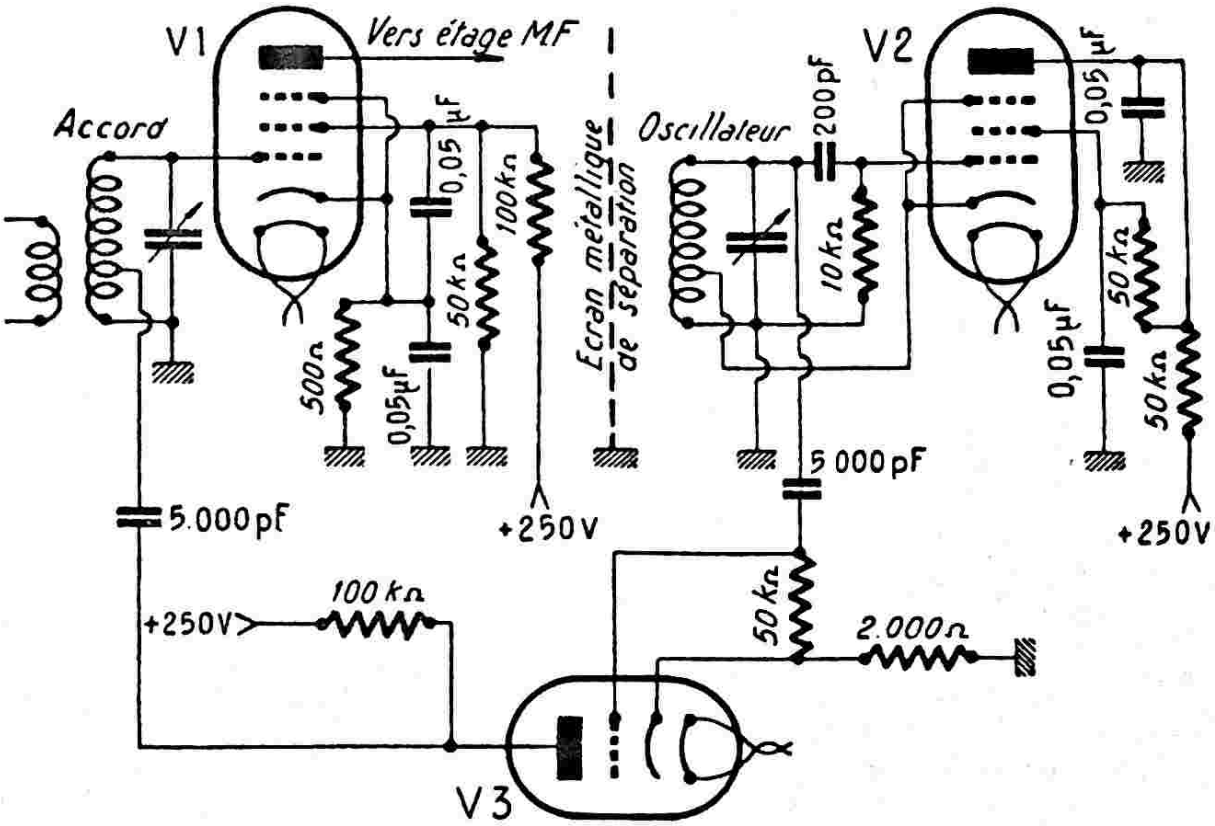



*Fig. IV-10*

Un autre procédé excessivement efficace, proposé par Clyde P. Brockett, consiste à faire l'injection de l'oscillation locale sur le tube mélangeur par une *liaison électronique*, en l'occurrence l'espace grille/anode d'un tube à vide quelconque.

La figure IV-10 montre le schéma préconisé ; le tube mélangeur $V_1$ est du type 6SK7, 6AC7, etc. ; le tube $V_2$ oscillateur H.F. est du type 6C6, 6SJ7, etc.

3° Injection cathode ; signal incident sur $G_1$ et oscillation locale sur la cathode (le condensateur de fuite de cette électrode étant, bien entendu, supprimé) ;

4° Injection écran ; signal incident sur $G_1$ et oscillation locale sur $G_2$, la capacité de fuite étant supprimée.

Ces systèmes sont peu utilisés en O.C., précisément parce qu'ils laissent subsister

(1) Qu'il ne faut confondre avec le glissement de fréquence.

(2) Appelés aussi modulateurs, mélangeurs ou mixers.

(3) Montages qui s'entendent toujours avec tube oscillateur séparé.

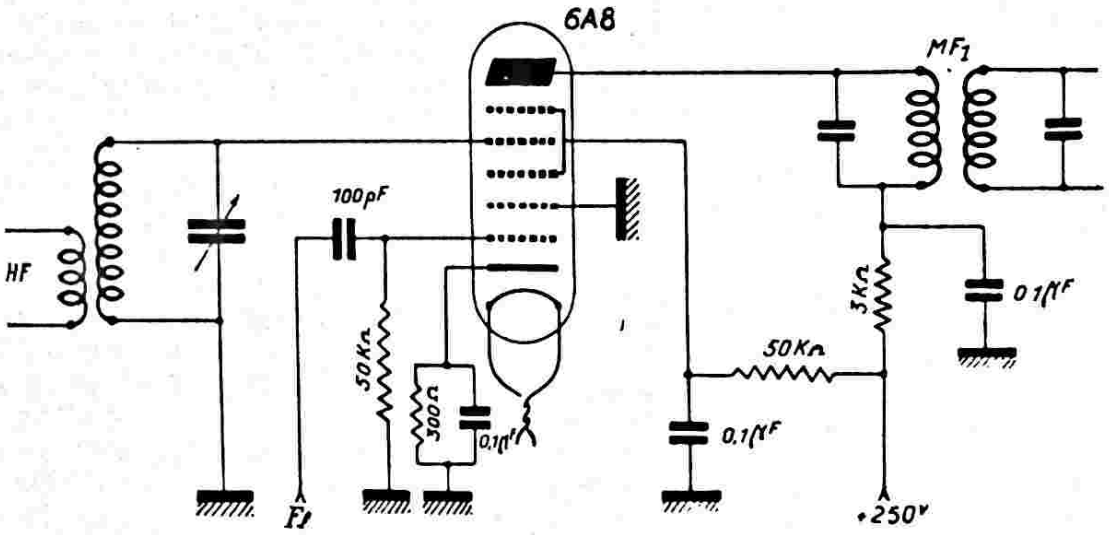



*Fig. IV-11*

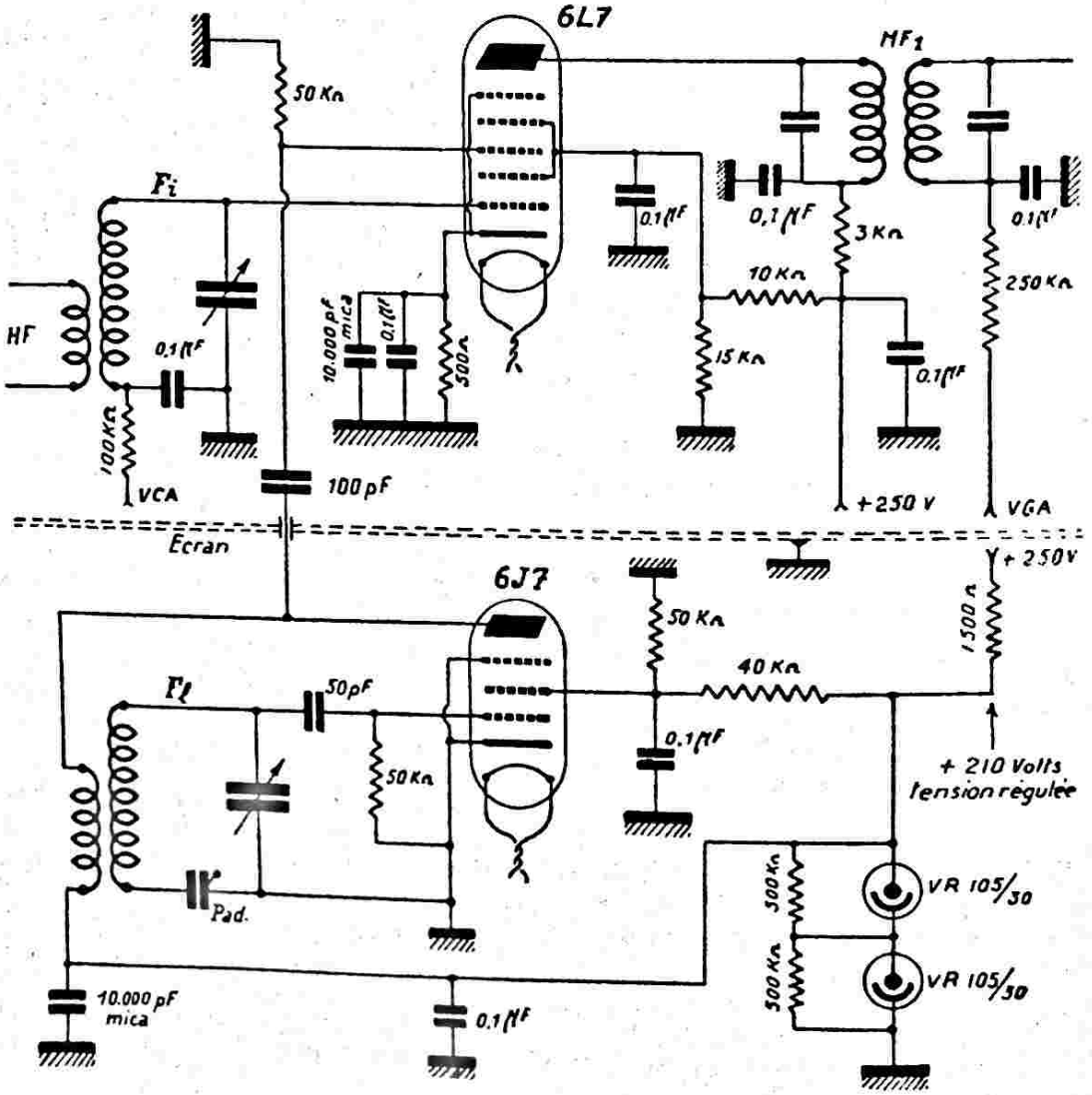



*Fig. IV-12*

*Pour tube* 6 BA7 *(au lieu de* 6 L7*)* : ***résistance de cathode = 80 Ω***

un pulling important. On leur préfère de beaucoup les tubes convertisseurs heptodes genre 6BA7 (3), à moins que l'on utilise un montage du genre de celui de la figure IV-10.

Il existe deux procédés généraux de changement de fréquence :

Le premier, dit *changement de fréquence par détection,* dans lequel on superpose la tension d'oscillation incidente (système d'injection simultanée des deux oscillations sur la grille de commande, indiqué précédemment) ;

Le second, appelé *changement de fréquence par modulation,* dans lequel il y a modulation de la fréquence incidente par la fréquence d'oscillation locale. C'est surtout ce procédé qui jouit de la plus grande faveur.

Les mécanismes physiques de fonctionnement des deux systèmes sont différents (somme des oscillations dans le premier procédé, produit dans le second) ; mais le résultat est le même : la fréquence résultante (moyenne fréquence) est égale soit à $F_2—F_1$, soit à $F_1—F_2$ ($F_1$ fréquence incidente et $F_2$ fréquence hétérodyne locale).

Dans le changement de fréquence par modulation, l'amplitude du signal moyenne fréquence est proportionnelle au produit de la tension d'oscillation locale par la tension d'oscillation incidente. Plus la tension d'oscillation locale est importante, plus le gain de conversion est élevé. Mais on est cependant limité en ce sens dans le changement de fréquence par détection, la somme des deux tensions ne devant pas rendre la grille positive.

**Convertisseur 6A8.**

Quoique le tube 6A8 soit établi pour travailler seul (fonctions combinées de convertisseur et d'oscillateur), nous obtiendrons un bien meilleur rendement en O.C. en utilisant un tube oscillateur séparé. Nous voyons (fig. IV-11) le schéma de principe du montage de cette lampe en convertisseuse. La tension d'oscillation locale est injectée dans la grille n° 1 de l'heptode. Le pulling devient négligeable.

**Convertisseur 6L7 (ou mieux : 6BA7).**

Ce tube a été spécialement étudié pour fonctionner avec injection de la tension oscillatrice locale sur la grille n° 3. Dans cette pentagrille, le couplage est purement électronique, ce qui fait tendre le pulling vers zéro. Voici, d'après les mesures faites par les laboratoires de la R.C.A., quelques avantages du changement de fréquence par convertisseur 6L7 modulé par une oscilla-

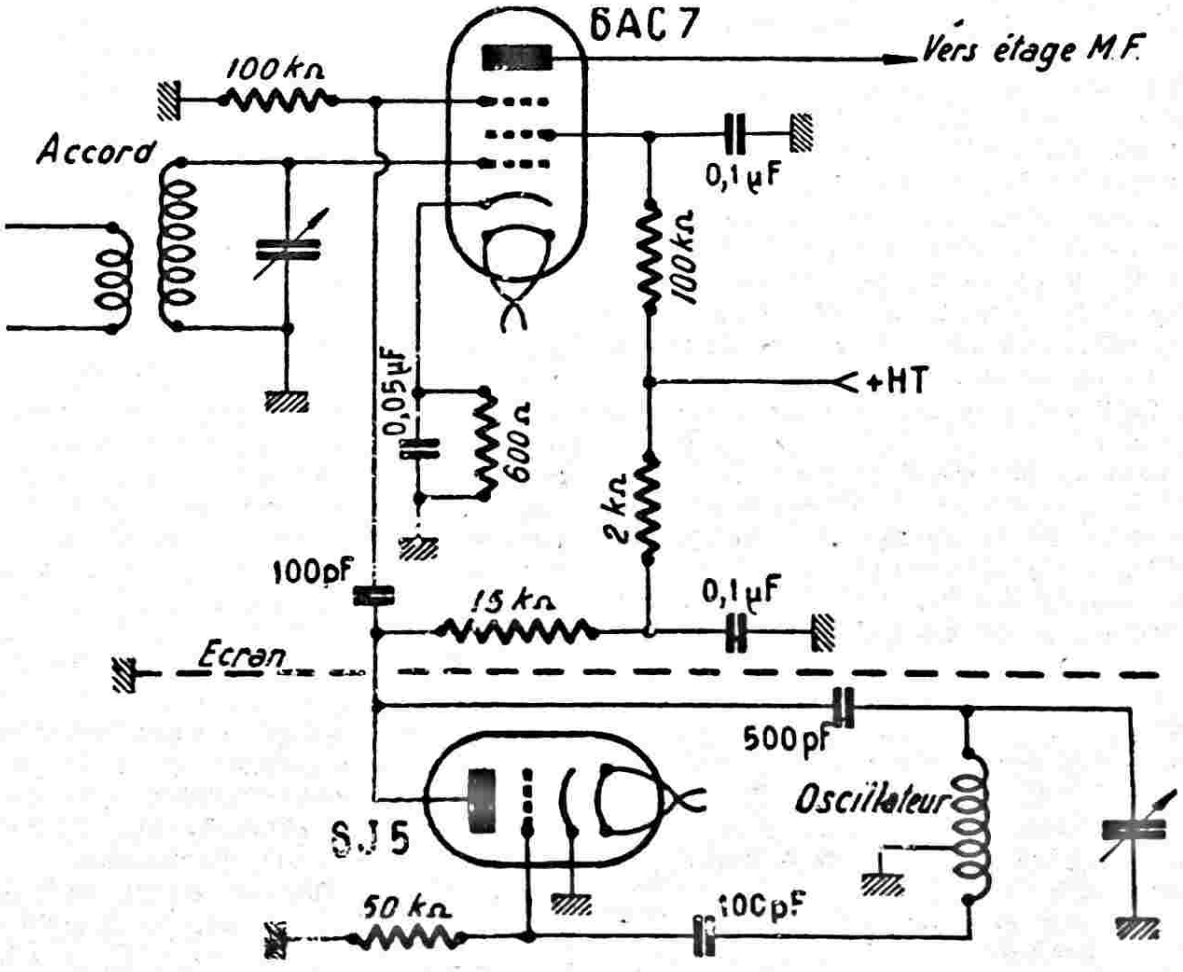



*Fig. IV-13*

trice séparée, comparativement au changeur de fréquence courant par heptode :

1° Beaucoup moins de puissance oscillatrice nécessaire, d'où une plus grande commodité pour obtenir une oscillation locale stable :

2° Augmentation du gain d'amplification de 5 à 8 fois environ vers 20 Mc/s (15 mètres) ;

3° Alignement plus facile des divers circuits accordés et sélection commode des stations, par suite de la réaction négligeable entre circuit d'accord et circuit d'oscillateur (suppression du pulling) ;

4° Sélectivité améliorée et plus grande amplification dans le premier étage M.F., du fait de la grande résistance interne du tube convertisseur ;

5° Gamme de fréquences de fonctionnement très étendue. Bons résultats à 60 Mc/s (5 mètres). A 40 Mc/s, l'amélioration en sensibilité obtenue par une 6L7 est, par comparaison avec ce que donne une heptode courante, dans le rapport de 20 à 1.

Nous donnons à titre documentaire (fig. IV-12) un montage (1) de changement de fréquence par tube convertisseur 6L7 modulé par un tube 6J7 en oscillateur séparé (1). La connexion G3 6L7 à anode 6J7 sera la plus courte possible.

Enfin, la figure IV-13 donne le schéma d'un changement de fréquence utilisant un tube 6AC7 (1852) en mélangeur et un tube 6J5 en oscillateur Hartley. La tension d'oscillation est injectée dans la grille suppressor du 6AC7 (montage préconisé sur les bandes 10 et 20 mètres).

Ce montage est d'un rendement excellent. Si on le fait précéder par l'amplificateur H.F. de la figure IV-7 (exemple de montage I-5) avec tube 1852 également, il est possible de recevoir confortablement les stations d'Outre-Atlantique dans la bande 28 Mc/s avec une antenne intérieure très réduite.

Rappelons, en passant, qu'en O.C., on devra toujours donner la préférence, pour les capacités de découplage et de fuite, aux condensateurs à diélectrique mica (naturellement non inductifs). Même remarque pour les capacités de liaison, qui seront toujours du type mica ou, mieux même, à air. Ce petit rappel s'applique aussi bien à l'étage H.F., au changement de fréquence, à l'amplificateur M.F. et à l'étage détecteur.

Enfin, il n'est pas conseillé d'appliquer la commande automatique de volume (ou antifading) sur l'étage convertisseur ; en effet, cette commande faisant varier la polarisation du tube provoque parfois, aux fréquences élevées, un glissement de fréquence de l'oscillateur local : d'abord effet Miller (2) sur le tube mélangeur, qui, par « pulling », entraîne une dérive de fréquence de l'oscillateur.

La base des circuits accordés de grille de l'étage convertisseur sera donc reliée à la masse. D'ailleurs, un bon récepteur de trafic comportant toujours, d'autre part, un étage H.F. et un ou deux étages M.F., l'action de la C.A.V. sera suffisamment énergique en la faisant agir uniquement sur ces étages.

## § 6. — L'oscillateur

La qualité primordiale de l'étage oscillateur est sa stabilité ; ce point est particulièrement important, car de lui dépend la stabilité de tout le récepteur. Cet étage sera, autant que possible, blindé très efficacement par des écrans en aluminium, l'isolant électromagnétiquement et électrostatiquement du reste du récepteur. Pour pousser au maximum cette stabilité électriquement, il faudrait adopter un rapport L/C aussi faible que possible (condensateur variable de forte valeur). Mais néanmoins, on est limité dans la valeur de ce rapport, si l'on utilise la commande unique (exigences de l'alignement). La valeur de l'oscillation ne doit être ni trop faible — afin de pouvoir fournir au tube convertisseur une tension H.F. suffisante pour le moduler à fond sur toutes les gammes — ni trop forte, ce qui entraînerait une augmentation des harmoniques de l'oscillateur, créant de nombreux sifflements.

En général, n'importe quel système d'oscillateur, pourvu qu'il présente la qualité « stabilité » requise, convient pour un changeur de fréquence. La plupart des montages oscillateurs seront vus au chapitre V, § 3 ; mais ici, nous nous bornerons simplement aux deux plus courants employés dans la technique du superhétérodyne ; à savoir : oscillateur E.C.O. et oscillateur feed-back.

**Oscillateur E.C.O.** (électron-coupled-oscillator).

C'est un montage à couplage électronique, comme son nom l'indique — couplage électronique entre l'anode (en général circuit d'utilisation) et le circuit oscillant L.CV grille 1/cathode.

Le tube oscillateur utilisé doit obligatoirement être une pentode (genre 6AU6,

(1) Changement de fréquence adopté par la firme Meissner (U.S.A.).

(1) L'étude détaillée des oscillateurs est réservée au paragraphe suivant (§ 6).

(2) Effet Miller : voir § 14 de ce chapitre.

6SJ7, etc.). Le montage E.C.O., très connu des amateurs, n'a pas besoin de publicité quant à sa stabilité (fig. IV-14) ; la tension d'oscillation peut être prise aux points *a*, *b* ou *c*.

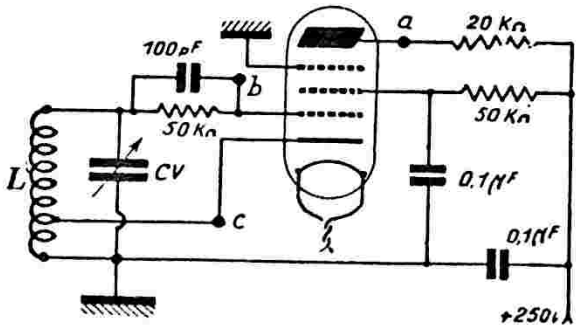



*Fig. IV-14*

Cependant :

En *a*, seul point laissant vraiment les qualités propres au montage E.C.O. (stabilité et réduction au minimum du pulling, du fait du couplage électronique du circuit d'utilisation), la tension oscillatrice est faible et chargée d'harmoniques (circuit anodique apériodique).

En *b*, la tension oscillatrice est élevée, mais on perd le bénéfice du couplage électronique, et la stabilité n'est plus satisfaisante.

En *c*, la stabilité redevient bonne par rapport au point *b*, mais la valeur de la tension oscillatrice est faible.

Dans ce montage, la cathode est à un certain potentiel H.F. (prise environ au tiers de L, côté masse) ; aux fréquences élevées — supérieures à 10 Mc/s — cette disposition provoque un ronflement dû à l'induction du filament (1).

**Oscillateur feed-back.**

Convenablement réalisé et utilisé, ce montage est certainement le meilleur et le plus simple des oscillateurs pour postes récepteurs (fig. IV-15).

Il donne très facilement des valeurs de tension d'oscillation importantes, et ce, même aux fréquences élevées. La tension anodique appliquée au tube (réglage par R) sera juste celle qui est nécessaire à la production de la tension d'oscillation exigée pour la modulation du tube convertisseur. On évite ainsi un échauffement exagéré inutile du tube oscillateur, ce qui diminue le glissement de fréquence par effet thermique.

La tension d'oscillation sera prise soit en *a*, soit en *b*, mais de préférence au premier point. La figure IV-15 indique un montage — alimentation anode série — équipé d'une triode (genre 6C4, 6C5, 6J5) ; mais une pentode (genre 6AU6 ou 6J7) convient très bien également (se reporter à la figure IV-12). Il faut cependant reconnaître qu'un tel oscillateur est moins stable que le montage E.C.O., parce que plus sensible aux variations de tension anodique. Mais... si l'on prend soin de réguler cette tension anodique, comme indiqué figure IV-12, et suivant la technique exposée au chapitre VI, § 6-II, le montage se révèle parfait. Nous déconseillons le feed-back avec alimentation parallèle ; les capacités parasites devenant importantes et la bobine plaque se trouvant shuntée, au point de vue H.F., par la résistance d'alimentation d'anode, on éprouve quelques difficultés pour l'accrochage aux faibles longueurs d'onde.

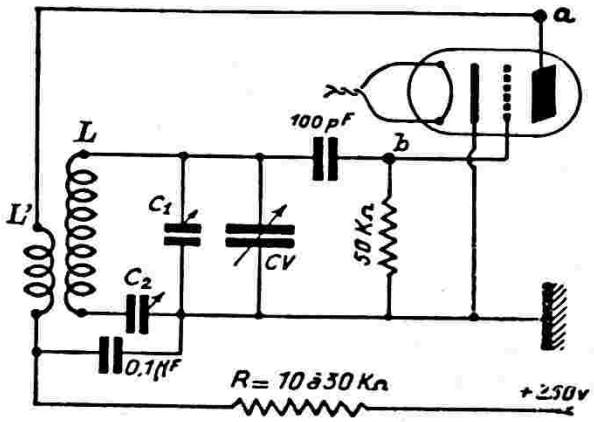



*Fig. IV-15*

## § 7. — L'amplificateur moyenne fréquence

De l'amplificateur moyenne fréquence, découle la *sélectivité propre du récepteur ;* c'est lui qui réalise la discrimination entre les émissions de fréquences voisines. Il doit donc amplifier uniquement le signal M.F. que lui transmet le changement de fréquence (mais il amplifie aussi bien ledit signal que celui de l'image, et c'est pour cela qu'il faut supprimer cette dernière *avant* le changement de fréquence).

Donc, un amplificateur M.F. doit être sélectif ; mais sa sélectivité dépend du choix de la valeur de la moyenne fréquence, et ce choix est guidé par certains facteurs assez contradictoires.

Avec une moyenne fréquence de l'ordre de 400 kilocycles, on obtient une bonne sélectivité et une bonne amplification.

(1) Ce ronflement se retrouve aussi dans les montages E.C.O. pilotes d'émetteurs, avec certains tubes provoquant un bourdonnement de porteuse.

Cette valeur est satisfaisante jusqu'à une fréquence de l'ordre de 28 Mc/s, à condition toutefois d'utiliser un étage H.F. (suppression de la fréquence image) et un couplage lâche entre circuit mélangeur et circuit oscillateur (réduction maximum du pulling). Il est toujours recommandé d'utiliser deux étages M.F., assurant ainsi une meilleure sélectivité et une plus grande amplification ; dans ce cas, et en général, les deux premiers transfos sont à noyaux de fer et le dernier — avant détection — à air.

Avec une M.F. de l'ordre de 1.500 kc/s (ou davantage), l'image est éliminée jusqu'à 60 Mc/s et même plus, et le pulling est réduit à une valeur négligeable, à condition toutefois d'utiliser un montage changeur de fréquence adéquat (tubes convertisseur et oscillateur séparés, couplage lâche). Mais avec une telle M.F., la sélectivité et l'amplification sont faibles, et il faut utiliser *au moins* deux étages d'amplification. Cette valeur de moyenne fréquence sera donc réservée aux récepteurs spéciaux utilisés à la réception des ondes de 15 mètres et au-dessous.

Voici (fig. IV-16) le schéma d'un étage amplificateur M.F. classique. Dans le cas de l'emploi de plusieurs étages, les suivants sont la copie du premier. Les découplages doivent être très effectifs et les condensateurs de très bonne qualité et non « selfiques ». Lorsqu'on emploie plusieurs étages M.F. à gain élevé, les découplages par le système « résistance-capacité » habituel se révèlent parfois insuffisants. Il est alors recommandé de remplacer la résistance par une petite bobine d'arrêt, comme indiqué figure IV-16. On place cette bobine d'arrêt à la base du circuit anodique du tube convertisseur et de tous les circuits anodiques des tubes amplificateurs M.F. Elle est constituée par un petit nid d'abeille de 16 millihenrys environ, blindé, de résonance propre très voisine de la fréquence intermédiaire d'amplification des étages M.F. (1).

Les connexions de grille et plaque s'éloigneront rapidement l'une de l'autre (en évitant de les faire parallèles). Le tube employé sera du genre 6SK7, EF89, etc., à pente variable. La résistance de cathode Rk (résistance de garde) assure la polarisation minimum admissible avec le tube choisi. La résistance variable Rv de 5.000 ohms permet le réglage manuel de l'amplification (sensibilité). Au point *x*, on fait, en général, aboutir les retours de cathode des autres étages M.F. et H.F. (il reste bien entendu que chaque tube a sa résistance de garde propre).

Les valeurs indiquées pour la résistance de cathode et la résistance d'écran, sur la figure IV-16, conviennent également pour les tubes Rimlock, type EF41, par exemple.

Par contre, si l'on emploie un tube 6BA6 de la série miniature américaine, la résistance de cathode fera 68 ohms et la résistance d'écran 36.000 ohms.

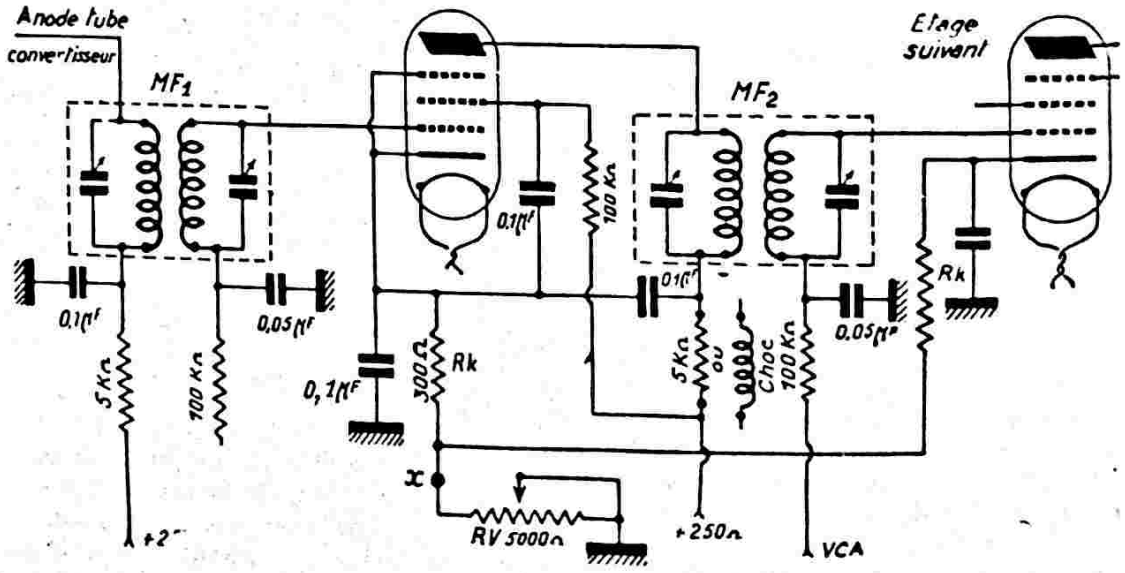



*Fig. IV-16*

**Amplificateurs M.F. à réaction.**

La réaction moyenne fréquence provoque un accroissement de sensibilité et de sélectivité M.F. très appréciable, si elle est réglée juste avant l'accrochage. C'est un résultat particulièrement intéressant lorsque l'on a à sortir du QRM la station désirée ; toutefois, si le signal brouilleur

(1) Genre bobine d'arrêt 5.590 de Meissner (U.S.A.).

est plus puissant que la station à écouter, ou s'ils sont situés tous deux exactement sur la même fréquence, le brouillage n'est naturellement pas diminué.

Il existe de nombreux procédés de réaction M.F. dans lesquels, seul, le mon-

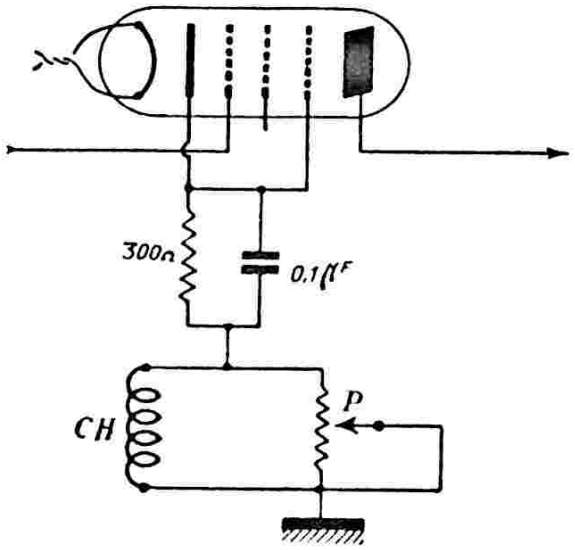



*Fig. IV-17*

tage de l'amplificateur moyenne fréquence doit être légèrement modifié.

Nous donnons les plus courants :

*Figure IV*-17 : Amplificateur M.F. à réaction cathodique. Seul, le câblage du retour de cathode du tube amplificateur M.F. est à modifier selon la figure ; le reste du schéma est inchangé. Une petite bobine d'arrêt CH est insérée dans le retour de cathode, provoquant ainsi la réaction ; son effet est plus ou moins court-circuité par la manœuvre d'un potentiomètre P de 10.000 ohms.

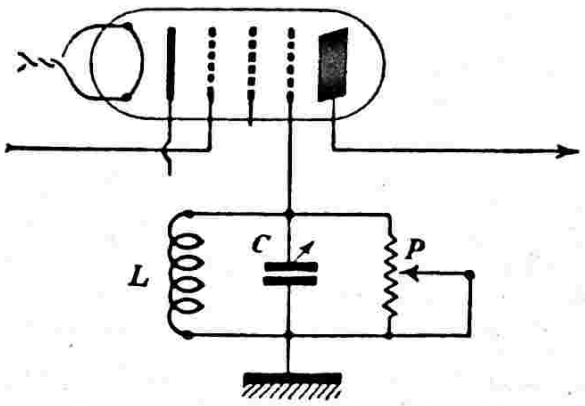



*Fig. IV-18*

*Figure IV*-18 : Amplificateur M.F. à réaction par la grille suppressor. — Dans ce cas, seule la connexion de la grille suppressor est à modifier selon le schéma ; le reste de l'étage est inchangé. Un circuit antirésonnant L/C, accordé sur la valeur de la moyenne fréquence, provoque la réaction désirée ; son dosage s'effectue par le réglage du potentiomètre P. de 50.000 ohms.

*Figure IV*-19 : « Regenerative Single Signal ». — Montage qui fut très en vogue aux U.S.A. On réalise un couplage entre grille de commande et anode du tube amplificateur M.F. par deux petits ajustables C et C', à air, de très faible valeur (3 à 5 pF). Ce couplage est dosé par la manœuvre du potentiomètre P, de 1.000 ohms. Il est toutefois nécessaire de réaccorder les circuits des transfos M.F. 1 et M.F. 2, après l'installation du système.

Notons également que les systèmes de réaction, outre les avantages mentionnés plus haut qu'ils procurent, permettent également la réception des ondes entretenues pures, par accrochage pur et simple de l'étage M.F. (cela si l'on ne veut pas utiliser d'oscillateur de battement séparé, dont l'étude sera vue plus loin).

**Etage M.F. avec filtre à quartz.**

On peut réaliser sur un étage amplificateur M.F., un dispositif-filtre à quartz donnant une sélectivité extrême (réservée à l'écoute de la télégraphie). Nous ne rappellerons pas les propriétés d'un cristal de quartz, propriétés qui sont exposées dans tous les manuels de vulgarisation radioélectrique au chapitre « Piézoélectricité ». Disons simplement que le coefficient de surtension Q d'un quartz varie entre 1.000 et 10.000, chiffre que l'on est loin d'atteindre avec le meilleur bobinage qui soit. Il possède les propriétés améliorées d'un circuit résonnant série ; en d'autres termes, son impédance est très faible pour la fréquence de résonance, mais excessivement élevée pour les autres. Il faut donc réaliser un montage l'utilisant en circuit série, et non comme les circuits accordés parallèles ordinaires. Le filtre à quartz est toujours monté directement à la sortie du changement de fréquence, c'est-à-dire dans le premier étage M.F. Il va sans dire que la fréquence du quartz sera rigoureusement la même que celle de l'accord des transformateurs moyenne fréquence.

Il existe de nombreux montages de filtres M.F. à cristal. Nous donnons tout d'abord, sur la figure IV-20, le schéma de principe d'un tel filtre. Ce montage a été préconisé par la firme américaine Mac-Murdo-Silver.

Les quartz pour M.F. de récepteurs ont une fréquence de résonance de l'ordre de 450 kc/s. On ne fait pas de quartz pour les M.F. de 1.500 kc/s ; car plus la fréquence augmente, plus le coefficient de

surtension Q d'un cristal diminue ; on perdrait donc ainsi tous les avantages qu'il procure. L'impédance d'un quartz à la résonance se réduit à la résistance $r$ du circuit équivalent, soit approximativement (1) en ohms : $r = 130.000\ e/s$, relation dans laquelle $e$ est l'épaisseur et $s$ la surface du quartz (en centimètres et centimètres carrés). En général, cette impédance varie entre 2.000 et 10.000 ohms. Les bobinages devront donc être adaptés à cette faible impédance. Sinon, l'affaiblissement de l'amplification serait trop important. Pour cela, le transformateur M.F. réalise l'adaptation des impédances (2).

sélectivité extrême dû au cristal. Théoriquement, la tension M F. qui apparaît aux bornes du condensateur formé par les deux flasques du support de quartz est annulée par une tension égale, mais en opposition de phase, comme le montre le schéma de la figure IV-20 (nécessité du point milieu du secondaire de M.F').

L'impédance du cristal est très faible pour *la seule fréquence d'accord*, si le condensateur de neutrodyne CVn réalise une capacité exactement égale à celle du support du quartz. La commande de CVn, qui doit être accessible facilement, se fait par un prolongateur d'axe isolant.

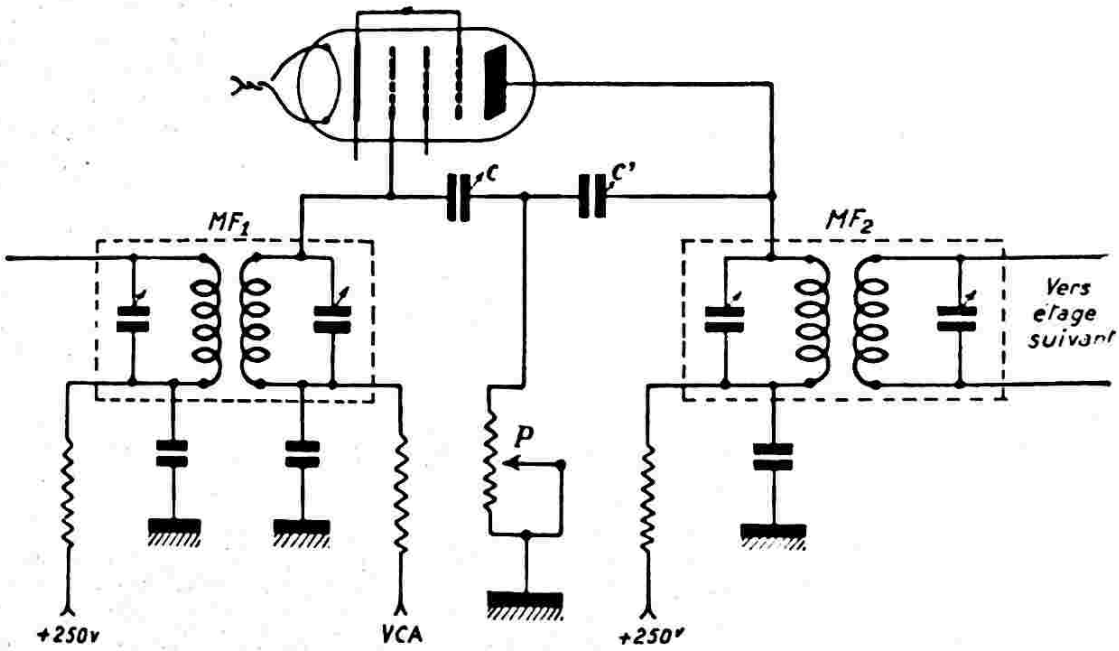



*Fig. IV-19*

L'autotransformateur M.F." de grille du premier tube M.F. est également destiné à adapter l'impédance de sortie du filtre-cristal à celle du circuit grille dudit tube. Son calcul se fait comme pour M.F.'. Afin qu'il ne produise pas une trop grande perte de sensibilité, il est recommandé de l'accorder, comme indiqué en pointillé. L'interrupteur monté en dérivation sur le cristal a pour but de le court-circuiter, afin de supprimer son effet de filtre pour la réception ordinaire. Enfin, le petit condensateur variable CVn est destiné à neutraliser la capacité du support du quartz ; si cette capacité n'était pas neutralisée, elle provoquerait un couplage statique entre les deux circuits, couplage qui diminuerait considérablement l'effet de

La courbe de sélectivité d'un filtre à cristal est montrée sur la figure IV-21 A ; dans ce cas, la capacité du support de cristal est très exactement compensée par le condensateur CVn. Nous sommes en position « sélectivité maximum » ; les fréquences d'accord série et parallèle (autrement dit, résonance et antirésonance) coïncident.

Mais, si nous déréglons légèrement CVn, la fréquence d'antirésonance ne coïncidera plus avec la fréquence de résonance série du cristal. La fréquence d'antirésonance

(1) D'après Terman, et pour un quartz de coupe X.

(2) On se rappelle que le rapport d'un transformateur (à fer ou à air) est égal à la racine carrée du rapport des impédances. Donc, si l'impédance anodique optimum du tube convertisseur (impédance primaire de M.F.) est de 100.000 ohms, et celle du quartz de 10.000 ohms, le rapport de transformation sera de : $\sqrt{\frac{100.000}{10.000}} = 3,16$

Et par conséquent, si l'enroulement primaire comporte 300 spires, le secondaire devra avoir deux fois 94 tours (soit 188 tours avec une prise médiane).

sera celle d'un véritable *circuit bouchon* à Q élevé qui produira une « crevasse » dans la bande passante du circuit. Or, par la manœuvre de CVn, il est possible de promener cette « crevasse » de part et d'autre de la fréquence de résonance, c'est-à-dire, de part et d'autre de la station reçue. On conçoit aisément que l'on puisse amener la « crevasse » sur toute station perturbatrice voisine de celle que l'on écoute (voir fig. IV-21 B.).

Le système réglé en sélectivité maximum (fig. IV-21) n'est acceptable que pour la réception des signaux télégraphiques. Mais, le procédé de la « crevasse » (ou techniquement parlant : avec arc de réjection) peut rendre de gros services en réception téléphonique où l'intelligibilité compte avant toute autre chose.

La suppression de l'effet de filtre à cristal est obtenue, comme nous l'avons dit, en fermant Int (fig. IV-20). Ce qui nous fait deux commandes : CVn et Int. Un procédé permettant de réunir les deux commandes sur le même axe est indiqué sur la figure IV-22. Le condensateur de réjection Cr de 35 pF est connecté en parallèle sur le cristal ; une des lames mobiles de Cr est légèrement tordue, de manière à provoquer le court-circuit du cristal en fin de course. On dispose donc bien, ainsi, des deux commandes par le même bouton et le fonctionnement du filtre est identique ; naturellement, il y a toujours le condensateur de neutrodynage (ou d'équilibrage) Cn, mais, cette fois, simple ajustable que l'on règle une fois pour toutes, Cr étant dans une position médiane.

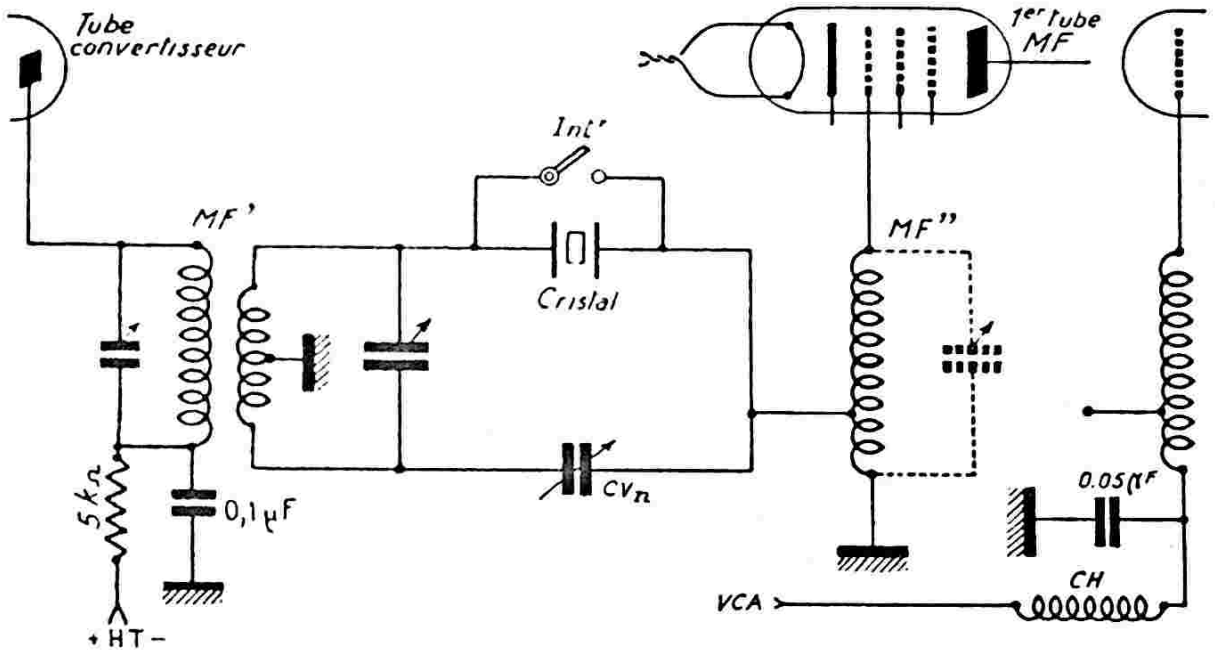



*Fig. IV-20*

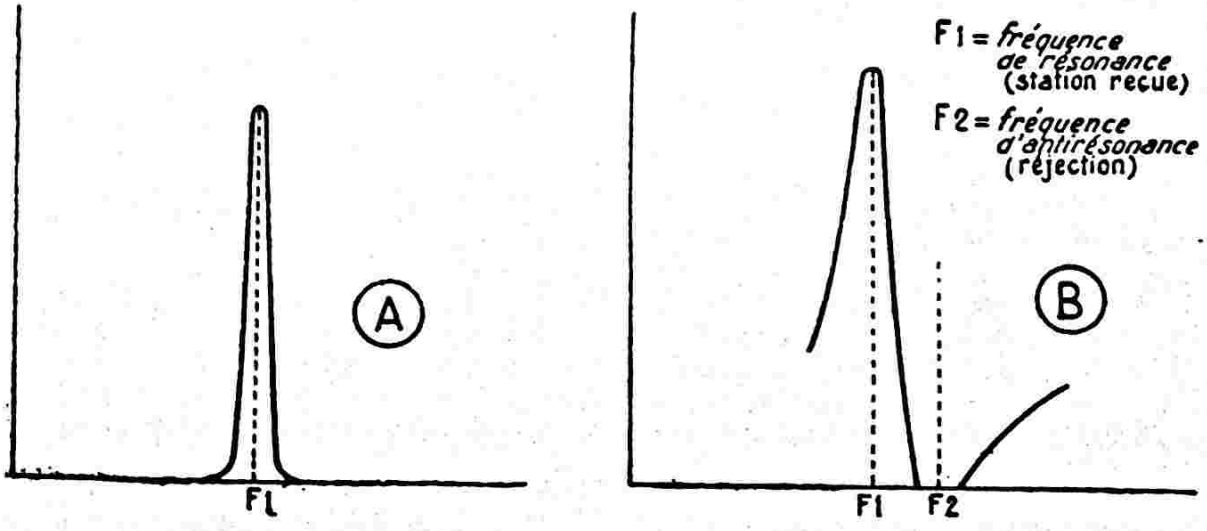



*Fig. IV-21*

Nous avons parlé précédemment de l'importance d'une adaptation parfaite des impédances dans les liaisons entre les transformateurs du filtre. Un mode de liaison particulièrement recommandé est le couplage par ligne à basse impédance monté,

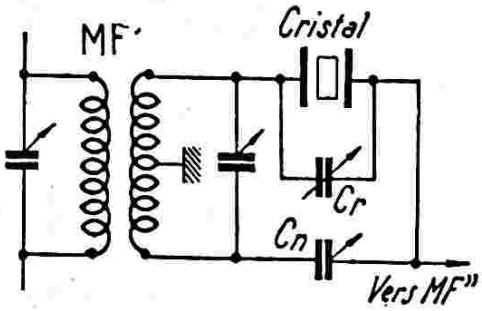



*Fig. IV-22*

notamment, par Hammarlund sur certains de ses récepteurs. Ce procédé est schématisé sur la figure IV-23. La ligne blindée de liaison peut avoir une longueur relativement importante (jusqu'à 40 cm. !) sans amener de perturbations. L'enroulement primaire de M.F." comporte quelque 30 à 35 tours environ.

On s'assurera, d'autre part, après l'installation d'un filtre à cristal, qu'aucune « fuite » n'existe. Pour cela, durant la réception d'une station, on déconnecte le fil faisant la liaison entre M.F.' et M.F.": aucune trace du signal ne doit subsister. Dans le cas contraire, vérifier les découplages à la base des transformateurs M.F.; éloigner certaines connexions pouvant, parfois, être trop voisines; les blinder, même, etc.

Comme il importe que tous les transformateurs M.F. du récepteur soient accordés exactement sur la fréquence du cristal, voici un procédé qui évite bien des tâtonnements. On se place en position « réception normale », c'est-à-dire quartz court-circuité. Ce dernier est donc hors service et l'on peut en disposer. On enlève le cristal et son support et, avec lui et une lampe triode quelconque, on monte « sur table » un petit oscillateur Pierce (voir chapitre V § 4, fig. V-23) dont on se servira comme hétérodyne. On est certain, de cette façon, que les transformateurs M.F. seront alignés, *à très peu de chose près*, sur la fréquence du cristal (bien qu'en oscillateur, le quartz vibre sur sa fréquence

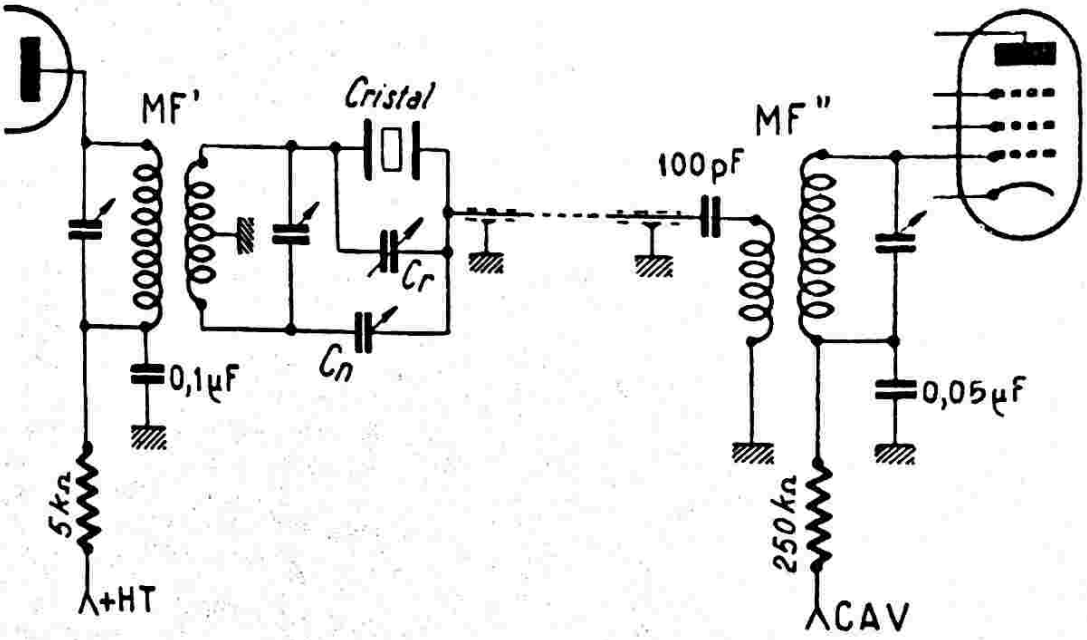



*Fig. IV-23*

Si le récepteur est muni d'un système antifading, la tension de V.C.A. sera appliquée à la base de l'autotransfo M.F.", comme indiqué à droite de la figure IV-20. Le découplage sera réalisé par un condensateur 0,05 µF et une petite bobine d'arrêt CH de 16 mH, d'un type similaire à celui que nous avons vu au début de ce paragraphe, ou par le système habituel résistance-capacité, comme il est montré sur la figure IV-23.

d'antirésonance. Mais, dans ce cas, sans aucun CV à ses bornes, la différence entre les deux fréquences est minime).

*Nota.* — Au cours d'une réception télégraphique, il peut arriver que l'on constate des « queues » sur les signaux, bien que ces derniers soient convenablement découpés à la station émettrice. Ce phénomène se produit lorsque le filtre à cristal est réglé à l'extrême sélectivité (fig. IV-21 A); l'oscillation du quartz a tendance à se pro-

longer après chaque signal et allonge, de la sorte, lesdits signaux en les gratifiant d'une « queue » ! Le remède consiste, simplement, à désaccorder très légèrement le filtre par la manœuvre de CVn (fig. IV-20) ou de Cr (fig. IV-22 et IV-23).

**Sélectivité variable.**

Tous les procédés vus jusqu'à maintenant (réaction M.F. et filtre à cristal) permettent, en partant de la sélectivité propre du jeu de transformateurs moyenne fréquence, d'*augmenter* cette sélectivité au moment de réception brouillée. D'autres montages, dits à sélectivité variable, permettent de modifier la bande passante du canal M.F., en agissant directement sur le couplage des transformateurs « tesla ». Généralement, on dispose alors de trois positions :

1° *normal ;*

2° *musique :* large bande passante pour la réception musicale ;

3° *sélectif :* bande passante étroite pour la réception d'émetteurs gênés par d'autres ; mais l'étroitesse de la bande passante, dans ce cas, n'est pas comparable à celle obtenue avec un système de réaction ou un filtre à cristal.

Les dispositifs de couplage variable les plus courants sont résumés par la figure IV-24.

En A, la variation de couplage se produit simplement en faisant varier la distance entre les deux enroulements.

En B, l'impédance de couplage commune est la capacitance du condensateur Cc. Par des variations de faible importance de Cc, le couplage varie très sensiblement.

En C, nous avons, d'autre part, un condensateur de couplage fixe Cc, et d'autre part, deux bobinages dont on peut faire varier l'écartement ; ces deux bobinages présentent un coefficient d'induction mutuelle négatif (enroulés dans le même sens, mais connectés à l'inverse l'un de l'autre). Ce système donne une courbe de sélectivité à sommet aplati et à pente très raide.

Enfin, en D, la variation de couplage est obtenue par la mise en service, ou non,

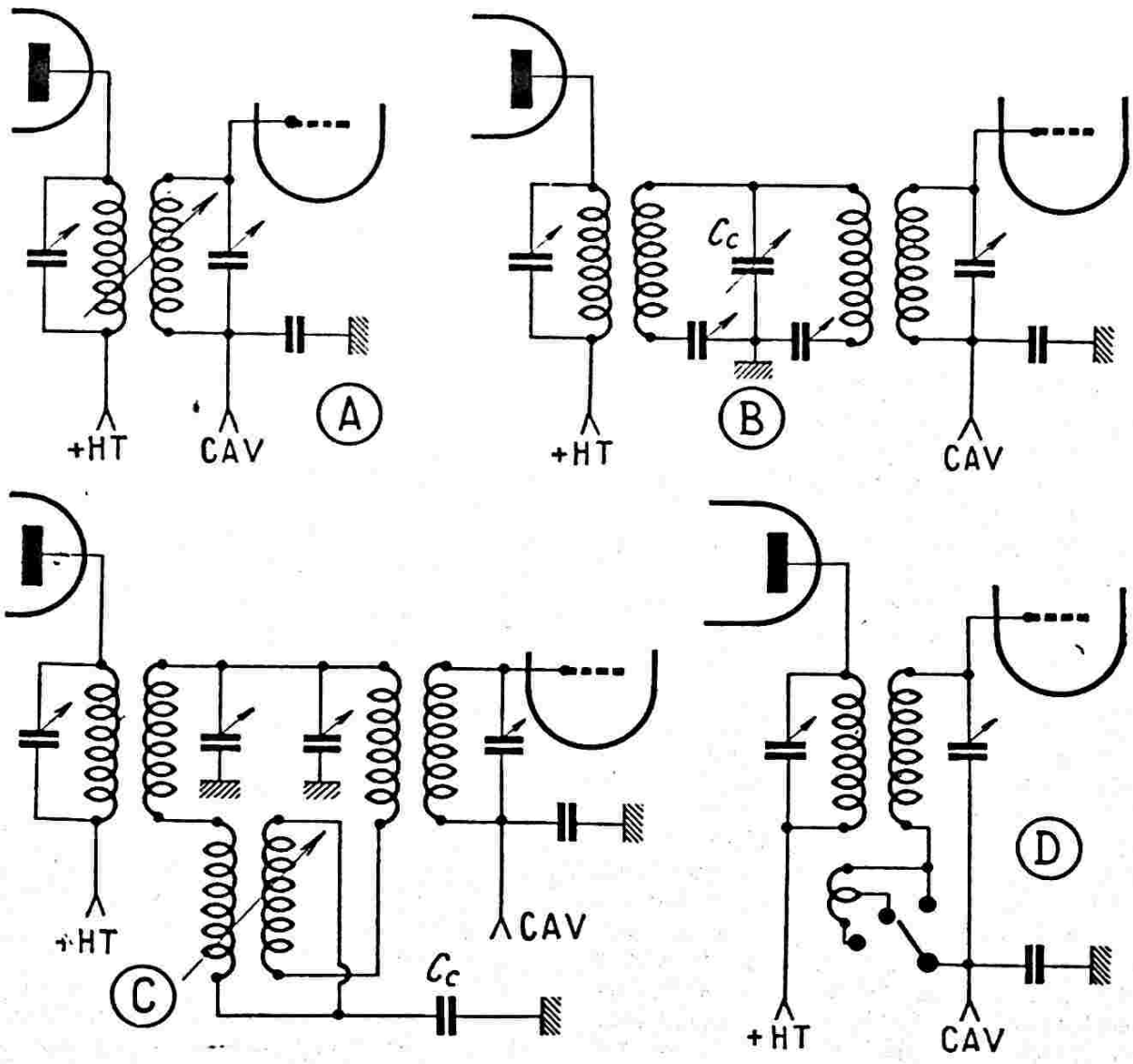



*Fig. IV-24*

de quelques spires du bobinage secondaire qui sont surcouplées au bobinage primaire. Ce procédé, très répandu, donne aussi d'excellents résultats.

La figure IV-25-1 indique, d'ailleurs, le montage d'un circuit à sélectivité variable (modèle D) utilisé conjointement avec un filtre à cristal ; les transformateurs sont

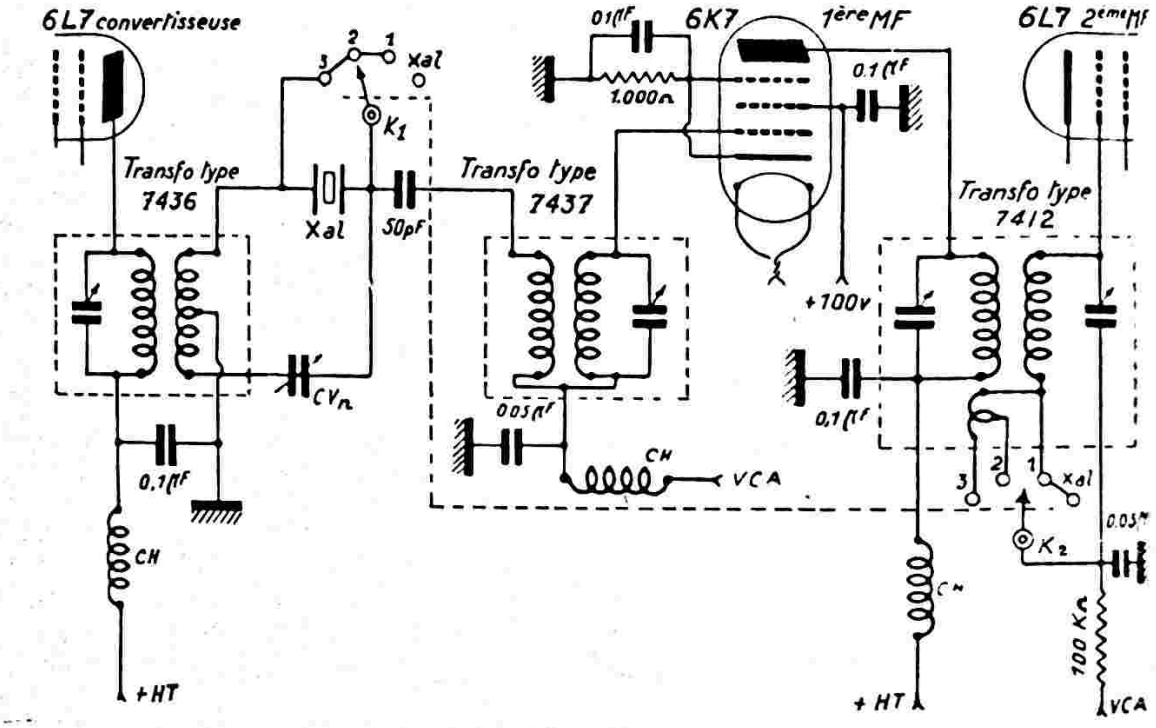



*Fig. IV-25-1*

fabriqués par Meissner. Les diverses positions de sélectivité sont obtenues par la manœuvre du commutateur à deux galettes $K_1$ $K_2$. Le condensateur de réjection est CVn, Les bobines d'arrêt CH sont des petits nids d'abeille de 16 mH destinés à bloquer la fréquence M.F., soit 455/456 kc/s.

En tournant le commutateur $K_1$ $K_2$ de la position « Xal » vers 1, 2 et 3, on obtient une bande passante du canal M.F. de plus en plus large.

Dans un récepteur, la largeur de bande est évaluée par le nombre de kilocycles entre deux fréquences pour lesquelles on obtient une atténuation de 6 décibels. Mais, si l'on désire obtenir une élimination sensible d'un signal perturbateur puissant, il faut une atténuation de 60 décibels (atténuation choisie arbitrairement et confirmée pratiquement). Aussi, pour définir exactement la qualité d'un jeu de transformateur M.F., a-t-on recours au chiffre de mérite ou facteur de forme qui n'est autre que le rapport de la largeur de bande à —6 db à la largeur de bande à —60 db. Le chiffre de mérite du canal M.F. dans un récepteur classique varie 2,8 et 5,4 environ. Naturellement, la courbe M.F. idéale (un rectangle) a 1 comme chiffre de mérite. On devra donc toujours chercher à ce que le rapport précédent donne un quotient le plus faible possible.

**Multiplicateur de facteur de surtension Q.**

Le « Q multiplier » ou, en français, multiplicateur de facteur de surtension Q. est un circuit annexe fort apprécié sur les récepteurs de trafic à l'heure où les bandes de fréquences attribuées aux amateurs sont de plus en plus étroites et surchargées.

Ce dispositif peut être adjoint à tout récepteur sans modification de ce dernier. En effet, le « Q-multiplier » se connecte tout simplement en dérivation sur le primaire du premier transformateur M.F. (anode du tube changeur de fréquence). On peut ainsi obtenir une amélioration considérable de la sélectivité, ou bien, on peut procéder à l'élimination de toute interférence audible indésirable.

Le schéma complet du « Q-multiplier » est représenté sur la figure IV-25-2. Avant d'entrer dans les détails, notons tout de suite la présence de l'inverseur *Inv.* à trois positions :

0 = dispositif hors service ;
1 = sélectivité maximum ;
2 = réjection d'une station gênante.

Un seul tube équipe le dispositif, en l'occurence une double triode ECC83 12AX7.

Si nous considérons la section triode, nous voyons qu'il s'agit d'un montage oscillateur du type Colpitts dont l'entrée en

auto-oscillateur peut être commandée par une résistance variable de cathode (Pot. 1 ou Pot. 2). Le condensateur variable de 100 pF permet l'accord du circuit sur une fréquence voisine ou égale à la valeur M.F. du récepteur.

s'ajuste précisément par le réglage du potentiomètre Pot. 1.

En fin d'analyse, ce circuit accordé qui se trouve en dérivation sur le transformateur M.F., présente une impédance maximum pour la fréquence considérée. Le si-

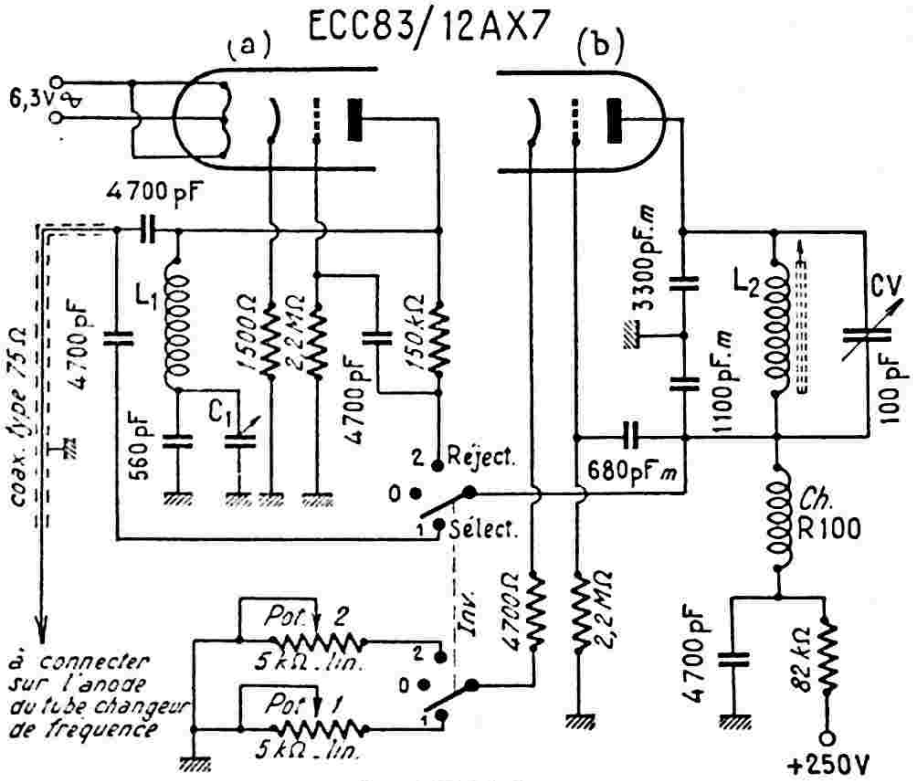



*Fig. IV-25-2*

Lorsque l'inverseur *Inv.* est en position 1 (sélectivité), le circuit de grille de l'élément triode *b* se trouve relié au primaire du premier transformateur M.F. du récepteur de trafic par l'intermédiaire d'une portion de câble coaxial (de type 75 Ω). De ce fait, gnal désiré n'est donc pas atténué, mais les fréquences voisines sont considérablement affaiblies, l'affaiblissement dépendant de la valeur du facteur Q.

C'est ce qui est représenté sur la figure IV-25-3, à gauche, où nous avons la courbe

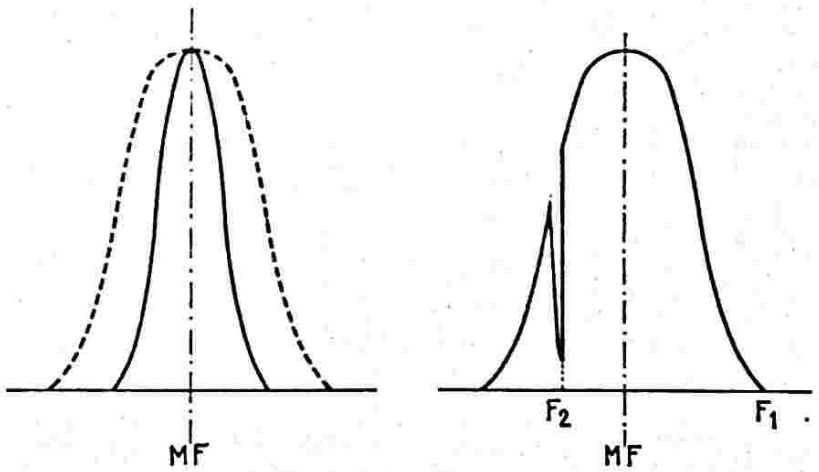



*Fig. IV-25-3*

lorsque le circuit $L_2$ CV est réglé sur la fréquence convenable et lorsqu'il présente un facteur de surtension Q élevé, il constitue pratiquement la charge M.F. Le facteur de surtension Q devient maximum juste avant l'entrée en oscillation du circuit ; ce qui de la bande passante M.F. normale du récepteur (en pointillés) et celle obtenue grâce au « Q multiplier » (en trait plein).

En position 2 (réjection), la triode *a* est en service. Le circuit $L_2$ CV à cœfficient Q élevé, peut être considéré comme étant

électriquement placé — du point de vue haute fréquence — entre la grille de cette triode et la masse, avec une résistance de 150 kΩ connectée entre grille et anode.

A la résonance, pour une fréquence $F_2$ donnée, l'impédance de $L_2$ CV est élevée par rapport à cette résistance de 150 kΩ, et des tensions instantanées positives apparaissent sur la grille de la triode *a ;* de ce fait, l'espace anode-cathode de cette triode se comporte presque comme un court-circuit pour cette fréquence $F_2$ qui, ainsi, est éliminée. En conséquence, en manœuvrant CV, on pourra éliminer toute fréquence $F_2$ gênante située de part et d'autre (jusqu'à ± 8 à 9 kHz environ) de la fréquence $F_1$ désirée. C'est ce qui est représenté, à droite, sur la figure IV-25-3 où $F_1$ est la valeur M.F., et $F_2$ la fréquence éliminée correspondant à un sifflement, à une interférence ou à une station quelconque.

Il est recommandé d'enfermer le « Q multiplier » dans un blindage total en le montant dans un petit compartiment métallique séparé du reste du récepteur (ce compartiment pouvant fort bien être à son tour placé sur le châssis même du récepteur... sans qu'il soit nécessaire de l'installer à l'extérieur !).

Les commandes à sortir sur la face avant sont au nombre de deux :

a) l'inverseur *Inv.* ;

b) la commande du condensateur variable CV.

En ce qui concerne ce dernier, on remarquera qu'il n'a aucune armature à la masse ; il faudra donc l'isoler électriquement du châssis en le fixant sur une plaquette rigide de plexiglass ou de rhodhoïd, par exemple.

En outre, sa commande est faite par un prolongateur (diamètre 6 mm) jumelé à l'axe proprement dit du condensateur par l'intermédiaire d'un flector *isolant* à couronne de stéatite. Prévoir un petit cadran gradué avec un bouton-flèche.

Les potentiomètres Pot. 1 et Pot. 2 n'ont pas à être accessibles de l'extérieur. Lors de la mise au point de l'appareil, ils se règlent une fois pour toutes.

Toutes les résistances sont du type 0,5 W. Quant aux condensateurs, nous en avons trois à diélectrique au mica (marqués *m* sur le schéma) ; tous les autres sont du type céramique.

La bobine $L_1$ du circuit d'entrée doit présenter un cœfficient de self-induction de 1,5 à 2 mH. Pour cela, nous avons utilisé *trois* enroulements en nids d'abeilles sur les quatre que comporte une bobine d'arrêt « National » type R100.. Ce circuit d'entrée est accordé, comme nous le verrons ultérieurement, au moyen du condensateur ajustable $C_1$ sur stéatite de 100 pF (type 25N2 de « M.C.B. »).

La bobine $L_2$ doit avoir une inductance de l'ordre de 150 µH ; nous avons utilisé un enroulement de tranformateur M.F. 455 kHz duquel nous avons débobiné quelques tours. Nous avons, bien entendu, conservé le noyau réglable qui sera utilisé ultérieurement pour la mise au point du circuit.

Enfin, la bobine d'arrêt *Ch* est du type R100 de « National ».

Avec les caractéristiques indiquées, l'appareil pourra être utilisé sur tout récepteur de trafic dont la valeur M.F. se situe entre 455 et 472 kHz. En effet, les circuits peuvent être accordés sur toute fréquence comprise entre ces extrêmes.

La mise au point d'abord, et l'utilisation par la suite, sont extrêmement simples.

L'entrée du « Q multiplier » est connectée, comme nous l'avons dit, sur l'anode du tube changeur de fréquence. Par ailleurs, son alimentation (H.T. et chauffage) est prélevée sur le récepteur proprement dit.

Le premier travail consiste à retoucher le réglage du premier transformateur M.F. du récepteur (condensateur ajustable ou noyau), transformateur qui aura fatalement été déréglé du fait de la connexion du « Q multiplier ». On pourra d'ailleurs en profiter pour vérifier l'alignement sur la fréquence convenable de tous les transformateurs M.F. du récepteur.

Ensuite, le récepteur est accordé très exactement sur une station assez puissante et stable (radiodiffusion, par exemple). et l'inverseur *Inv.* est placé en position 1 (sélectivité.)

On ajuste alors le circuit d'entrée par le réglage du condensateur ajustable $C_1$ de façon à obtenir la déviation maximum du « S mètre » ou de l'indicateur cathodique du récepteur.

Puis, on place le condensateur variable C.V. à mi-course. En réglant le noyau de la bobine $L_2$, on recherche encore à obtenir le maximum de déviation de l'indicateur d'accord du récepteur. *Simultanément,* on tourne le potentiomètre *Pot.* 1 jusqu'à l'entrée en oscillation du circuit, puis on revient légèrement en arrière (juste *avant* l'accrochage). Cette position étant déterminée et la bobine $L_2$ convenablement réglée, nous sommes en position de sélectivité maximum.

Passons maintenant l'inverseur *Inv.* sur la position 2 (réjection). Nous devons automatiquement assister à une diminution considérable de l'audition de la station reçue. Rechercher l'obtention d'un minimum le plus marqué possible en retouchant éventuellement le réglage du condensateur C.V. et en ajustant le potentiomètre *Pot.* 2 (comme nous l'avons dit précédemment pour Pot. 1).

Notre appareil étant maintenant réglé, son utilisation pratique est aisée :

L'inverseur étant sur 0, le récepteur fonctionne comme par le passé.

L'inverseur étant sur 1 et le condensateur variable C.V. à mi-course (position repérée sur le cadran), nous bénéficions d'une sélectivité excessivement poussée.

Si nous commutons l'inverseur sur 2, nous sommes en position de réjection. Si nous avons une réception gênée par un sifflement d'interférence dû à un émetteur voisin, nous pouvons éliminer ce battement indésirable par la manœuvre du condensateur C.V. En effet, cette manœuvre provoque le déplacement de la crevasse d'élimination de part et d'autre de la fréquence centrale M.F. désirée (fig. IV-25-3, à droite) ; il suffit donc de faire coïncider la fréquence de réjection avec la fréquence perturbatrice.

**Réglages des transformateurs M.F.**

Deux classes de transformateurs M.F. sont actuellement sur le marché.

Les premiers comportent un bobinage fixe à air ou à noyau de fer pulvérisé ; l'accord se fait par un petit condensateur ajustable à compression au mica, ou à air.

Dans les seconds, la capacité est fixe (condensateur au mica argenté) ; l'accord se fait par un noyau de fer fileté dans le mandrin du bobinage permettant d'en faire varier le coefficient de self-induction par variation de perméabilité.

Quant au réglage de l'amplificateur M.F. à l'hétérodyne modulée en amplitude, on peut se contenter de l'indication d'un simple outputmeter ou décibelmètre de sortie, si cet amplificateur ne comporte qu'un étage unique. Mais, avec deux étages, l'emploi de l'hétérodyne modulée en fréquence et de l'oscillographe est indispensable ; il est, en effet, nécessaire de vérifier l'allure de la courbe de sélectivité (bande passante), et de lui donner une forme correcte par le réglage des circuits des transformateurs moyenne fréquence.

Si l'on utilise un filtre à cristal, le réglage se fait comme il a été indiqué précédemment, au cours du sous-titre « Etage M.F. avec filtre à quartz ».

Dans le cas d'un étage M.F. avec réaction, l'accord se fait dans la position « réaction nulle ».

Avec les systèmes dits à sélectivité variable, le réglage se fait dans la position « sélectivité maximum ».

Rappelons que la valeur moyenne fréquence standard actuelle est de 455 kc/s.

En cours de fonctionnement, un léger désaccord des transformateur M.F. peut être produit par l'action de la ligne antifading. La polarisation des tubes de l'amplificateur étant commandée par la C.A.V., il s'ensuit une variation de la capacité dynamique d'entrée des tubes par effet Miller (1). Mais ces désaccords sont généralement minimes et n'apportent aucune gêne sérieuse. Il y a, d'ailleurs, possibilité de réduire considérablement l'effet Miller en prévoyant, sur chaque étage, une légère contre-réaction d'intensité ; pour cela, le condensateur de fuite de cathode ne shuntera pas complètement la résistance de polarisation (voir fig. IV-26).

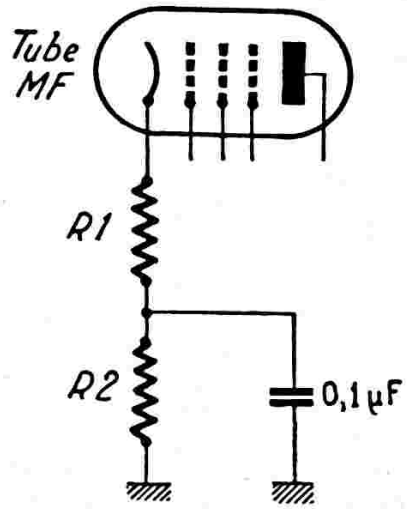



*Fig. IV-26*

## § 8. — Problème de l'alignement

I. — Dans le cas d'un récepteur à amplification directe, c'est un travail relativement simple que l'alignement des circuits en vue de la commande unique, à condition, évidemment, de posséder un condensateur variable à cages identiques, et d'avoir réalisé les bobinages avec soin, selon les indications données. On commence par accorder l'étage détecteur sur le signal incident. Puis, le trimmer placé en parallèle sur la bobine de l'étage H.F. prédétecteur est réglé, afin d'obtenir le signal de sortie maximum à l'outputmètre. Et ceci, pour chaque étage H.F. en « remontant » (s'il y en a plusieurs), et pour chaque gamme. Les réglages des trimmers se font toujours en bas de chaque gamme (vers les fréquences les plus élevées).

II. — Dans tout montage changeur de fréquence, les commandes des C.V. d'accord H.F., étage convertisseur et oscillateur, peuvent être exécutées soit séparément, soit simultanément (commande unique).

(1) Effet Miller : voir § 14 de ce chapitre.

Dans ce dernier cas, il ne faut pas oublier :

1° que la rotation des C.V. d'accord H.F. et convertisseur doit entraîner une variation identique et continue de la fréquence de résonance des circuits (les bobinages devront donc être rigoureusement identiques) ;

2° que tout changeur de fréquence doit fournir une fréquence intermédiaire (M.F.) constante, quelle que soit l'onde reçue, égale à la différence entre la fréquence des ondes incidentes (émission à recevoir) et la fréquence de l'oscillation locale. Nous voulons dire, en d'autres termes, qu'il faut s'arranger pour que l'alignement « colle » d'un bout à l'autre de la rotation du C.V.

La constance de la différence entre les fréquences des deux circuits est obtenue en combinant sur le circuit oscillateur local (se reporter à la fig. IV-15) :

1° un petit condensateur ajustable $C_1$ monté en *parallèle* sur l'élément correspondant du condensateur variable, et appelé « trimmer » ;

2° un condensateur ajustable $C_2$ monté en *série*, et appelé « padding ».

Il faut prévoir un trimmer et un padding pour chaque gamme d'ondes.

Pour une moyenne fréquence donnée, la valeur du padding est d'autant plus forte que la gamme considérée est située plus bas dans l'échelle des longueurs d'onde. Aussi, pour les ondes inférieures à 30 mètres, le padding atteignant une valeur très grande, il n'est pas rare de le voir supprimé.

En réalité, cette méthode d'alignement, maintenant universellement répandue, n'assure la constance de la différence des circuits qu'en trois points de la gamme considérée (centre et voisinage des extrémités). Entre ces points (appelés points d'alignement), l'écart est d'autant plus réduit que la valeur de la moyenne fréquence est plus faible. Pour réaliser un alignement aussi précis que possible, il faut donc agir sur les bobinages (1) (nombre de tours ou écartement des spires les unes par rapport aux autres) ou sur le réglage des trimmers accord et oscillateur (bas de gammes) ou, enfin, sur le réglage des paddings oscillateurs (haut de gammes).

Au moment de cette mise au point, on peut aussi remplacer par instants l'élément oscillateur du C.V. multiple par un C.V. séparé ; ce procédé rendant provisoirement les commandes « accord et oscillateur » séparées, permet de mieux se rendre compte dans quel sens il faut agir sur les éléments : bobinage, padding ou trimmer.

Un alignement H.F. ne doit pas souffrir la médiocrité ; pour qu'il soit rigoureusement correct, il exige un minimum d'appareils de contrôle, à savoir : hétérodyne, décibelmètre (ou outputmeter) et oscillographe cathodique.

Le problème de l'alignement pour commande unique a toujours été très ingrat, et il se complique davantage lorsqu'il s'agit de récepteur comportant un ou plusieurs étages H.F. avant le changement de fréquence. Nous signalerons, en passant, sans trop sortir de notre sujet, la méthode de réglage par la « baguette magique », méthode assez peu connue et qui, cependant, est très simple et rend d'énormes services aux metteurs au point. Cette méthode peut aussi bien s'employer dans le cas d'un adaptateur U.H.F., que d'un récepteur U.H.F. ou simplement O.C.

Prenons une baguette d'une quinzaine de centimètres, faite d'un petit tube de carton bakélisé ; à une extrémité, fixons un noyau de fer (genre noyau fileté de M.F. par exemple) ; à l'autre extrémité, un noyau de cuivre de même forme. Mettons en marche une hétérodyne émettant une note modulée quelconque ; réglons-la sur la fréquence à recevoir ou, plus exactement, sur la fréquence à laquelle nous voulons vérifier l'alignement. Repérons l'indication donnée par le voltmètre de sortie. Introduisons à l'intérieur de nos bobines d'accord à vérifier, tour à tour, l'une et l'autre extrémité de notre baguette. Si nous sommes parfaitement réglés, si notre alignement « colle », dans les deux cas, l'indication de l'outputmeter doit diminuer. Si l'indication augmente lorsque vous introduisez le noyau de fer, augmentez le nombre de tours. Si elle augmente lorsque vous introduisez le noyau de cuivre, diminuez-le. D'une façon générale, agissez sur les réglages des trimmers en bas de gamme, et sur les nombres de tours et les noyaux de fer, suivant les renseignements donnés par la baguette, en haut de gamme.

La mise au point et l'alignement des bobinages construits par l'amateur sont loin d'être une besogne rébarbative. Au contraire — nous rassurons tout de suite nos lecteurs — c'est un travail très intéressant et fort passionnant.

## § 9. — Détection et antifading

Les procédés de détection sont assez nombreux ; cependant, le plus employé dans les superhétérodynes de trafic est sans aucun doute, celui utilisant une diode. Détection peu sensible, diront certains. Mais ce n'est pas un défaut, puisque

(1) A moins que l'on utilise des bobinages du commerce (bobinages étalonnés ou bloc complet).

la tension développée à la sortie de l'amplificateur M.F. est élevée. D'autre part, la détection diode fonctionne sans distorsion appréciable et permet de réaliser en même temps, et très simplement, une commande automatique de volume (antifading) efficace.

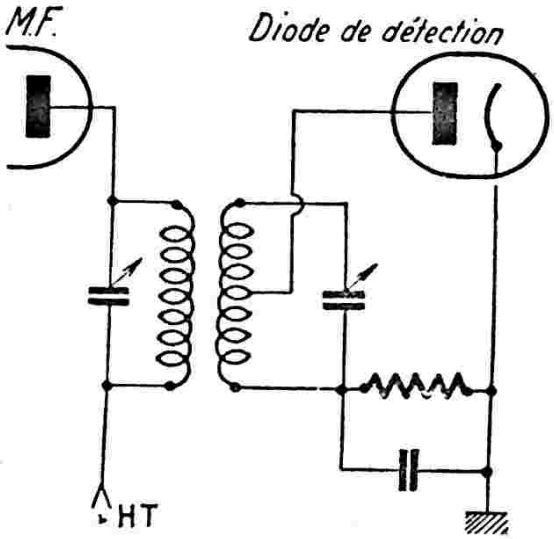



*Fig. IV-27-A*

Néanmoins, nous allons étudier successivement : la détection diode, la détection plaque, la détection grille et la détection Sylvania. Disons tout de suite que, sauf la détection diode, tous les autres procédés ne peuvent fournir directement une tension d'antifading ; il faut obligatoirement leur adjoindre un système séparé quelconque de C.A.V. (généralement : montage d'antifading amplifié (1) ne produisant presque pas d'amortissement au secondaire du transformateur M.F. d'attaque).

**I. — Détection diode** (fig. IV-27, 28 et 29).

Comme nous l'avons dit, c'est le mode de détection le plus usité et aussi le plus simple.

La détection est linéaire pour des *signaux forts,* ce qui est en général le cas dans les récepteurs de trafic ayant une forte amplification H.F. ou M.F.

Naturellement, le tube diode ne fournit pas d'amplification et forme une charge pour le transformateur qui l'attaque, d'où amortissement et réduction de la sélectivité. Mais on peut réaliser un bobinage à prise, comme l'indique la figure IV-27A afin de diminuer cet amortissement.

Un autre procédé, encore plus efficace, est représenté sur la figure IV-27-B. Il consiste à intercaler un tube « tampon », monté en amplificateur apériodique à résistances, entre le dernier transformateur M.F. et la diode. Un tube pentode EF80, EF85 ou EF89, par exemple, fera parfaitement notre affaire, et ainsi, le détecteur diode ne provoquera aucun amortissement au transformateur MF, d'où le maximum de sélectivité possible.

Les distorsions dans la détection diode sont très faibles. Néanmoins, nous reviendrons sur cette question.

Un montage très courant de détection diode et d'antifading est donné sur la figure IV-28-A.

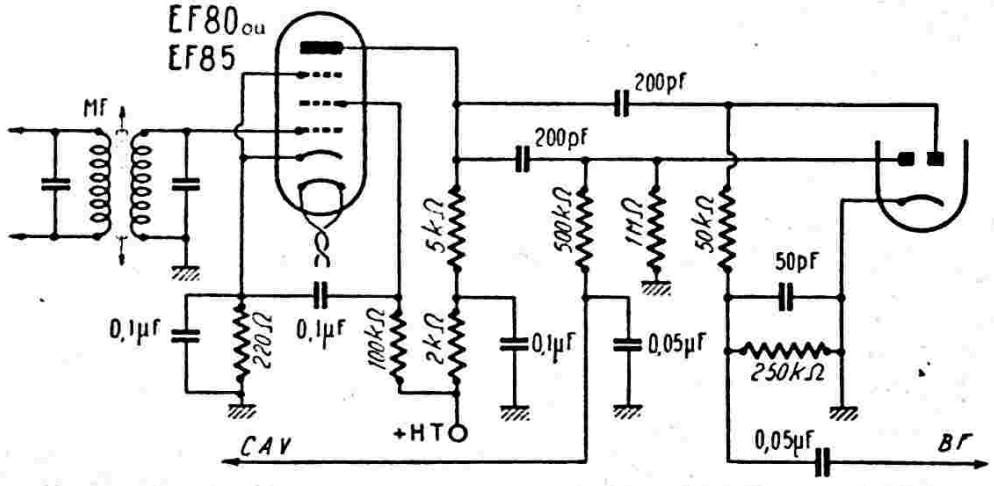



*Fig. IV-27-B*

Il utilise une double diode 6H6. La tension B.F. apparaît aux bornes de $R_1$, et la composante continue négative de la commande automatique de volume, aux bornes de $R_2$. La cathode de la diode V.C.A. sera connectée : à la masse pour un antifading simple ; à la cathode du premier tube B.F.

(1) Voir figures IV-36 et 37.

pour un antifading différé ; au curseur d'un potentiomètre pour un antifading différé variable (réglage de la tension de différé). Avec un antifading différé, l'action de la ligne de C.A.V. ne se fait sentir que pour des signaux dont l'amplitude dépasse la valeur de la tension de différé ; il n'y a donc pas réduction des signaux faibles.

tiomètre de qualité, si l'on ne peut pas avoir des crachements désastreux en le manœuvrant.

Le filtre en $\pi$, composé d'une résistance de 50 kΩ est de deux condensateurs de 100 pF, est destiné à éliminer, des étages B.F., les quelques résidus de composante M.F. qui pourraient subsister.

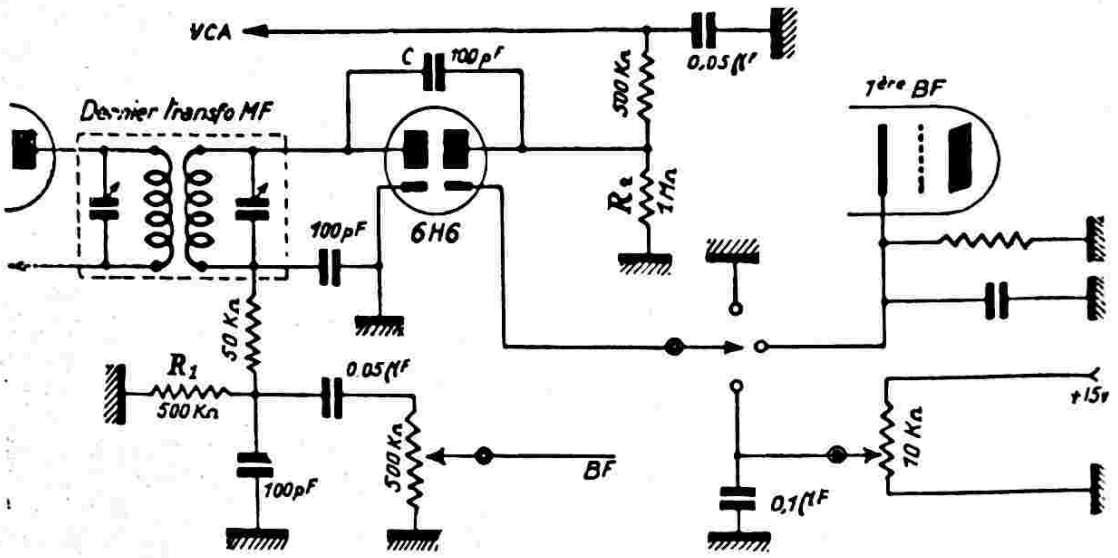



*Fig. IV-28-A*

Au lieu de placer le condensateur C de 100 pF entre les deux diodes, on le branche quelquefois entre le primaire du transformateur M.F. (côté plaque) et la diode antifading (diode de droite). On diminue alors un peu l'amortissement du secondaire et l'on applique ainsi, sur la diode V.C.A., une tension légèrement supérieure.

Revenons à la question « distorsion ». Sur la figure IV-28-A on remarque que les fonctions de détection pure et de C.A.V. sont bien distinctes (double diode). En effet, si la C.A.V. est prise sur $R_1$, résistance de charge de la diode, c'est-à-dire au même point que les signaux B.F., il se produit un effet de shunt de charge courant alternatif de la C.A.V. sur le circuit de détection, effet pouvant provoquer des distorsions importantes (distorsions harmoniques) si le signal d'attaque est modulé à 100 %.

En résumé, toujours prévoir les fonctions détection B.F. et détection antifading bien séparées.

D'autre part, afin de réduire encore les distorsions sur les signaux modulés à 100 %, on peut :

1° ramener $R_1$ à la valeur de 250.000 Ω.

2° utiliser le potentiomètre de réglage du gain B.F. en guise de résistance de charge de la diode (voir fig. IV-29) ; mais dans ce cas, il contient d'utiliser un potentiomètre de grande classe), il faut redoubler de prudence en ce qui concerne l'établissement des circuits du détecteur diode. Dans « Wireless World », F.H. Brittain nous

Si l'on fait suivre les étages HF et MF d'un récepteur de trafic par une section BF de très haute fidélité (et cet assemblage est fort possible, réalisant ainsi un récep-

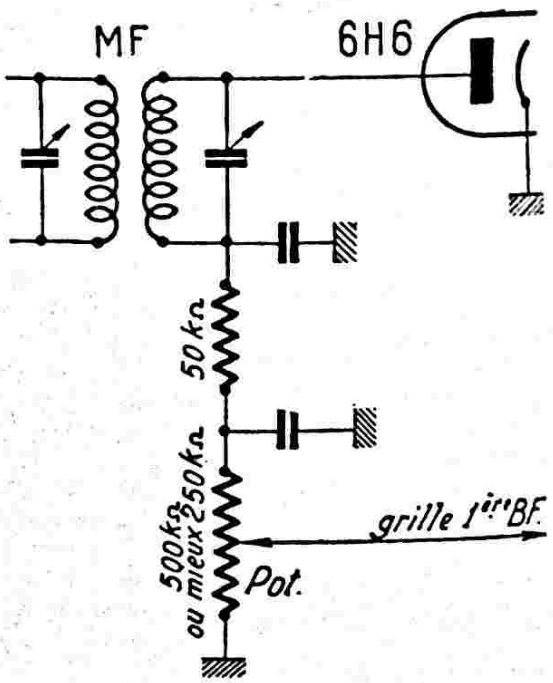



*Fig. IV-29. — Les condensateurs fixes ont chacun une valeur de 100 pF.*

entretient des conditions nécessaires à une reproduction de haute qualité. Nous en extrayons un intéressant passage se rapportant précisément aux distorsions dues à la détection diode. Le détecteur diode a été universellement adopté parce que c'est lui qui donne la meilleure linéarité de détection. Néanmoins, il importe de savoir utiliser correctement le détecteur diode.

En premier lieu, il ne faut pas le soumettre à des taux de modulation élevés. Naturellement, il est extrêmement rare de rencontrer un émetteur (de radiodiffusion) fonctionnant avec un taux de modulation supérieur à 95 %. Mais il peut se produire une surmodulation *apparente* dans le récepteur même. Admettons, en effet, que le récepteur ne soit pas très bien réglé sur la station à recevoir (réglage sur un « bord »); admettons, dans un autre cas, que la courbe de réponse globale (bande passante) des étages H.F. et M.F. présente une double bosse (courbe en dos de chameau); dans un cas comme dans l'autre, l'onde porteuse sera moins amplifiée que les bandes latérales de modulation et l'émission *paraîtra* surmodulée... d'où distorsion à la détection.

En conséquence, il faut bien « centrer », bien synthoniser, le récepteur sur l'émission à recevoir et s'assurer que la bande passante M.F. notamment ne présente pas de double bosse au sommet.

En second lieu, les circuits de l'étage détecteur doivent être conçus de façon telle qu'ils puissent admettre des profondeurs de modulation importantes.

Pour obtenir un fonctionnement correct du détecteur, la charge en courant alternatif (B.F.) doit être *au minimum* égale à 90 % de la charge en courant continu, et cela non seulement aux fréquences basses (pour lesquelles la condition est généralement remplie), mais également aux fréquences les plus élevées du registre sonore. Avec les valeurs classiques (500 kΩ en résistance de charge du détecteur et 100 ou 200 pF en condensateur de fuite, ou « réservoir »), nous sommes très loin des conditions ci-dessous. Les résultats sont les suivants : Avec un classique récepteur coupant tout ce qui excède 5000 c/s, et à l'écoute d'une station modulant énergiquement, on ne constate rien d'anormal. Mais avec un récepteur *à haute fidélité*, un tel détecteur se montre défectueux ! On observe alors, sur les très aiguës et dans la restitution des harmoniques, des espèces de crissements, de crachements, etc., difficiles à définir, mais bien pénibles à supporter. Ce sont les déformations provoquées par la détection.

Pour satisfaire aux conditions exposées plus haut quant aux charges en alternatif et en continu de l'étage détecteur, il est nécessaire de déterminer avec soin la valeur et l'emplacement des condensateurs et résistances composant le circuit.

La figure IV-28-B donne un montage de détecteur diode dont les valeurs mentionnées permettent d'accepter sans déformation une profondeur de modulation de 90 %. On notera que la capacité parasite de la connexion allant du curseur du potentiomètre à la grille du premier tube B.F. doit être inférieure à 50 pF.

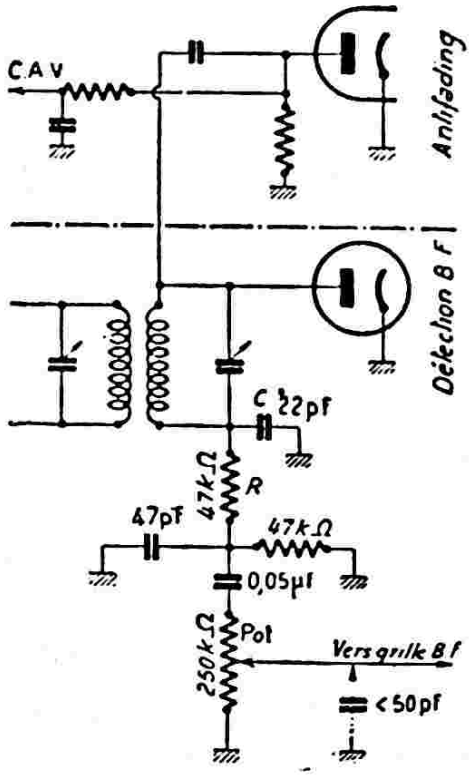



*Fig. IV-28-B*

Pour pouvoir admettre un taux de modulation de 95 %, il faudrait tripler l'impédance de R et de C, c'est-à-dire multiplier R par 3 et diviser C par 3.

De toutes façons, le montage représenté sur la figure, avec les valeurs indiquées, a été expérimenté sur un récepteur à très haute fidélité (25 à 16000 c/s); il s'est révélé impeccable. A l'écoute de nombreuses stations ayant une modulation très profonde et de grande qualité de transmission B.F., aucune déformation n'a pu être décelée.

⁂

Sur les bandes ondes courtes, la fréquence du fading est généralement assez rapide (plus rapide qu'en P.O. par exemple). La constante de temps de la commande automatique de volume doit donc être assez faible. Sinon, l'antifading ne peut pas « suivre » et il ne corrige plus les évanouissements brusques de la récep-

tion O.C. Mais il ne faut pas exagérer, car avec une constante de temps excessivement faible, la transmission des notes graves serait considérablement atténuée. Il faut donc choisir un compromis et l'on adopte, en général, une constante de temps

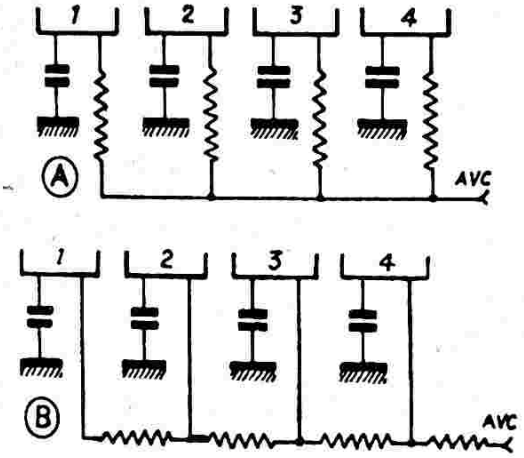



*Fig. IV-30*

de 1/10 de seconde (1). On peut également réaliser une commande automatique de volume à constante de temps réglable (voir description récepteur « BC-Ham 16 SR », chapitre XIV). Il y a parfois intérêt aussi à réaliser une constante de temps différente pour les divers étages commandés par l'antifading. Ainsi, sur la figure IV-30A, tous les circuits contrôlés par le V.C.A. le sont en même temps ; tandis que sur la figure IV-30B, il est bien évident que les circuits 1 et 2, par exemple, sont contrôlés suivant une constante de temps plus importante que le circuit 4. Le montage de la figure IV-28A permet donc de réaliser soit l'antifading simple, soit l'antifading différé, soit enfin l'antifading différé réglable.

(1) T secondes = RMΩ × CμF. Par exemple, avec une résistance de 0,5 MΩ et une capacité de 0,1 μF, on obtient une constante de temps de 5/100 de seconde.

### II. — Détection plaque (fig. IV-31).

Le schéma est donné sur la figure IV-31. Ce détecteur n'amortit pas le circuit d'attaque, car il fonctionne sans courant grille. Un tube couramment utilisé pour ce montage est le type 6AU6, pentode à pente fixe.

En résumé, le fonctionnement est le suivant : les signaux d'attaque sont amplifiés, et le tube, travaillant à la *courbure inférieure* de la caractéristique Ip Vg, redresse, un peu à la manière d'un amplificateur classe B à lampe unique. Il est donc utile d'insister sur la valeur de la polarisation qui doit être déterminée soigneusement (en l'absence de signal d'attaque, la consommation anodique du tube droit doit être de quelque 40 à 50 microampères).

Naturellement, la C.A.V. doit être fournie par un système séparé choisi parmi ceux que nous verrons plus loin.

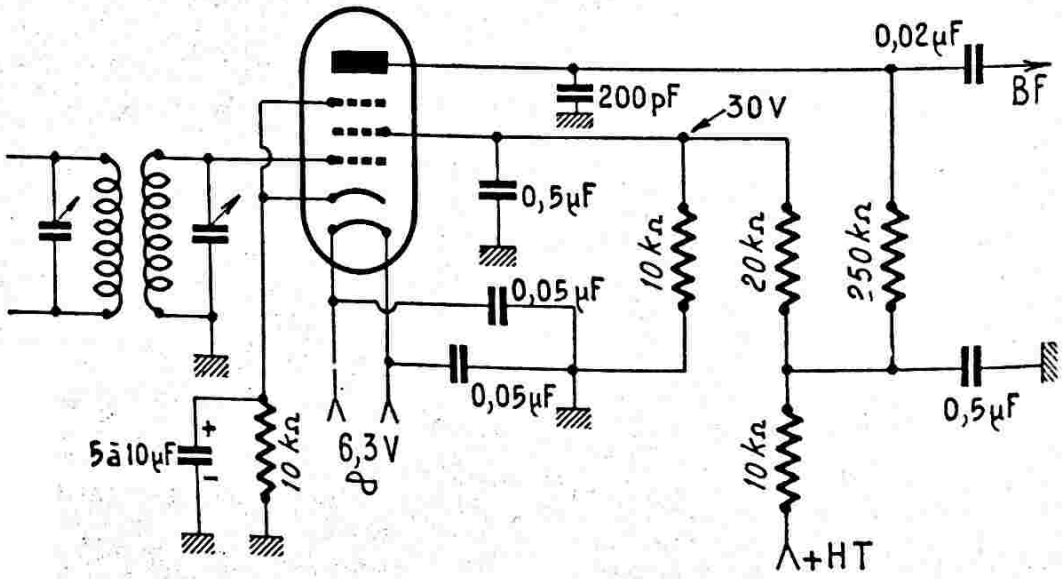



*Fig. IV-31*

La détection-plaque est un peu plus sensible que la détection diode, mais sujette au ronflement (induction du réseau par le filament).

### III. — Détection grille (fig. IV-32).

Ce système diffère du précédent, en ce sens que la détection a lieu d'abord, et l'amplification ensuite. On peut considérer la détection grille comme une détection

diode (entre grille et cathode) suivie d'une amplification B.F. On peut prétendre aussi que la détection s'opère dans la partie supérieure de la caractéristique Ip Vg, la seule source de polarisation étant fournie par la chute du courant grille à travers la résistance de fuite de grille ; mais, en réalité, le tube travaillant avec une tension d'anode réduite, la plus grande partie du redressement est due à la courbure de la caractéristique de grille.

augmentant encore leur sensibilité. Ils sont, ainsi, très employés sur les récepteurs à amplification directe (voir chapitre VIII, § 1).

### IV. — Détection Sylvania (fig. IV-33-A).

Ce procédé, appelé également détection cathodique ou détection à impédance infinie, est employé lorsque l'on exige une détection absolument exempte de distorsions

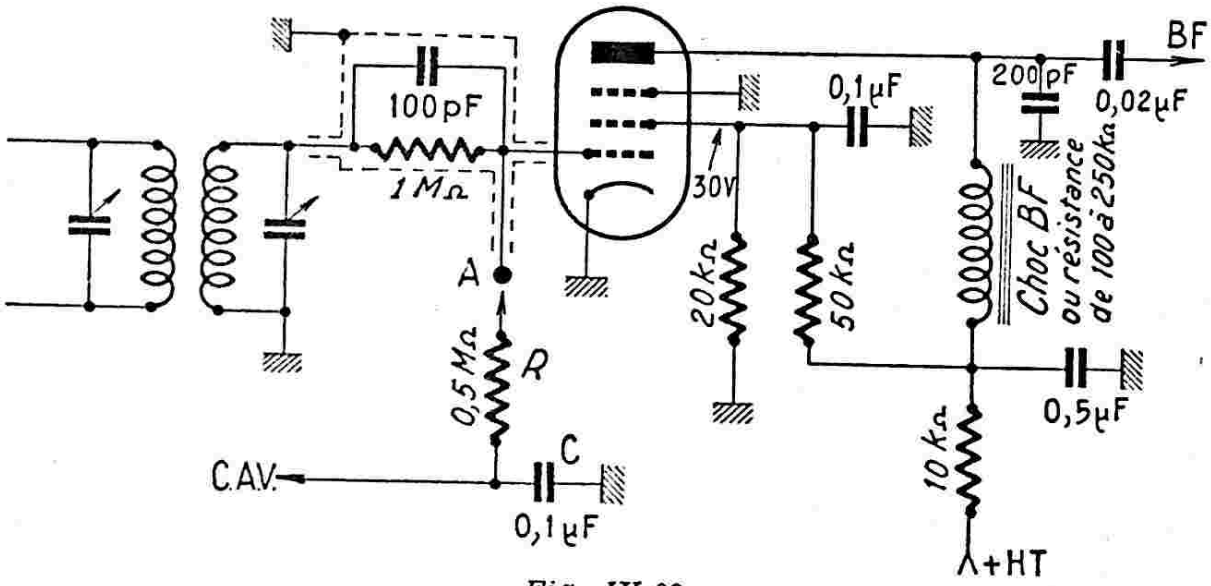



*Fig. IV-32*

Le détecteur grille est intéressant dans le cas de réception de signaux faibles, surtout si l'on choisit une résistance de grille de forte valeur ; néanmoins, son réglage correct est critique (valeur de la tension d'écran pour une pentode, et de la tension anodique pour une triode 30 à 50 V seulement), et, de plus, cette détection est sujette à distorsions. D'autre part, étant donné qu'il y a courant grille, le détecteur charge le circuit d'attaque (comme la diode), d'où amortissement. Cependant, le détecteur grille est d'un rendement très acceptable et d'un gain élevé.

La figure IV-32 montre le schéma d'un tel dispositif. La grille de commande du tube 6AU6 devient d'autant plus négative par rapport à la masse que le signal d'attaque est puissant ; de ce fait, on peut disposer au point A d'une tension négative de C.A.V. qui sera appliquée, éventuellement aux étages prédétecteurs à travers un filtre RC habituel. Cette tension de C.A.V. n'est cependant pas aussi énergique que celle créée à partir d'un circuit séparé tel que l'antifading amplifié des figures IV-36 ou IV-37.

Généralement, des détecteurs grille sont combinés avec un dispositif de réaction

*sur les signaux forts ;* en fait, les distorsions deviennent importantes si le signal d'attaque est inférieur à une quinzaine de volts. Comme la détection plaque, la détection Sylvania ne charge pas le circuit qui l'alimente ; donc pas d'amortissement. L'absence de distorsion pour les signaux forts est due à la faiblesse de la résistance cathodique de charge : donc pas de coupure dans les crêtes de modulation. De plus, cette résistance cathodique étant shuntée par un condensateur de très faible valeur, il s'ensuit un taux de contre-réaction voisin de 100 % : d'où réduction de la distorsion harmonique. Comme pour la diode, le gain de l'étage est de 1. Enfin, la détection Sylvania a la renommée de « passer » beaucoup d'aiguës (?).

Passons aux inconvénients : détection encore moins sensible que la diode, moins linéaire aussi, et apportant des distorsions sur les signaux faibles. Détection incapable de fournir une tension de C.A.V. ; on doit avoir recours à un système d'antifading amplifié (fig. IV-36 ou IV-37). Enfin, du fait de la charge cathodique, on peut craindre des ronflements provenant de la tension de chauffage.

Néanmoins, un montage d'origine anglaise, reproduit sur la figure IV-33 en B,

permet d'obtenir la tension de C.A.V. tout en conservant les avantages de la détection à impédance infinie. La bobine d'arrêt Ch intercalée dans le circuit de cathode

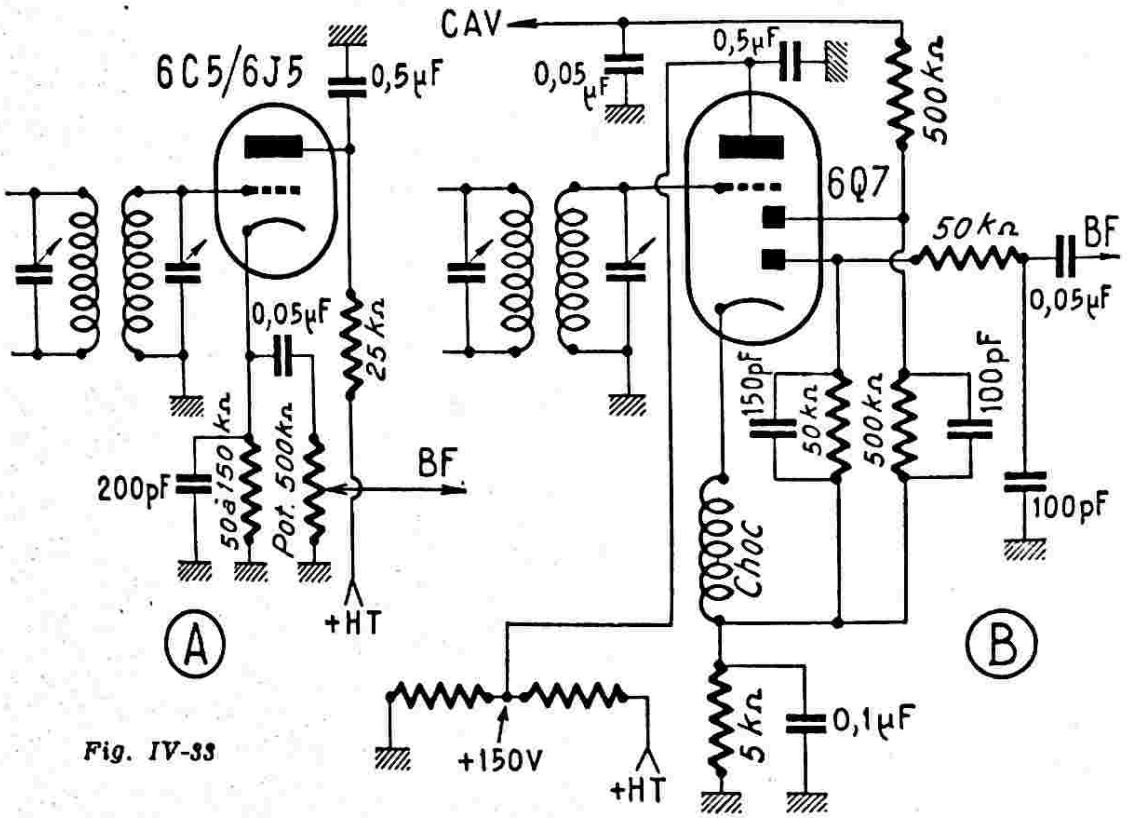



*Fig. IV-33*

est destinée à bloquer la M.F. ; cette bobine doit être choisie aussi peu résistante que possible (une bobine accord G.O. convient très bien). La tension M.F. se développe aux bornes de Ch et est détectée ensuite par les diodes ; mais, ainsi, la secondaire du transformateur moyenne fréquence n'est pas amorti.

Il nous faut noter, qu'au repos, la ligne de C.A.V. est légèrement positive (environ + 1 volt) ; en conséquence, il est nécessaire d'augmenter légèrement les résistances cathodiques de polarisation des tubes commandés par la C.A.V.

Dans les montages de la figure IV-33, le tube 6C5 ou 6J5 peut être remplacé par un tube miniature 6C4 ou par un élément triode de ECC81 ; de même que le tube 6Q7 peut être remplacé par un tube 6AT6 ou 6AV6.

La figure IV-33-C montre une variante de réalisation pratique du montage précédent B, avec détection par cristal de germanium 1N56.

*Note.* — Chaque mode de détection a donc ses avantages et ses inconvénients ; aucun n'est parfait. L'amateur, selon les résultats désirés, devra donc choisir judicieusement parmi eux. Néanmoins, pour le récepteur changeur de fréquence pour le trafic d'amateur, la détection diode remporte, et de bien haut, tous les suffrages.

**Commande automatique de volume.**

Cette commande automatique, désignée dans les schémas par les lettres C.A.V., ou A.V.C., ou V.C.A. (!), a pour but, on le sait, de supprimer pratiquement tout effet de fading pour toutes stations convenablement audibles.

### I. — *C.A.V. par tube diode*

Nous en avons déjà parlé à propos de la détection par double diode (voir fig. IV-28A et le texte s'y rapportant). Nous représentons, néanmoins, le système seul de C.A.V. sur la figure IV-34. L'anode de la diode de détection pour la C.A.V. est attaquée à travers une capacité de 100 pF connectée de préférence en a ou en b. Le seuil de l'action différée de la C.A.V. est réglable par le potentiomètre P : en c, pas de retard, antifading ordinaire ; en d, tension de différé maximum. La tension négative de commande apparaît aux bornes de la résistance R ; elle est appliquée aux étages à commander à travers le découplage 500 k Ω et 0,05 µF. Un interrupteur In permet de supprimer l'action de la ligne antifading, par court-circuit (utile dans certains cas).

Quel que soit le système de C.A.V. adopté, la tension négative de la ligne antifading est appliquée aux étages M.F. et H.F. (et non à l'étage convertisseur) à travers un circuit découpleur pour chaque étage, comme il est montré sur les figures IV-30 A ou B.

qu'une C.A.V. plus énergique soit obtenue par l'utilisation d'un système d'antifading amplifié que nous allons étudier maintenant. Nous livrons, sans autre commentaire, le schéma de principe de cette C.A.V. par tube antifading, par la figure IV-35.

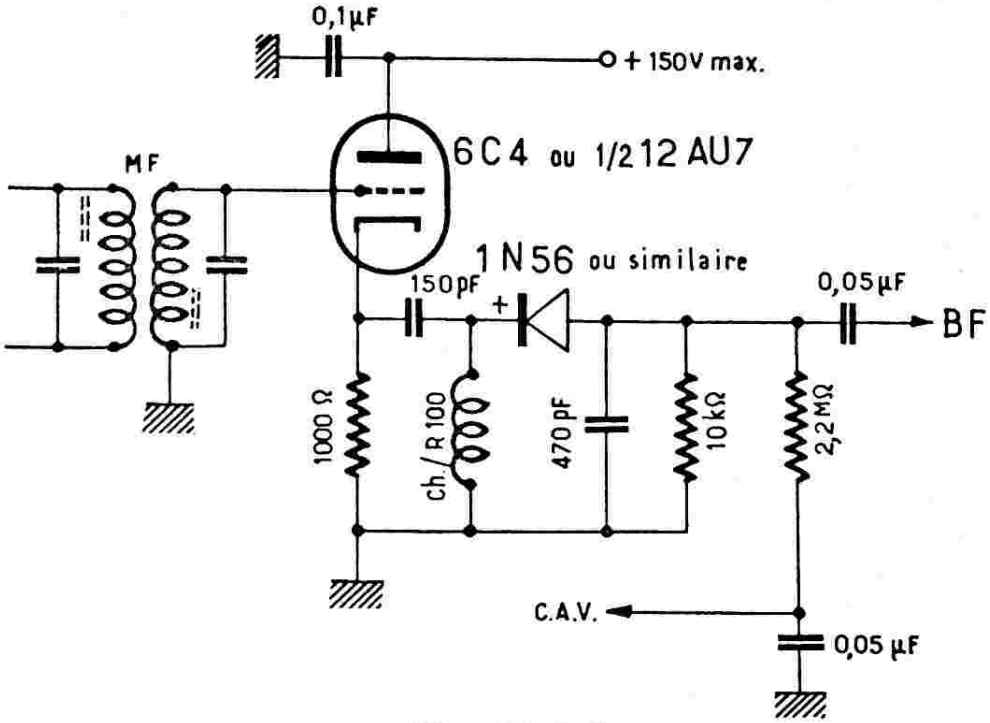



*Fig. IV-33-C*

II. — *C.A.V. par tube « antifading »*

C'est un procédé déjà ancien utilisant un tube triode séparé pour l'antifading. L'action dc contrôle automatique se produit par variation de polarisation cathodique du tube amplificateur M.F. Ce montage s'applique bien à la détection plaque, bien

III. — *C.A.V. amplifiée différée*

Lorsqu'on désire soustraire un récepteur à toutes variations d'intensité, on doit utiliser un montage comportant un petit étage amplificateur M.F. indépendant, uniquement destiné à la production de la composante continue négative de com-

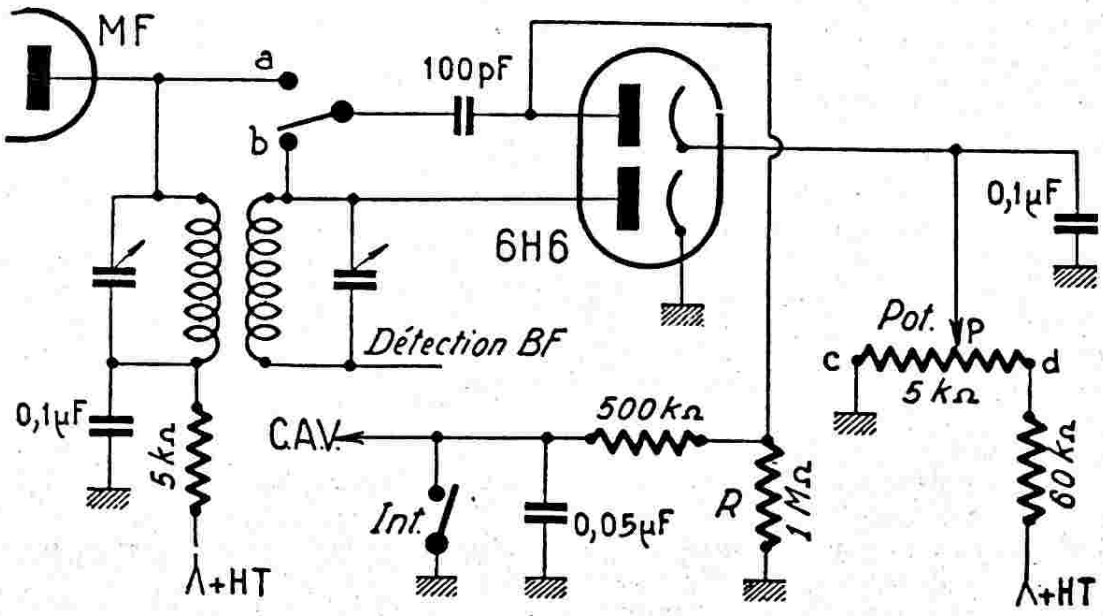



*Fig. IV-34*

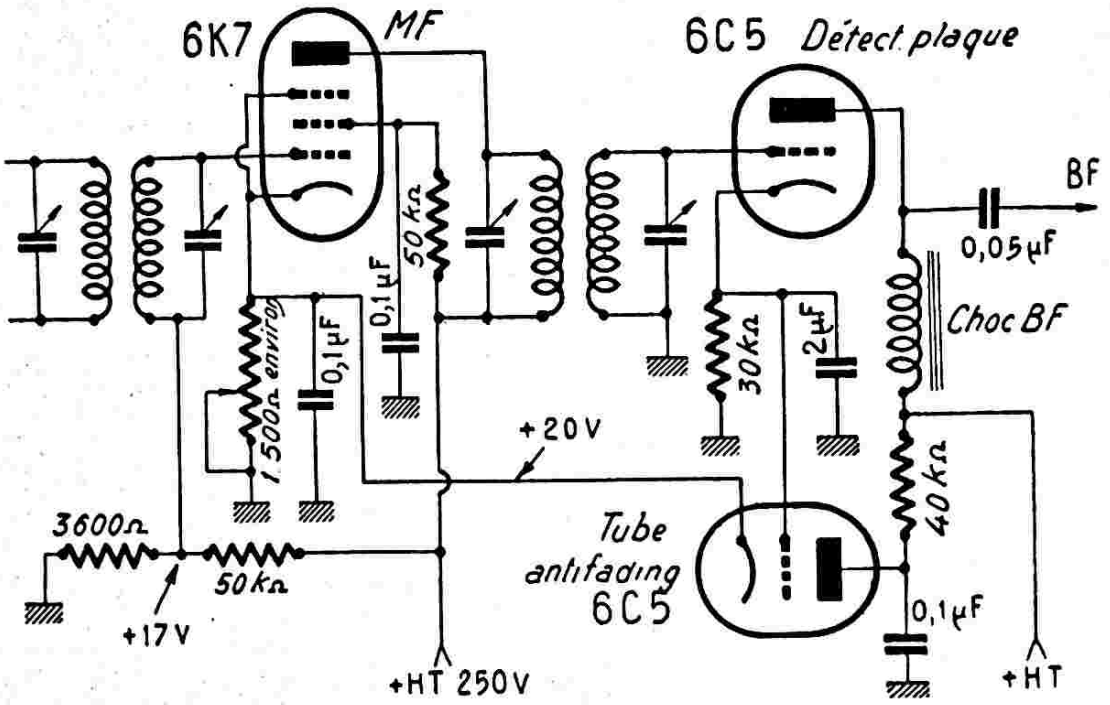



*Fig. IV-35*

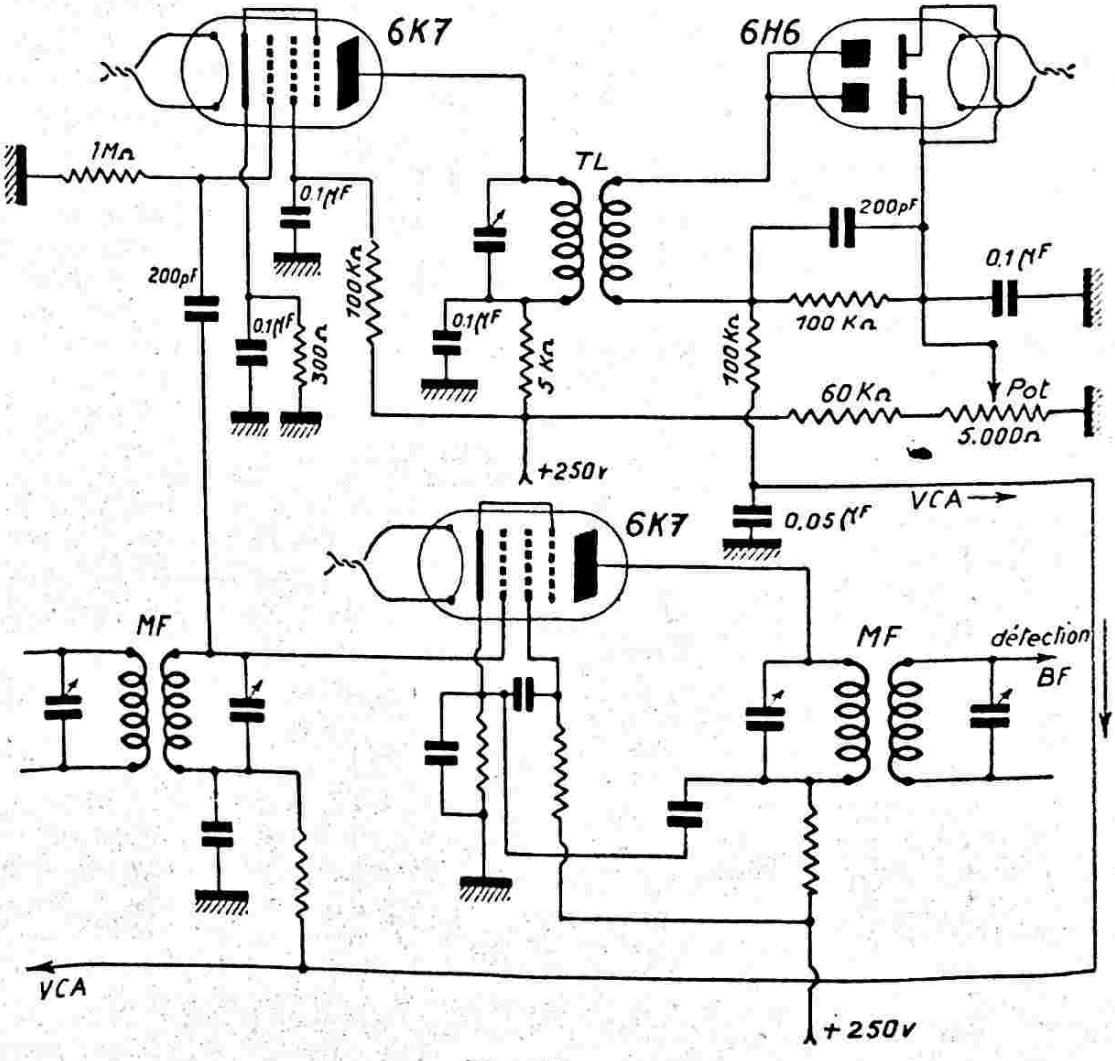



*Fig. IV-36*

mande automatique, et *non soumis à celle-ci.* Comme on le voit sur la figure IV-36, il est attaqué en parallèle par le dernier étage M.F. normal. La pentode amplificatrice est une 6K7 et la double diode est une 6H6 ; le transformateur de liaison TL est du type M.F. à secondaire non accordé et à couplage très serré. Le différé se règle par le potentiomètre de 5.000 ohms.

La détection des signaux B.F. se fait comme d'habitude, par le système désiré (détection grille, diode, plaque, cathodique) qui suit le dernier transformateur M.F. du canal normal).

Dans ce montage, la grille de commande de la pentode est attaquée par le circuit détecteur. Rappelons que ces deux derniers montages ne chargent pas — ou d'une manière pratiquement négligeable — le circuit sur lequel ils sont connectés.

**Détecteurs à cristal de germanium** (WG2, 1N34, etc.).

Nous ne pouvons pas terminer ce paragraphe consacré à la détection sans dire quelques mots sur les détecteurs modernes à cristal. Le principe de ces détecteurs est celui de l'antique détecteur à galène aban-

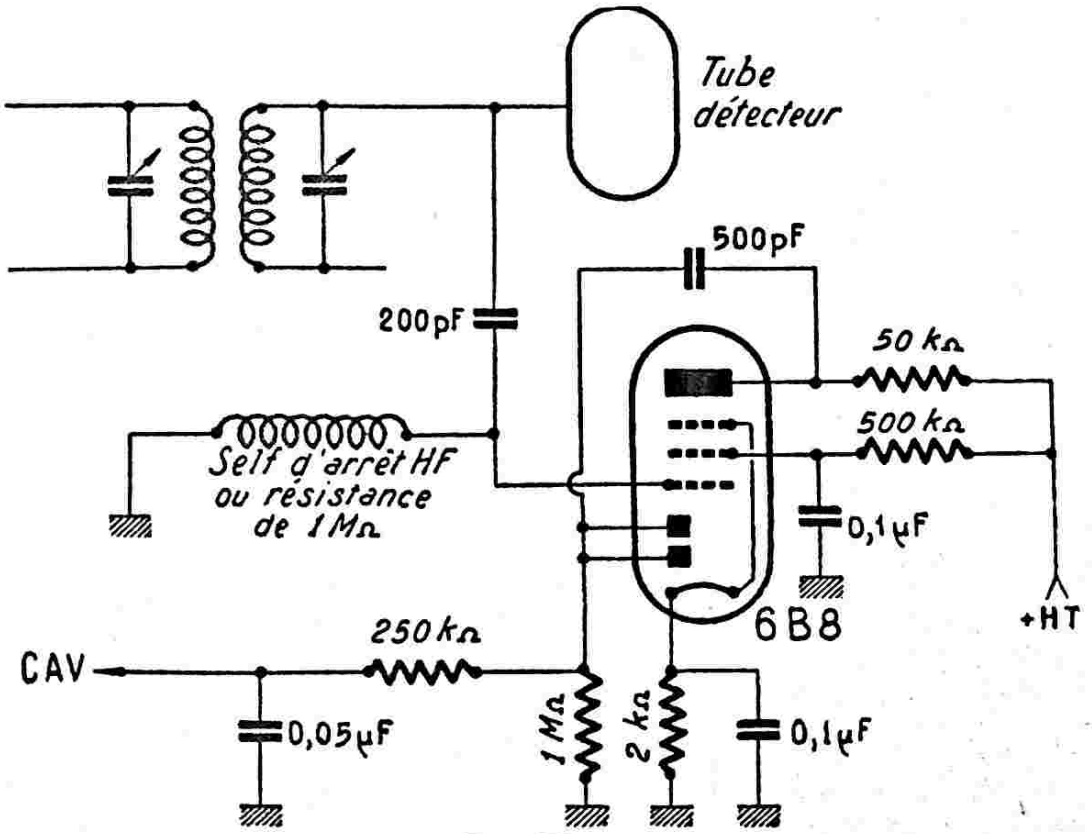



*Fig. IV-37*

Notons également un avantage de ce système : il permet l'utilisation de l'antifading pendant la réception de la télégraphie, même avec l'oscillateur de battement en fonctionnement, sans crainte de blocage (1) du récepteur.

Voici, enfin, un montage de C.A.V. amplifiée simple pouvant être ajouté à tout récepteur quel que soit le mode de détection B.F. utilisé. La figure IV-37 nous en donne le schéma ; le tube double diode pentode 6B8 ou EBF80 fonctionne en amplificateur et en détecteur d'antifading.

donné à cause de son instabilité. Chaque élément (diode) est composé d'un cristal convenablement traité, en contact avec une pointe métallique (fil extrêmement fin). Le cristal et le fil de métal sont intimement liés à deux électrodes. Le tout est enfermé hermétiquement dans un tube en stéatite H.F.

L'encombrement restreint (voir fig. IV-38), le faible poids et l'absence d'un courant de chauffage font préférer ces détecteurs aux diodes à vide en U.H.F. et pour les montages portatifs. Leur fonctionnement est uniquement électronique, basé sur une dissymétrie de passage d'électrons à travers la couche frontière formée au contact de la pointe et du cristal ; la capacité est donc extrêmement faible.

(1) Tandis qu'avec les autres systèmes de V.C.A., il est nécessaire de court-circuiter la ligne de commande automatique.
On peut remplacer 6K7 par EF89, et 6H6 par 6AL5.

Aux hyperfréquences, les diodes détectrices à vide ne peuvent plus donner satisfaction en raison des temps de transfert électronique trop importants, d'un facteur de bruit élevé et d'une capacité inter-électrode inacceptable.

Les recherches sur les détecteurs à cristaux ont été poussées d'une façon très étendue, à l'étranger, pendant la guerre. C'est ainsi que sont nés les détecteurs au germanium, au silicium, pièces vitales des appareils de réception-radar.

Selon le type de détecteur, les fréquences limites d'utilisation sont les suivantes :

*a*) Pour les détecteurs utilisés dans les appareils de mesure, ou pour certaines applications en téléphonie : 500 Mc/s.

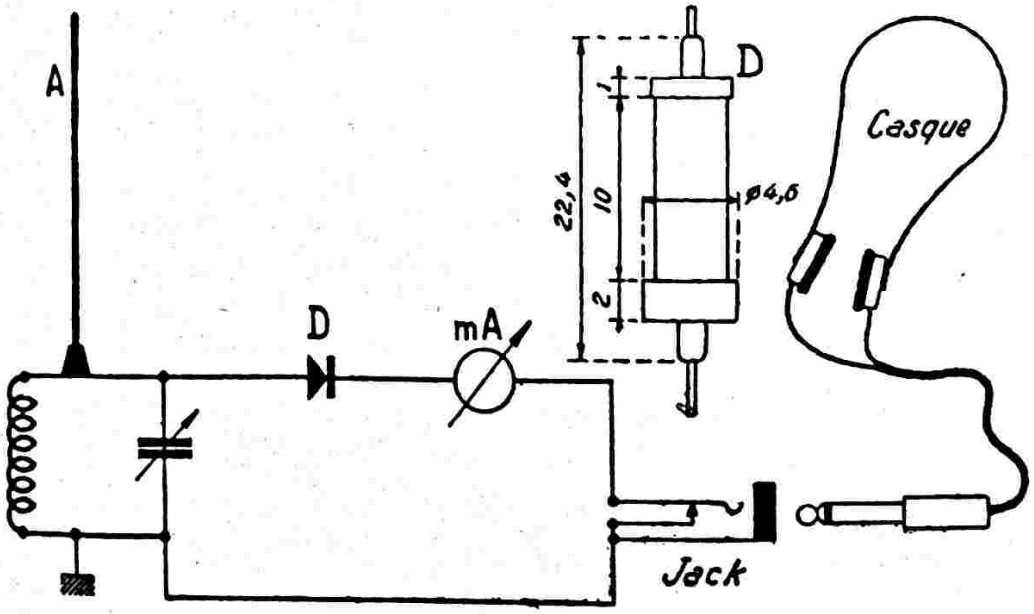



*Fig. IV-38*

*b*) Pour les détecteurs utilisés sur des récepteurs : 3.500 Mc/s.

*c*) Pour les utilisations en onde centimétriques, jusqu'à 24.000 Mc/s, soit 5,25 cm.

La figure IV-38 montre l'exemple courant d'utilisation de ces détecteurs sur un « monitor » — contrôleur de champ, appareil indispensable dans toute station d'amateur (voir chapitre XXI). Mais, les applications des détecteurs à cristal sont multiples ; citons pour mémoire :

*a*) détection des O.U.C. ;

*b*) mélangeur ou convertisseur sur récepteur U.H.F. ;

*c*) redresseur pour appareils de mesure à cadre mobile, leur donnant ainsi une gamme très étendue de fréquences ;

*d*) sonde de tubes-guides d'ondes ;

*e*) élément rectificateur susceptible d'être monté aisément dans les têtes mobiles (ou « probes ») des voltmètres à lampe ;

*f*) modulateur en téléphonie par courants porteurs à grand nombre de voies ; etc.

**Réception « diversity ».**

En O.C., il arrive fréquemment que le fading aille jusqu'à la suppression totale de toute réception. Mais en plus de ce fading, que l'on peut appeler « normal », il existe aussi le « fading sélectif », qui se manifeste en déformant la modulation, la rendant parfois incompréhensible. Ce dernier fading entraîne l'évanouissement sélectif de l'onde porteuse, provoquant une augmentation considérable de la puissance B.F., avec suppression partielle des bandes latérales. Il n'existe qu'un moyen pour pallier ce défaut : c'est le dispositif de réception « diversity ».

Il se compose, comme le montre schématiquement la figure IV-39, de deux portions de récepteurs comprenant chacune ampli H.F., changeur de fréquence, ampli M.F. et détection, débitant dans un ampli B.F. unique. Deux antennes distinctes sont nécessaires, qui, de plus, doivent être situées dans des directions différentes et assez éloignées l'une de l'autre.

L'amateur peut réaliser facilement une réception en « diversity » en utilisant tout bonnement deux récepteurs, l'un connecté à une antenne horizontale, l'autre à une antenne verticale, par exemple, assez distantes l'une de l'autre. On s'aperçoit alors

que lorsqu'un « S-mètre » monte, l'autre descend et inversement, d'où parfaite compensation du fading : « S » résultant de la combinaison sensiblement constant.

Il est cependant recommandé de n'utiliser qu'une seule oscillatrice H.F. pour les deux chaînes. On élimine ainsi les difficultés pouvant naître du couplage d'une des oscillatrices sur l'antenne et le circuit d'entrée de l'autre chaîne, d'une part, et, d'autre part, la nécessité d'obtenir un parfait synchronisme entre les deux oscillatrices séparées (1).

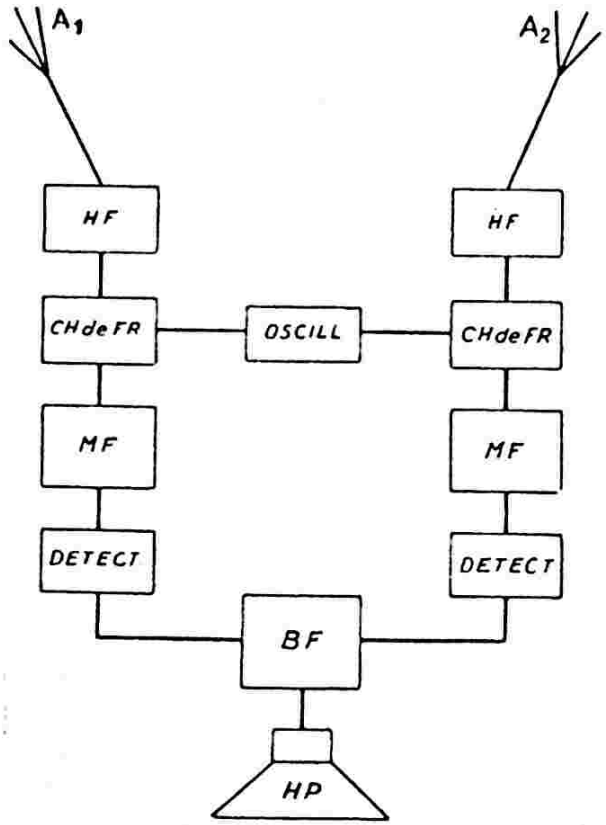



*Fig. IV-39*

## § 10. — Systèmes antiparasites

Disons tout de suite que les systèmes dits antiparasites, quels qu'ils soient, ne peuvent éliminer tous les parasites. Ils sont surtout efficaces sur des parasites violents (ondes parasites à front raide) provenant de l'ouverture d'un circuit sous tension, éclairs d'orage, étincelles de bougies automobiles, etc. et qui provoquent, à l'écoute, un claquement violent, mais de courte durée. Ces parasites sont donc caractérisés par leur grande amplitude, pouvant atteindre une vingtaine de fois celle du signal à recevoir, et par leur courte durée (environ quelques millièmes de seconde). Donc, théoriquement, l'écoute ne devrait pas en souffrir, puisque l'oreille est insensible à des impulsions acoustiques de durée aussi faible. Mais hélas ! les circuits mêmes du récepteur élargissent cette durée, phénomène dû aux diverses constantes de temps électriques de ces circuits, du haut-parleur, au courant grille apparaissant en B.F., etc. La durée des parasites est alors portée à quelques centièmes de seconde, ce qui est désastreux pour l'audition.

L'amplitude étant très élevée, il suffit de la limiter au niveau de l'amplitude du signal à recevoir (écrétage) ou encore, de bloquer complètement la réception pendant la durée réelle très brève du parasite (ce trou n'étant pas sensible à l'oreille).

Avant de passer à l'étude des systèmes antiparasites les plus usités, rappelons que les autres parasites — craquements continus, impulsions de faible amplitude, mais très rapides, formant comme une sorte de souffle violent — sont combattus victorieusement, en général, en les attaquant à leur source même (filtres antiparasites à condensateurs).

De même, deux condensateurs au papier de 0,1µF connectés sur les fils du réseau, à l'entrée du récepteur, avec point commun à la terre, entraînent souvent, pour ce genre de parasites, une nette amélioration.

Une antenne doublet à descente torsadée apporte quelquefois, également, d'excellents résultats.

**Limiteur à diode.**

Ce montage limite l'amplitude des parasites à l'amplitude maximum du signal désiré. Le niveau à partir duquel le limiteur entre en action, niveau appelé seuil d'écrétage, est déterminé par le réglage manuel d'un potentiomètre Pot., de 50.000 ohms (fig. IV-40). La détection normale des signaux s'effectue par la diode 1, la tension B.F. apparaissant aux bornes de la résistance R1, de 500.000 ohms. On transmet les signaux B.F. à la première lampe amplificatrice de tension par l'intermédiaire de la diode 2. Lorsqu'on reçoit une station, on règle le potentiomètre Pot. de façon que le signal passe juste à la limite (diode 2 conductrice). Si un parasite violent se produit (d'amplitude supérieure au seuil choisi), la plaque de la diode 2 devient négative par rapport à la cathode, et il n'est pas transmis à l'amplificateur basse fréquence.

**Antiparasite limiteur Dickert.**

Ce dispositif limiteur, déjà un peu plus perfectionné, se règle automatiquement sur le niveau de l'onde porteuse. La détection normale des signaux s'effectue par la

(1) Sinon, attention aux interférences, battements, etc.

diode 1 (fig. IV-41), la diode 2 pouvant être utilisée pour la réalisation d'un anti-fading simple ou différé par exemple, montage classique. La diode détectrice 1 est chargée par l'ensemble de résistances série R1, R2 et R3 (respectivement de 250.000, 250.000 et 100.000 ohms). Le potentiel de grille 6N7 (tube limiteur) est constant et égal à l'amplitude moyenne de l'onde modulée ; d'autre part, la cathode, reliée entre R1 et R2 par l'intermédiaire de Int. (arrêt et mise en service de l'antiparasite) voit son potentiel varier au rythme de la modulation. Les potentiels de grille et de cathode deviennent égaux pour un taux de modulation de 100 %, l'amplitude instantanée de l'onde modulée étant alors égale au double de l'amplitude moyenne. Donc, un parasite dont l'amplitude instantanée est supérieure au double de l'amplitude moyenne de l'onde porteuse désirée, rend la grille positive par rapport à la cathode ; dans le même temps, du fait de R3, la plaque devient très positive, et le tube limiteur 6N7 devient conducteur, court-circuitant la résistance R2 pendant la durée du parasite. En fin d'analyse, R2 étant court-circuitée, aucune tension n'est appliquée à l'amplificateur B.F.

**Etouffeur à diode.**

Le montage est donné par la figure IV-42. La diode 1 assure la détection normale, la résistance de charge étant constituée par R et *r*, de façon que R = 2 *r*. La liaison au premier étage B.F. se fait par l'intermédiaire de la diode 2 antiparasite qui laisse passer les signaux lorsque son anode est positive, et s'oppose à ce passage lorsqu'elle est négative (par rapport à la cathode). Or, cette cathode voit les variations de son potentiel suivre les variations du potentiel de l'anode pour des signaux *normaux*. Mais, dès l'apparition d'une crête importante (parasite violent), l'anode est portée à un potentiel négatif par rapport à la cathode et la liaison à l'amplificateur B.F. est ainsi coupée instantanément.

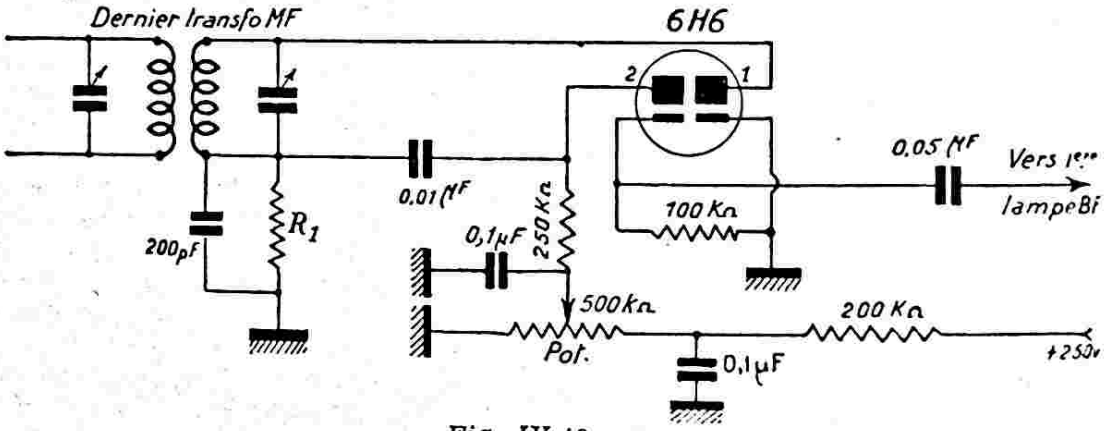



*Fig. IV-40*

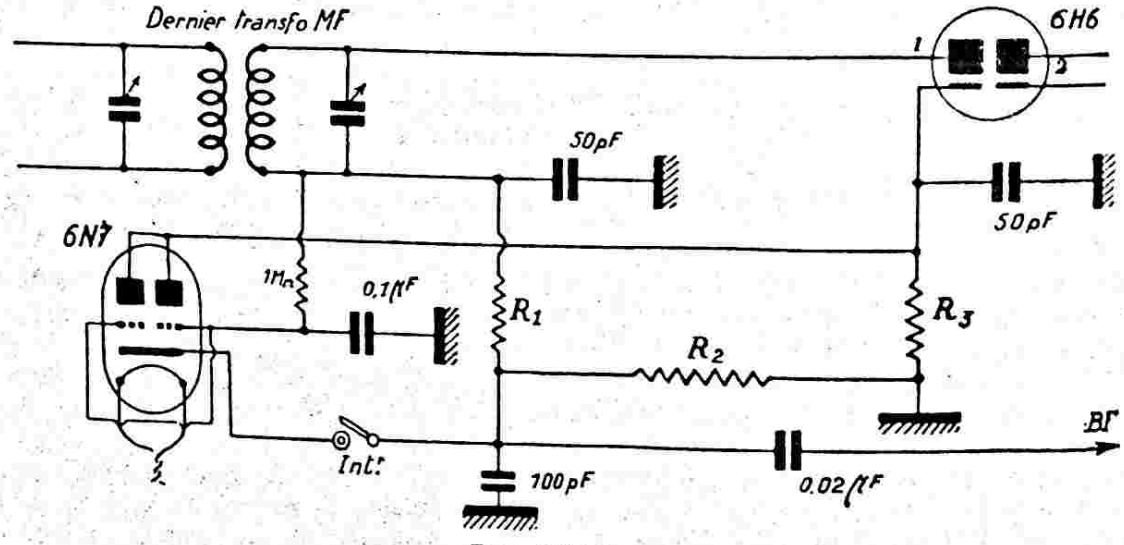



*Fig. IV-41*

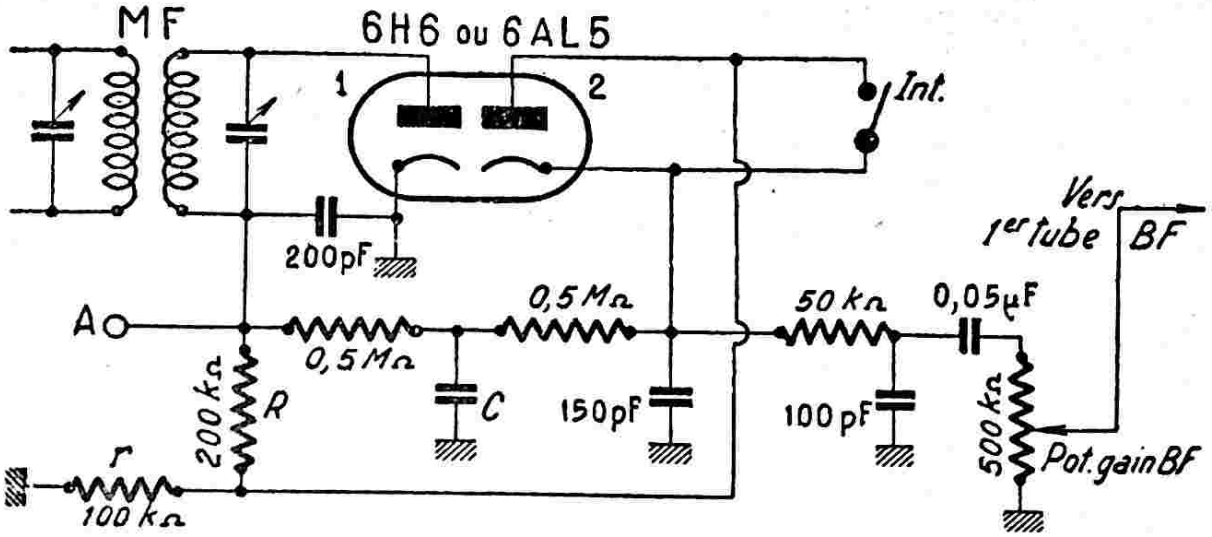



*Fig. IV-42*

La constante de temps du circuit diode 2 joue un rôle capital dans le fonctionnement correct du dispositif ; on l'ajuste en essayant diverses valeurs pour le condensateur C (valeur comprise entre 0,01 et 0,5 µF). En A, on dispose bien d'une tension continue pouvant servir de C.A.V. ; mais, comme nous l'avons vu précédemment, il est préférable d'obtenir cette fonction, soit par une troisième diode (diode séparée, ou utilisation d'une diode triode ou diode pentode en 1re B.F.), soit par un dispositif d'antifading amplifié.

La tension continue disponible en A pourra être utilisée pour la commande d'un indicateur cathodique d'accord ou d'un « S mètre ».

L'interrupteur *Int.* permet de mettre hors service ce système antiparasite extrêmement énergique.

Un circuit antiparasite du même genre, quoique simplifié, basé sur le même principe, est schématisé sur la figure IV-43 ; son emploi est particulièrement recommandé pour les récepteurs du *type voiture* dans l'équipement radioélectrique automobile.

Normalement, le retour X doit être connecté à la cathode du tube 6H8 ; néanmoins, sa connexion à la masse donne

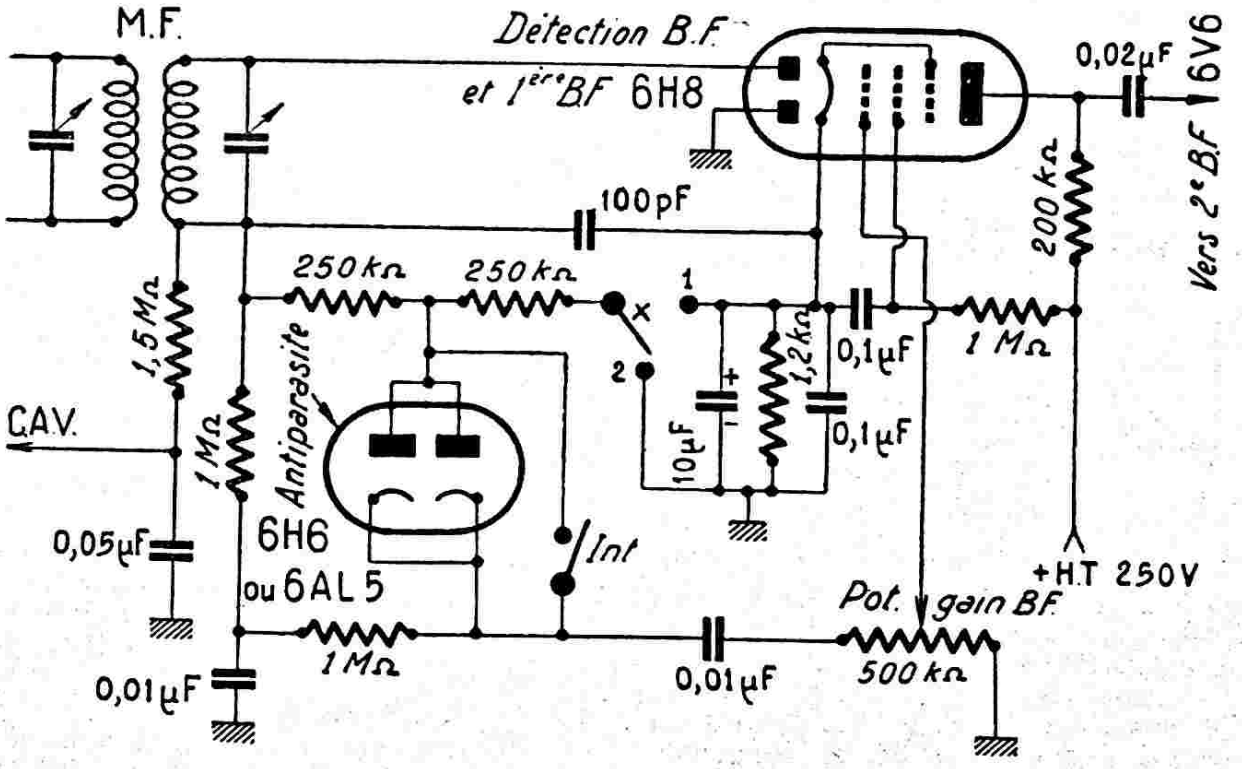



*Fig. IV-43*

*quelquefois* de meilleurs résultats quant à l'action antiparasite. On essaiera donc les points 1 et 2 successivement, et on soudera à celui donnant le plus de satisfactions.

L'interrupteur Int. permet, également, de mettre hors circuit la double diode 6H6 antiparasite.

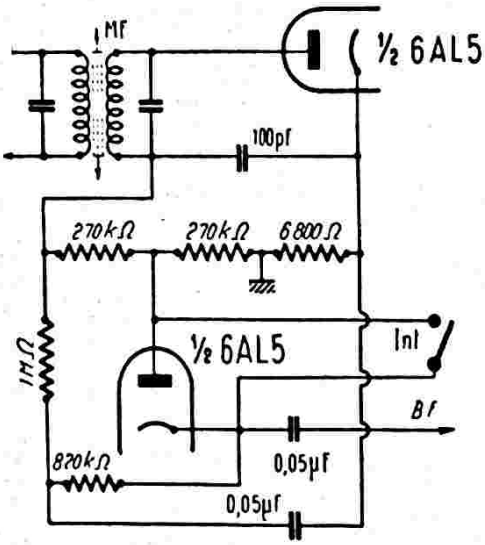



*Fig. IV-43-A*

Sur la figure IV-43-A, nous donnons une autre variante moderne de ce système limiteur diode à auto-ajustage. Il s'agit toujours d'un limiteur type série dont l'action est supprimée en fermant l'interrupteur Int. L'effet antiparasite est assuré par une section diode de 6AL5 (a).

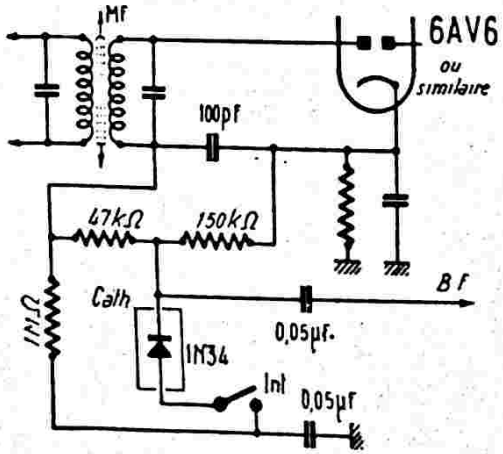



*Fig. IV-43-B*

Reposant toujours sur le même principe d'auto-ajustage du seuil d'écrêtage, voici sur la figure IV-43-B, le limiteur type shunt dont l'action est supprimée en **ouvrant** l'interrupteur Int. Ici, l'effet antiparasite est assuré par une diode à cristal de germanium type 1N34 ou similaire.

En effet, il est préférable d'utiliser une diode à vide pour les limiteurs « série », et un cristal de germanium pour les limiteurs « shunt » (actions plus efficaces).

Pour terminer, voici un montage antiparasite, réunissant les deux conceptions précédentes, à savoir qu'il agit simultanément en limiteur-shunt et en limiteur-série. Son schéma est représenté sur la figure IV-43-C. Tirant conclusion de nos essais comparatifs, nous pouvons dire que ce montage, bien que relativement simple, est incontestablement le plus efficace parmi tous ceux que nous avons expérimentés. La connexion S peut être utilisée éventuellement pour la commande d'un indicateur d'accord cathodique ou d'un S-mètre.

**Limiteur basse fréquence.**

Ce système, fonctionnant en limiteur, agit à la sortie basse fréquence du récepteur (fig. IV-44 A). Il comporte un tube valve à chauffage indirect, genre 5Y4S, 6X5, 6Z4, 84, EZ3, etc., c'est-à-dire valve dont la cathode n'est pas reliée électriquement au filament.

Ce tube fonctionne en écréteur, dès que la tension B.F. dépasse la valeur choisie par le potentiomètre de réglage de seuil Pot., de 10.000 Ω.

La bobine LBF est un bobinage basse fréquence à fer à prise médiane, dont le rôle est uniquement de réaliser le déphasage pour l'attaque des deux plaques de la valve limiteuse. Deux condensateurs de 0,05 µF sont mis en série, pour augmenter la tension d'isolement et éviter le claquage.

Un autre montage limiteur basse fréquence est représenté sur la figure IV-44-B; il s'intercale entre le circuit de plaque du premier étage B.F. et le circuit de grille de l'étage faisant suite (généralement, étage final). Ce limiteur est intéressant, parce qu'efficace et n'apportant aucune distorsion aux signaux B.F. utiles.

$R_a$ est la charge d'anode du premier tube B.F. (100 kΩ, par exemple, pour EBF80).

Les parasites apparaissent en *positif* sur l'anode de ce tube, donc sur la cathode de la diode écrêteuse OA85. L'anode de cette diode est portée à un certain potentiel positif au moyen d'un diviseur de tension constitué par les résistances $R_1$ et $R_2$. Plus la résistance $R_2$ est faible, plus l'effet de limitation est important ; il ne faut cependant pas exagérer, sous peine de distorsions dans la transmission des signaux B.F. Les valeurs que nous donnons pour $R_1$ et $R_2$ (2,2 MΩ et 220 kΩ) permettent généralement d'obtenir un antiparasitage efficace *sans distorsion*.

L'efficacité antiparasite dépend aussi de la valeur du condensateur $C_1$. Il faut une

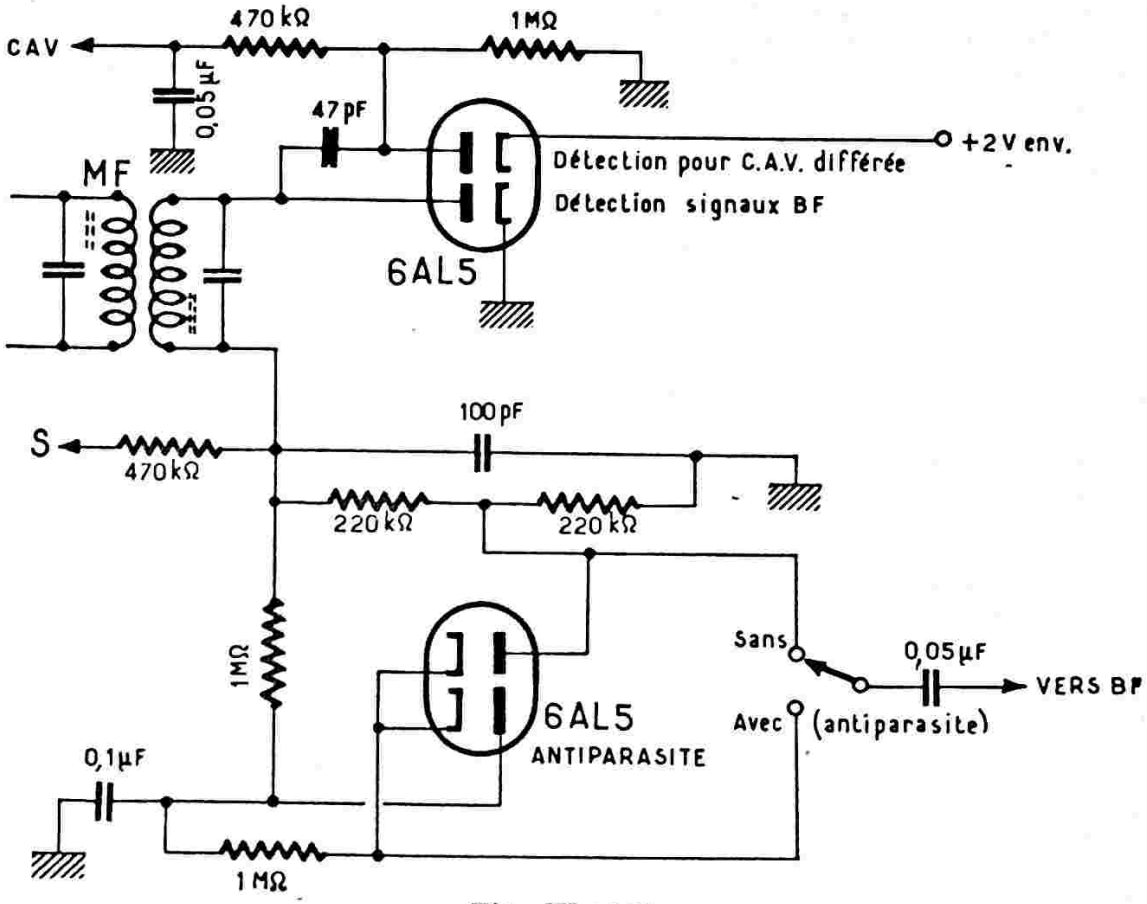



*Fig. IV-43-C*

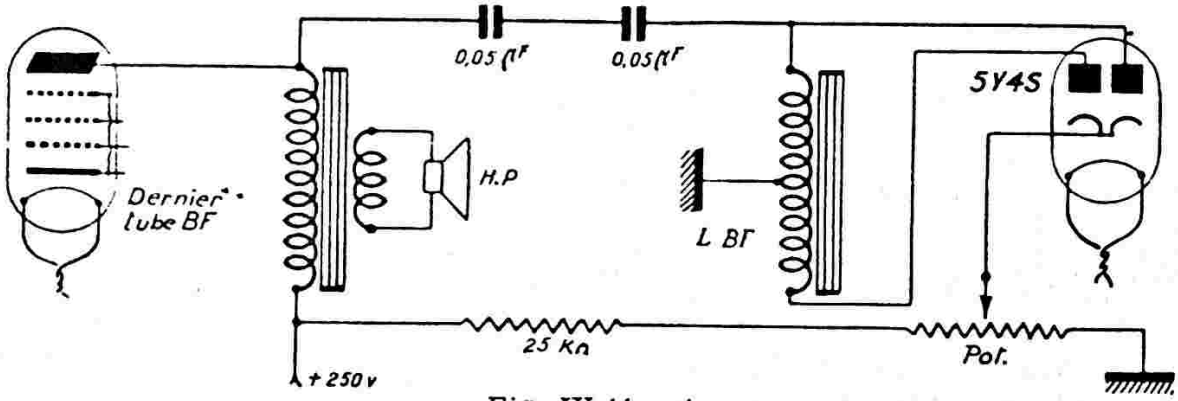



*Fig. IV-44 - A*

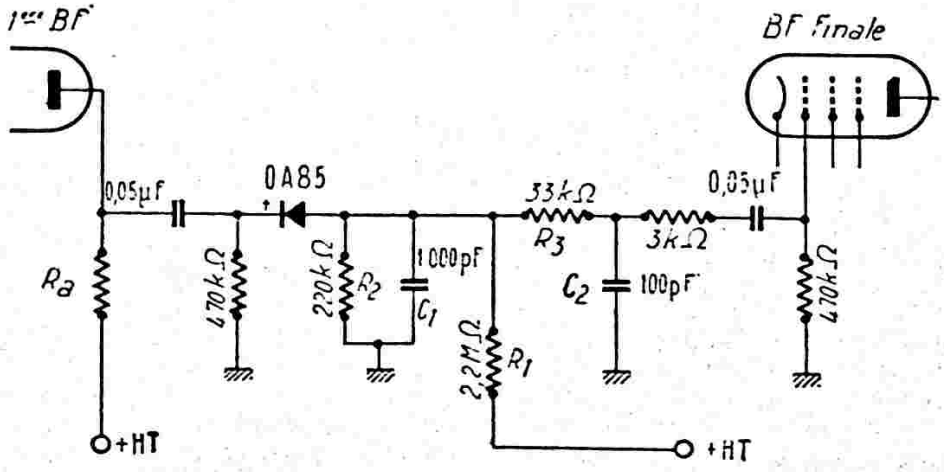



*Fig. IV-44-B*

forte capacité... Toutefois, on est limité, car un condensateur de grande valeur affaiblit les aiguës. Une capacité de 1 000 pF donne généralement satisfaction.

Le circuit $R_3$ $C_3$ tend à éliminer les résidus parasitaires à front très raide qui auraient pu traverser directement la diode OA85 par capacité.

**Ecréteur à seuil de limitation au taux instantané de modulation.**

Ce montage, figure IV-45, d'origine allemande, a été décrit dans *Radio Mentor*. Comme le précédent, il agit sur la partie B.F. d'un récepteur, mais à la sortie du premier tube amplificateur de tension. D'autre part, il est un peu plus perfectionné, en ce sens que le seuil d'écrétage peut être ajusté soit manuellement, soit automatiquement, à la valeur du taux instantané de modulation.

Sur ce schéma, les diodes sont utilisées en éléments de couplage dont la « faculté de couplage » est limitée. Cependant, dans l'emploi de ces tubes, si l'on veut travailler sans distorsion, il faut obligatoirement faire le courant continu de diode plus grand ou, au plus, égal au courant alternatif s'écoulant par les diodes.

L'une des diodes sert à la limitation du demi-signal positif, l'autre à la limitation du demi-signal négatif. Le signal B.F., appliqué par C1, se retrouve aux bornes de R1. La diode 1 doit recevoir une tension continue suffisante pour que la composante continue du courant devienne exactement égale au courant alternatif. Cette condition réalisée, la diode ne redresse plus, mais transmet le courant alternatif a R2. Si, maintenant, un signal parasite de forte amplitude apparaît sur l'alternance positive, il est éliminé, car le courant de diode est déjà nul. (Donc, aux bornes de R2 : alternance positive limitée en amplitude).

La diode 2 est alors reliée en sens inverse (par rapport à la diode 1), afin que l'alternance négative soit écrêtée par le point zéro du courant diode.

Le signal alternatif B.F., limité dans ses deux alternances, est conduit par un condensateur C3, de 0,05 µF, aux bornes de R5, puis amplifié par le second étage basse fréquence (qui peut être l'étage amplificateur de puissance).

L'inverseur étant dans la position b, on ajuste le seuil d'écrétage par la manœuvre du potentiomètre Pot., de 10.000 ohms. Si l'on veut ajuster la valeur du seuil de limitation au taux instantané de modulation, il faut placer l'inverseur en a. Ici, la tension alternative B.F. à limiter est amplifiée également par la partie triode d'une 6Q7, dont on règle l'admissibilité grille une fois pour toutes par le potentiomètre de 500.000 ohms. D'autre part, la tension recueillie dans R2 est redressée par la partie diode de la 6Q7. Les diodes 1 et 2 travaillent alors suivant la courbe enveloppe de la modulation. La constante de temps du circuit redresseur, de même que celle du circuit filtre de la tension de seuil, doivent être choisies d'une valeur telle que l'établissement de la tension d'écrétage se fasse au moment voulu ; en d'autres termes, la tension de seuil doit pouvoir suivre le phénomène sonore avec un temps d'établissement de l'ordre de $2.10^{-2}$ seconde environ. Enfin, voici les valeurs des résistances équipant la double diode limiteuse 6H6 : R1 = R2 = 200 kΩ ; R3 = R5 = 500 kΩ ; R4 = 600 kΩ (R = résistance de charge de la première lampe B.F., suivant le tube employé).

**Antiparasite étouffeur Lamb.**

Ce dispositif est un des plus efficaces parmi les systèmes antiparasites. Au cours d'essais personnels, nous avons constaté une amélioration du rapport signal/parasite pouvant atteindre 25 décibels, amélioration vraiment appréciable ! Les parasites atmosphériques les plus violents, par temps d'orage, sont réduits à de très faibles craquements fort acceptables. Ce dispositif *supprime* entièrement toute réception pendant la durée de la perturbation parasite. La réception se trouve ainsi coupée par des *trous*, mais d'une durée d'un centième de seconde environ, ce qui passe inaperçu à l'oreille.

Pour que l'action du système soit intéressante, il faut disposer de signaux M.F. d'assez forte amplitude. Le récepteur comprendra donc deux étages moyenne fréquence. Le dernier tube amplificateur M.F. sera un 6L7, afin de pouvoir faire agir la tension de blocage antiparasite sur la grille 3 de ce tube.

L'appareil antiparasite proprement dit est équipé de deux tubes 6J7 et 6H6 (fig. IV-46). L'attaque grille du 6J7 se fait en parallèle sur celle du 6L7. Cette lampe 6J7 est appelée amplificatrice de parasites, car du fait de sa polarisation cathodique réglable, elle n'amplifie que lorsque l'amplitude du signal dépasse le niveau du seuil choisi par la manœuvre de P1 déterminant cette polarisation. Le seuil est réglé juste à la valeur de l'amplitude du signal désiré en agissant sur P1, on remarque, vers la fin de course, un affaiblissement de la réception, et il suffit de se placer juste

avant ce point. Alors, toute impulsion parasite dépassant ce niveau est amplifiée, puis détectée par la double diode 6H6. Une tension continue apparaît aux bornes de R1 et est appliquée à la grille 3 du tube ampli M.F. 6L7, à travers un circuit découpleur à très faible constante de temps (CH, bobine d'arrêt de 20 millihenrys et condensateur de 50 pF) ; ce circuit découpleur peut être supprimé, s'il ne se produit pas d'accrochages ; on diminue, ainsi, 40 tours de fil de 3/10 de mm sous soie (prise médiane) bobinés à couplage très serré contre l'enroulement primaire.

Il est capital de noter que : *le tube* 6L7 *n'est pas contrôlé par l'antifading du récepteur* (base du secondaire transfo M.F. 2 à la masse). Le V.C.A. est appliqué aux étages précédents. Contrairement à ce qu'indiquent certains schémas, cette précaution est indispensable, afin d'obtenir un seuil absolument stable, quelle que soit

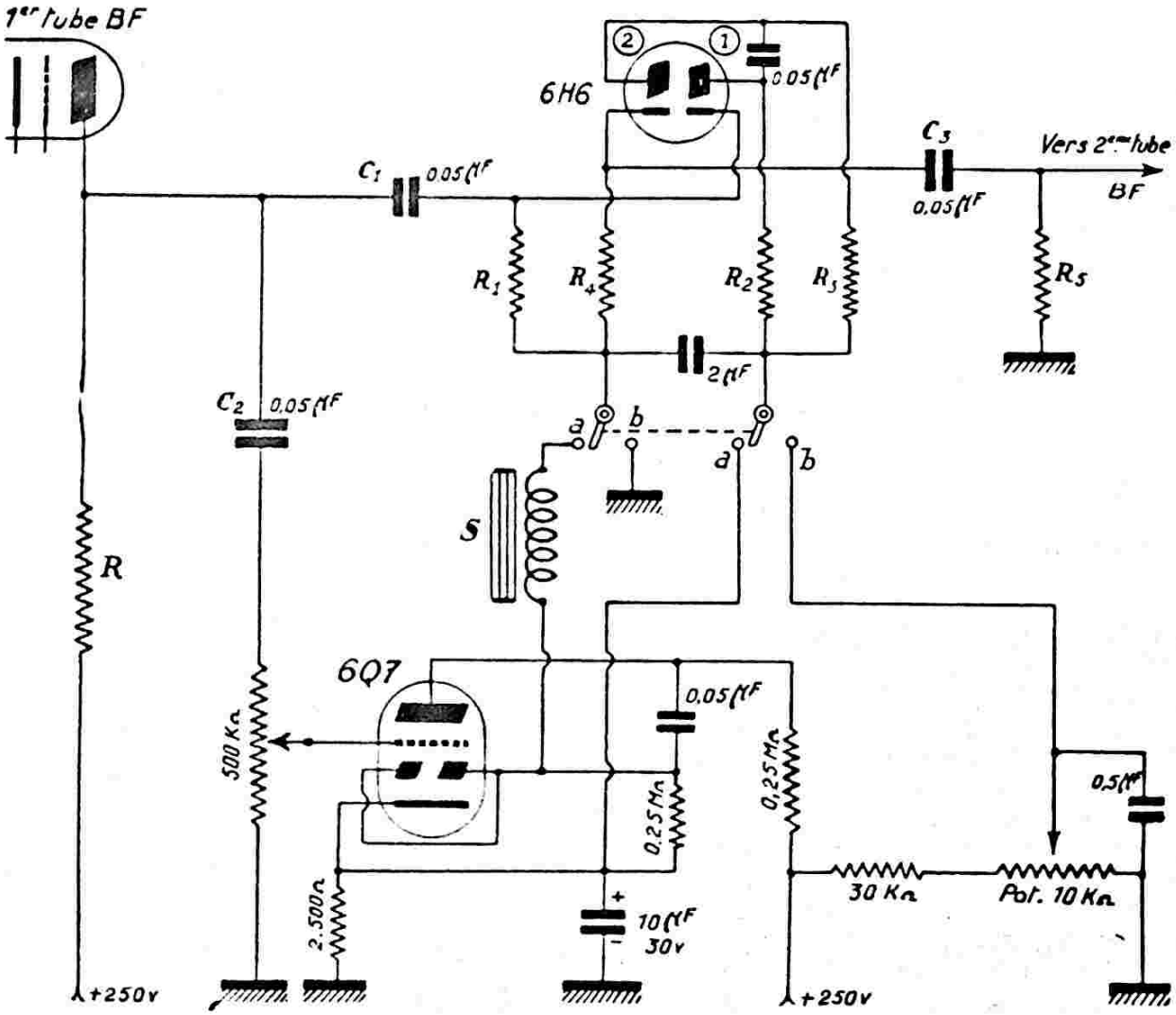



*Fig. IV-45*

au maximum la constante de temps du circuit antiparasite, mais le réglage du seuil est cependant moins souple.

Cette tension redressée, uniquement due aux parasites, bloque partiellement ou complètement l'étage amplificateur moyenne fréquence normal, suivant l'amplitude du signal perturbateur. En l'absence de trouble dans la réception, ce dispositif antiparasite n'a aucune action sur le poste.

Le transformateur MF4 est un peu spécial. Seul le primaire est accordé. Le secondaire non accordé, comporte 2 fois l'intensité du fading. Le montage Lamb ne peut être concurrencé que par le dispositif de la figure IV-43-C.

La résistance d'écran du tube 6L7 est de 20 kΩ 3 W. Par ailleurs, ce tube 6L7 peut être remplacé par un tube 6BA7 (résistance de cathode réduite à 80 Ω) ; de même que le tube 6J7 peut être remplacé par un tube 6AU6 (résistance d'écran de 36 kΩ ; résistance de cathode de 68 Ω). Bien entendu, il est possible d'utiliser un tube 6AL5 à la place du 6H6 sans autre modification.

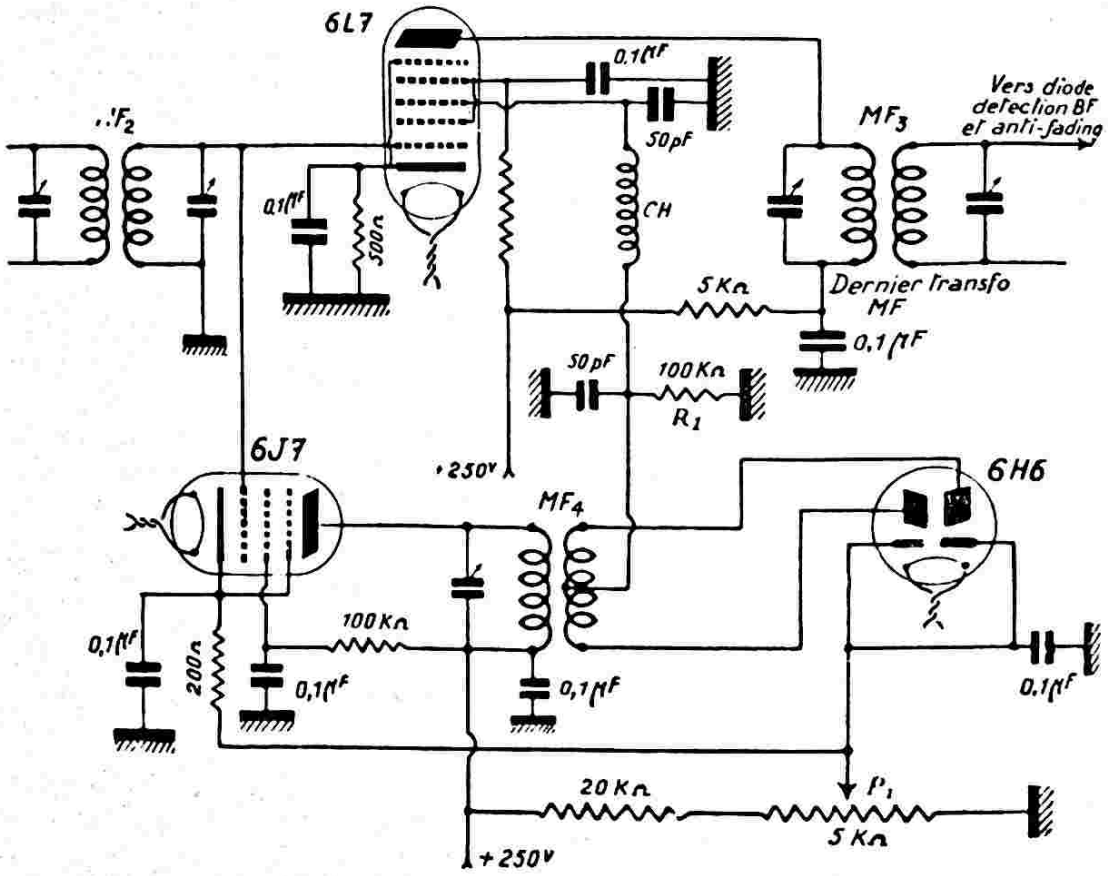



*Fig. IV-46*

## § 11. — Indicateur d'accord et « S » mètre

Dans un récepteur de trafic, il est utile de disposer d'un indicateur donnant le point exact d'accord et la puissance relative du signal incident. Les contrôles passés aux correspondants n'en seront que plus sérieux.

L'indicateur d'accord le plus précis est, sans doute, l'œil cathodique, en raison de l'inertie nulle avec laquelle il transmet les indications relatives au réglage. Cependant, il ne peut être étalonné d'une manière précise, et il est donc peu pratique pour la lecture de la puissance relative avec laquelle on reçoit le correspondant.

L'œil cathodique est donc réservé uniquement pour régler le récepteur à l'accord exact (fig. IV-47). Sa grille est commandée, par l'intermédiaire d'un circuit découpleur RC, par la composante continue prenant naissance aux bornes de la résistance R1 de détection des signaux B.F. (et non par le V.C.A.). On obtient ainsi une déviation appréciable, même pour les stations faibles. Le tube cathodique utilisé est du type 6E5, 6G5, 6AF7, EM85, etc...

D'autre part, nous pouvons prévoir un appareil donnant la valeur relative du champ incident des correspondants reçus. Cette mesure sera confiée au « S » mètre. Pour réaliser ce montage, il suffit d'utiliser

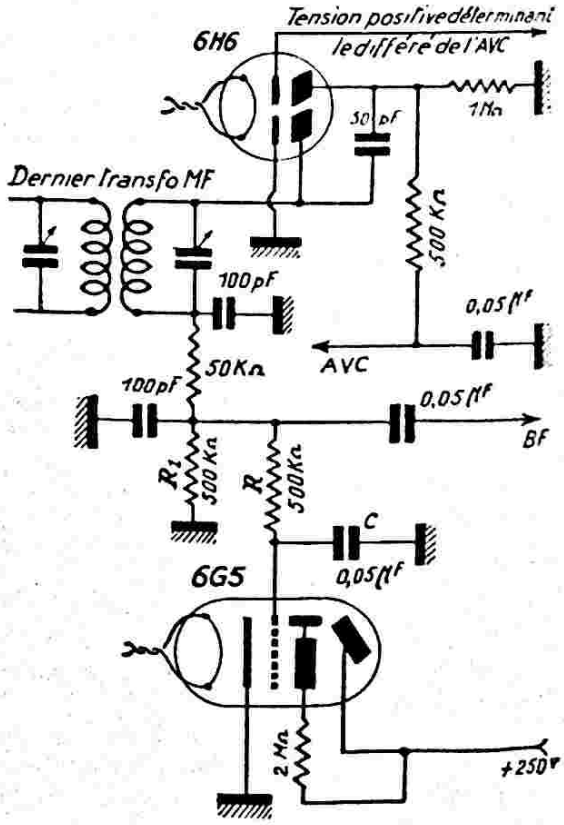



*Fig. IV-47*

un tube triode séparé, par exemple un 6C5 (fig. IV-48-A) monté en voltmètre à lampe (amplificateur de courant continu) et attaqué par la tension continue prenant nais-

sance aux bornes de la résistance de charge de la diode détectrice B.F. Comme appareil indicateur, on peut utiliser un milliampèremètre 0/10 mA à *lecture inversée,* ce qui permet de faire simplement traverser l'appareil par le courant plaque du tube 6C5. L'emploi d'un tel instrument est nécessaire, car la lecture décroît quand la force du signal augmente. La résistance variable RV1 permet de placer exactement l'aiguille à zéro en l'absence d'émission. Les valeurs des résistances donnent un ordre de grandeur ; elles peuvent varier suivant la résistance du cadre du milliampèremètre employé.

Toutefois, si l'on ne possède pas un milliampèremètre de ce genre, on peut employer un appareil ordinaire « monté en pont », de sorte que la lecture et la force du signal croissent ensemble (fig. IV-48-B). Le milliampèremètre est du type courant et de déviation totale 1 milliampère. La résistance RV2, de 1.000 ohms, permet de corriger la déviation de l'aiguille due aux variations de tension anodique ou, en d'autres termes, « de faire le zéro » de l'appareil en l'absence d'émission.

Sur la figure IV-48, dans le montage de gauche, la résistance de cathode du tube 6C5 est de 400 Ω. Pour les deux montages proposés, on pourra remplacer le tube 6C5 par un tube 6C4, ou par un élément triode de ECC81 ou de ECC82, l'autre élément triode pouvant être utilisé dans une autre fonction (BFO, par exemple).

Il existe de nombreux autres montages possibles d'un « S mètre » ; nous citerons les plus répandus :

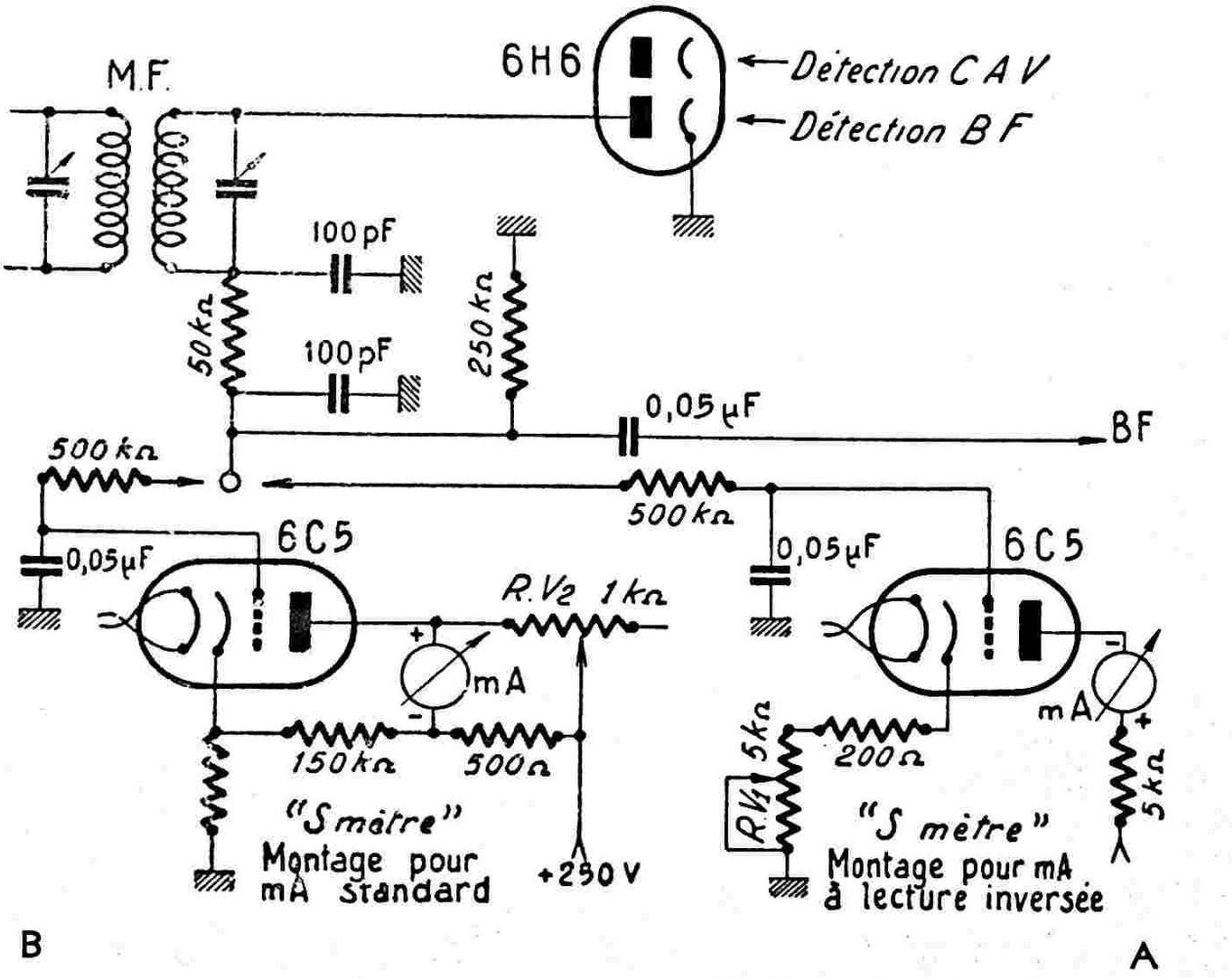



*Fig. IV-48*

*a*) l'appareil est commandé par la variation de tension d'écran des tubes contrôlés par l'antifading (fig. IV-49) ;

*b*) l'appareil est traversé par le courant cathodique d'un tube amplificateur M.F. contrôlé par la C.A.V. (fig. IV-50) ;

*c*) l'appareil — un microampèremètre, cette fois — mesure le courant traversant la résistance de charge de la détectrice (fig. IV-51).

Mais ce sont, incontestablement, les montages des figures IV-48 et 51, com-

mandés par la détection B.F., qui donnent les meilleurs résultats.

*Etalonnage.*

Quel que soit le système choisi, le cadran de l'instrument sera gradué de zéro

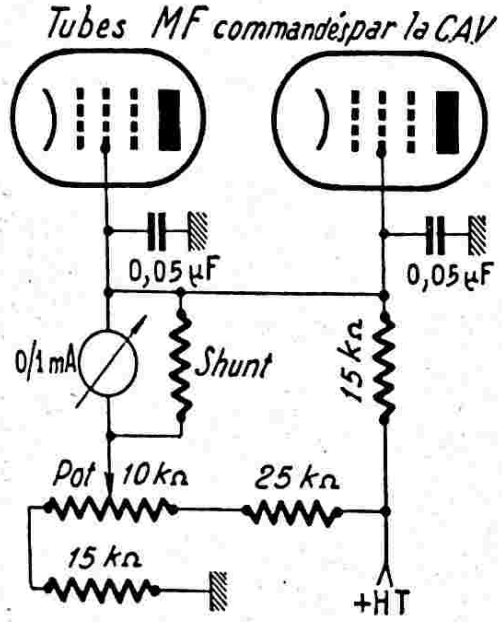



*Fig. IV-49*

à neuf unités « S » du code international RST, indiquant ainsi la valeur relative de la tension H.F. à l'entrée du récepteur.

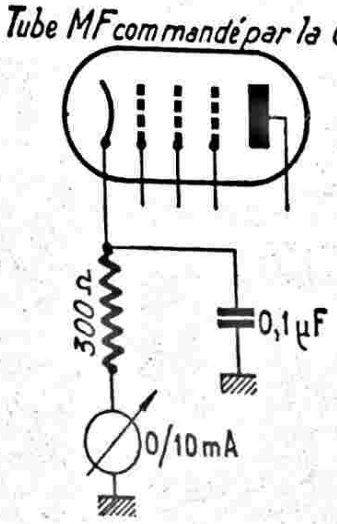



*Fig. IV-50*

Voici le procédé d'étalonnage le plus communément employé :

Il faut disposer d'un générateur H.F. de mesures, dont on contrôle la tension de sortie à l'aide d'un voltmètre à lampe.

D'autre part, admettons que la limite d'audibilité du récepteur, ou le niveau normal du bruit de fond, corresponde à un signal d'entrée de 0,5 microvolt fourni par le générateur H.F. (ceci est un *exemple*, bien entendu) ; ici, pour la déviation de l'aiguille, nous marquons S1.

En fournissant successivement, à l'aide du générateur H.F. attaquant l'entrée du récepteur des tensions de 1, 2, 4, 8, 16, 32..., etc., microvolts, nous noterons les points correspondant aux déviations de

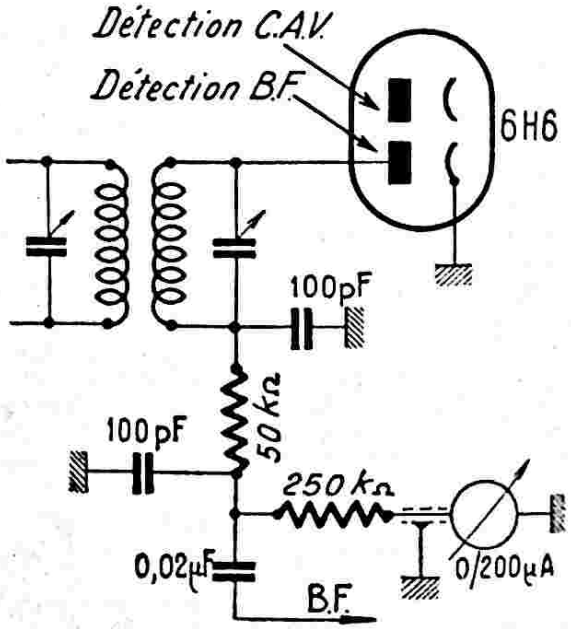



*Fig. IV-51*

l'aiguille, à savoir S2, S3, S4, S5, S6, S7, etc., et ce, en *doublant* chaque fois la tension d'entrée, jusqu'à S9.

Ceci est le seul moyen d'étalonner un « S mètre » d'une manière correcte. On satisfait bien, en effet, la définition de l'unité « S » du code qui veut que chaque augmentation de 1 point corresponde à une tension d'entrée double, autrement dit à une puissance quadruple. Le point de départ consiste à définir exactement la position de S1 correspondant au niveau normal du bruit de fond, ou la limite à partir de laquelle on commence à déceler la trace d'une station. Il va de soi que la position S1 est déterminée, le poste étant installé à la place qu'il doit occuper, avec l'antenne qui lui est réservée, et tous les circuits correctement alignés.

Par convention, on se donne quelquefois, également, S9 comme correspondant à 100 microvolts.

Au-dessus de S9, en continuant à doubler successivement la tension d'entrée, on détermine, sur le cadran de l'instrument, des points distants de 6 en 6 décibels (chaque intervalle de S correspond d'ailleurs à 6 dB également). Il est alors facile de faire les repères normaux, à savoir : 5, 10, 15, 20, 25..., etc., décibels au-dessus de S9.

Le « S mètre » est un instrument indispensable sur tout récepteur de trafic ; *mais il importe que son étalonnage soit fait avec précision.* Les contrôles passés aux correspondants sont alors d'un gros intérêt... incomparables avec les contrôles auditifs toujours influencés par le sentiment !

## § 12. — Oscillateur de battement pour la télégraphie (B.F.O.)

Pour la réception des ondes entretenues pures (télégraphie non modulée ou CW), il est nécessaire d'hétérodyner les signaux amplifiés par les étages moyenne fréquence. On arrive à ce but soit en faisant accrocher un étage M.F. (voir § 7, amplificateurs moyenne fréquence à réaction), soit en faisant interférer les signaux à leur sortie de l'amplificateur M.F., avec l'oscillation d'une petite hétérodyne locale. C'est ce dernier procédé que nous allons voir ici. Par battement des deux fréquences, on obtient une note audible de 800 à 1.500 périodes, par exemple, dont la hauteur est réglable au gré de l'opérateur.

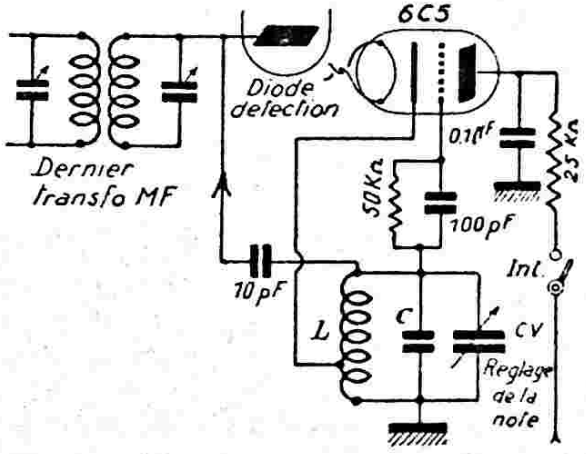



*Fig. IV-52-1*

Nous donnons à titre indicatif (fig. IV-52-1) le montage d'un oscillateur de battement (B.F.O., beat frequency oscillator des Américains). N'importe quel montage oscillateur peut convenir, à condition d'être stable. Cet appareil est équipé d'un tube 6C5 monté en oscillateur à couplage cathodique. Le circuit oscillant LC est, naturellement, *réglé sur la même fréquence que la M.F.* Le petit C.V., de 50 pF environ, provoque la différence entre les deux fréquences et permet d'ajuster la note du battement résultant, au gré de l'oreille (ou à sa fréquence de plus grande sensibilité). Le B.F.O. est mis en service par la manœuvre de l'interrupteur de tension plaque, *Int.*

A ce moment, il ne faut pas oublier de supprimer l'antifading, en le court-circuitant (1). En effet, l'oscillation de l'hétérodyne locale injecte sur la plaque de la diode de détection B.F. une tension additive ; si le V.C.A. est en service, il en résulte une augmentation de sa tension

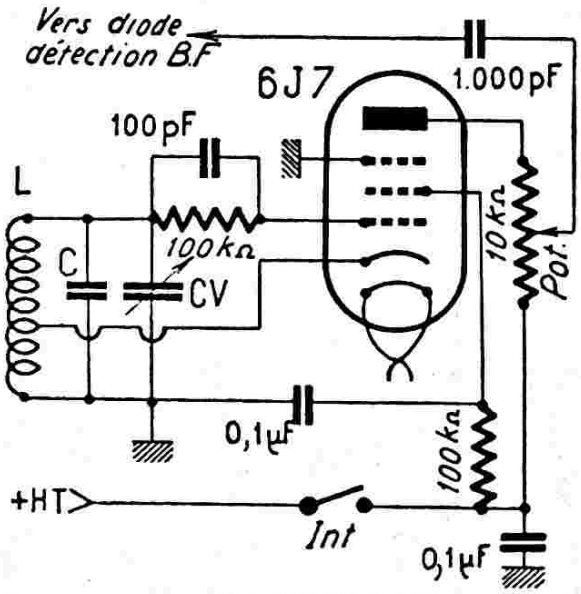



*Fig. IV-52-2*

négative de commande et, par suite, une diminution importante de la sensibilité du récepteur.

Il est, d'ailleurs, nécessaire que l'injection soit *tout juste* de l'amplitude requise pour provoquer un hétérodynage correct des signaux. Par conséquent, dans certains cas, il convient d'augmenter notablement la valeur de la résistance anodique du tube 6C5, afin de réduire l'amplitude de l'oscillation (en peut aller jusqu'à 250 kΩ !... le circuit accroche toujours).

Un autre montage, dit B.F.O. à injection variable, schématisé par la figure IV-52-2, permet, précisément, d'ajuster avec soin

(1) Si l'on utilise un V.C.A. amplifié (montage de la figure IV-36), cette précaution s'avère inutile.

l'amplitude de l'oscillation locale par rapport à l'amplitude des signaux reçus. Avec ce montage, il est toujours possible d'hétérodyner les signaux puissants ; quant aux signaux faibles, ils ne seront pas « noyés » dans le souffle du B.F.O. : il suffit, dans ce cas, de réduire l'injection.

Le tube oscillateur est un 6J7 ou similaire, et l'ajustage de l'injection se fait par le potentiomètre Pot. de 10.000 ohms.

Sur les figures IV-52-1 et 2, le tube 6C5 peut être remplacé, soit par un tube 6C4, soit par un élément triode de ECC81 ou de ECC82 ; le tube 6J7 peut être remplacé par un tube 6AU6.

Quel que soit le montage adopté, voici comment on peut réaliser le circuit oscillant LC ; ce circuit doit être accordé sensiblement sur la valeur de la moyenne fréquence du récepteur, l'écart provoquant le battement audible étant provoqué et réglable par C.V. Le circuit oscillant LC est donc constitué par un enroulement accordé d'un transformateur M.F. du même modèle que ceux utilisés sur le récepteur (enroulement primaire ou secondaire). On débobine environ 30 tours pour faire la prise pour la connexion de cathode (côté masse), que l'on rebobine soigneusement ensuite.

Le récepteur étant sous tension, réglé sur une station, le B.F.O. en circuit également avec CV à mi-course, il ne reste qu'à se ramener au battement nul en grattant le condensateur au mica C.

Par la suite, la variation offerte par CV est suffisante pour créer un battement donnant une note agréable.

Enfin, il est indispensable de blinder efficacement tous les circuits de l'oscillateur de battement, les oscillations qu'il engendre

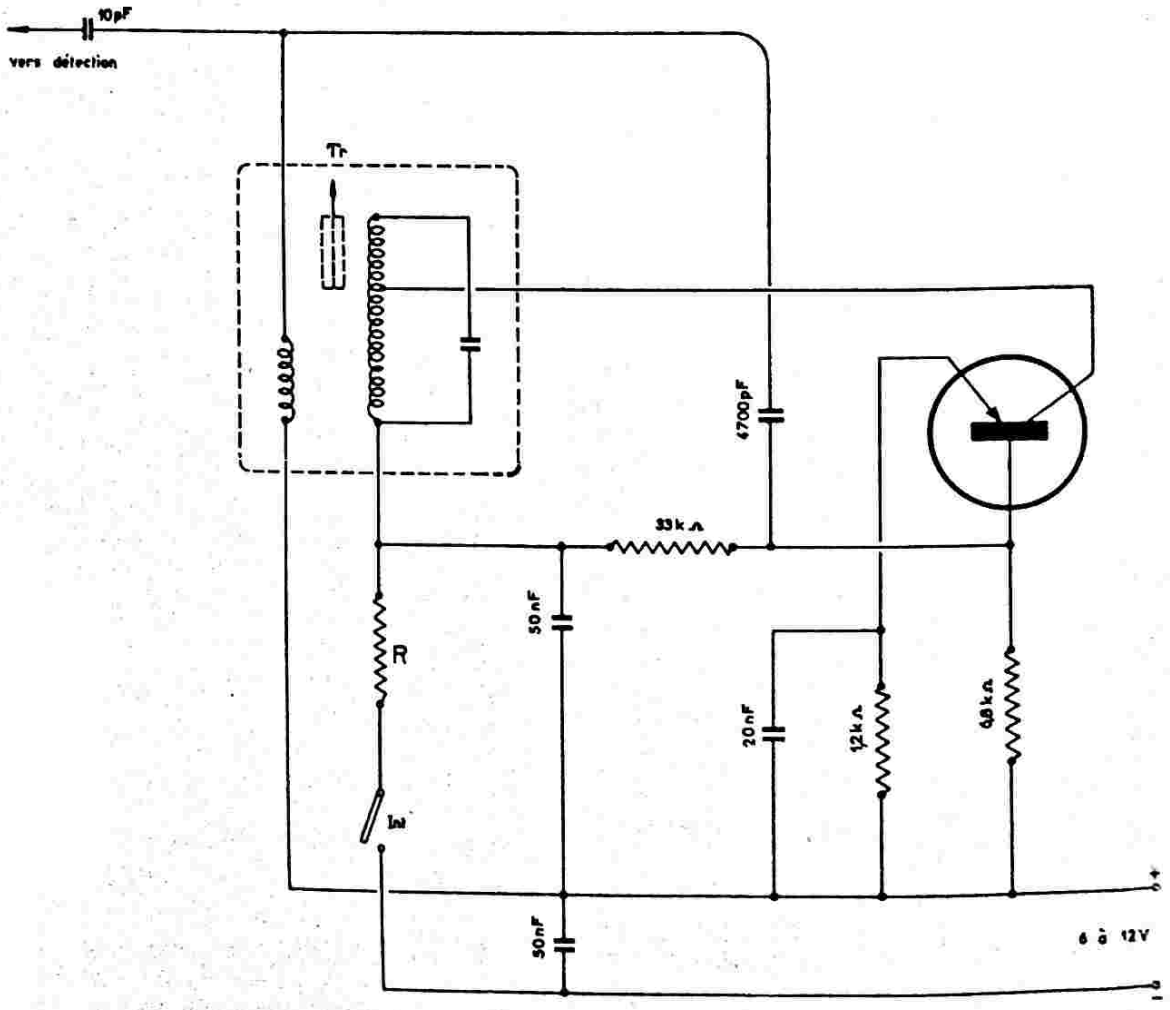



*Fig. IV-53*

ne devant pas atteindre les circuits d'entrée du récepteur, sous peine d'être amplifiés comme des signaux incidents normaux.

Pour terminer, la figure IV-53 représente le schéma d'un B.F.O. à transistor. Il ne s'agit pas tellement de l'équipement d'un récepteur de trafic à transistors, mais bien plutôt d'un montage de B.F.O. que l'on peut réaliser *sous un volume extrêmement restreint*. Du fait même de cette miniaturisation, le circuit trouve toujours sa petite place nécessaire, même sur un récepteur déjà bien garni ! Quant à son alimentation en 6, 9 ou 12 volts, il est toujours possible de trouver (ou de créer) une telle tension continue sur tout récepteur à lampes, l'intensité requise étant très faible. Ce B.F.O. utilise un transistor Q du type OC 71 ou OC 45. Le bobinage oscillateur est en fait réalisé par un transformateur moyenne fréquence $T_r$ du type miniature (utilisé sur les récepteurs portatifs à transistors) ; ce transformateur est connecté comme le montre le schéma et on ajuste le noyau de façon à obtenir la note de battement souhaitée. La résistance R fait 1,2 kΩ pour 6 V et 2,7 kΩ pour 12 V. Le B.F.O. est mis en fonctionnement par la fermeture de l'interrupteur *Int.*

## § 13. — L'amplificateur basse fréquence

Son rôle est d'amplifier les signaux qui apparaissent aux bornes de la résistance de détection et qui sont, en général, d'une amplitude trop faible pour actionner un reproducteur quelconque. La section basse fréquence d'un récepteur peut, naturellement, varier depuis le simple tube amplificateur de tension actionnant un casque, jusqu'à l'amplificateur à plusieurs étages avec push-pull final débitant sur un gros haut-parleur. Certains prétendent qu'un appareil de trafic n'est pas un récepteur de concert et qu'une B.F. quelconque peut lui être adjointe. Nous désirons réfuter immédiatement cette ineptie ; en effet, n'est-il pas ridicule de posséder un récepteur d'une sensibilité extraordinaire et d'une sélectivité parfaite (surtout si l'on dispose d'un canal M.F. à bande passante réglable) qui soit tout juste capable de faire entendre du « bruit », tel un mirliton !

Nous voudrions voir sur tout récepteur de trafic une section basse fréquence comportant au *minimum* deux étages amplificateurs, le dernier actionnant un haut-parleur d'au moins 24 centimètres de diamètre. Le casque nécessaire, dans le cas d'écoute difficile ou acrobatique, sera branché par K1 dans l'anode du premier tube B.F. amplificateur de tension (fig. IV-54).

Deux précautions très intéressantes à prendre dans la réalisation d'un amplificateur B.F. sont :

1° Placer le haut-parleur sur un « baffle » séparé, afin d'éviter la transmission des vibrations à l'ensemble du récepteur (effet microphonique sur les tubes, C.V., etc.) ;

2° Prévoir un commutateur K2 musique/parole dans la liaison entre deux étages ; ce commutateur — dans la position parole — supprime toutes les fréquences graves et est parfois d'une grande utilité dans l'écoute de stations difficiles (modulation sourde, stations DX ou QRM, etc.).

En cas d'écoute pénible (station arrivant vraiment faible), il est toujours intéressant de prévoir une prise pour le branchement du casque sur le dernier tube B.F. (voir partie de droite de la figure IV-54).

Enfin, Tr. S est le transformateur de sortie adaptateur d'impédances : primaire 5.000 Ω à bobine mobile.

La figure IV-55 donne le schéma d'une section B.F. plus importante. Elle est équipée de tubes « rimlock ». Le premier étage, amplificateur de tension, comporte un tube EF41 monté en triode attaquant, par le jeu de K1, soit un casque, soit la suite de la partie B.F. Cette suite comprend un autre tube EF41 connecté également en triode et monté en déphaseur cathodyne. Les sorties du déphaseur attaquent deux tubes pentodes EL41 montés en push-pull classe A. Le transformateur de sortie Tr. S présente une impédance primaire de 2 × 5.000 ohms (secondaire, selon impédance de la bobine mobile du haut-parleur).

Comme il a été recommandé, et pour les raisons citées plus haut, le haut-parleur est fixé sur un grand baffle séparé.

Nous venons de parler des baffles. Cette question de la *charge* des haut-parleurs par un baffle ou une enceinte acoustique étant *tellement importante* que nous allons la développer un peu dans les lignes suivantes.

**Baffles et enceintes acoustiques**

Un mot d'abord concernant les haut-parleurs. En agissant sur les membranes (forme, texture, suspension, etc.), les constructeurs sont parvenus à réaliser des reproducteurs sonores présentant une courbe de réponse étendue. On peut donc déjà espérer obtenir une bonne audition en utilisant un seul haut-parleur, à condition que celui-ci soit monté sur un bon baffle, ou ce qui est mieux encore, dans une enceinte acoustique.

Il convient cependant d'attirer l'attention sur les distorsions d'intermodulation provoquées précisément par l'emploi d'un haut-parleur unique pour la reproduction de toutes les fréquences du registre sonore.

En conséquence, la solution présentement adoptée dans les ensembles « haute fidélité » est la suivante :

*a*) Soit assocation d'un haut-parleur électrodynamique de grand diamètre et d'un tweeter renforçateur d'aigues

*b*) Soit, association de plusieurs haut-parleurs dynamiques (l'un de grand diamètre, l'autre de diamètre moyen, par exemple) et d'un ou de deux tweeters.

Ces groupements convenables de haut-parleurs sont, bien entendu, installés à l'intérieur d'une enceinte acoustique de volume suffisant.

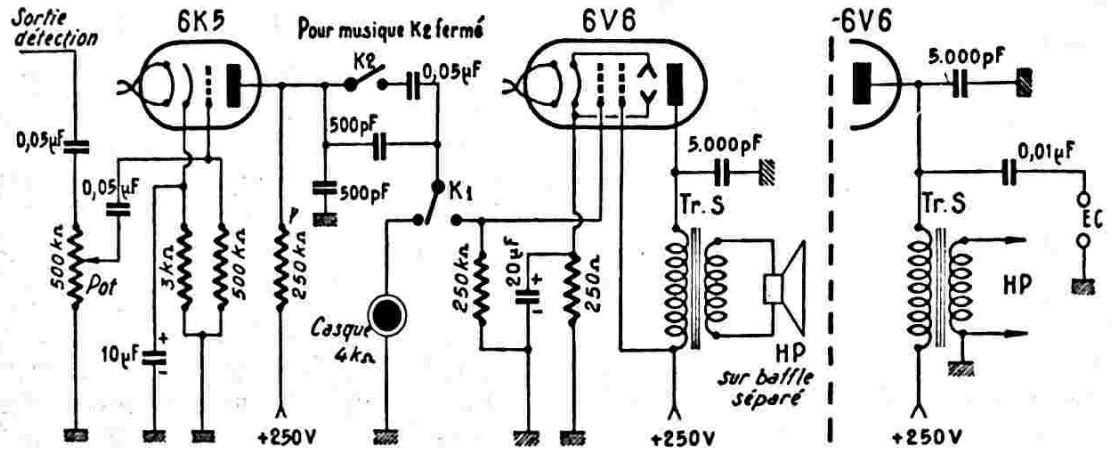



*Fig. IV-54*

*Sans autre modification que le changement du support, on peut utiliser un tube* 6AV6 *à la place du* 6K5 *et un tube* 6AQ5 *à la place du* 6V6

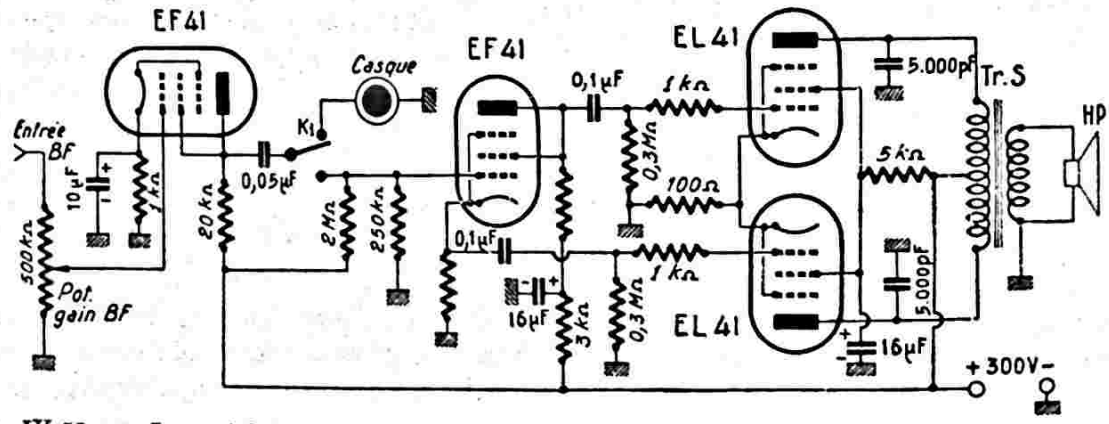



*Fig. IV-55. — Les résistances de cathode et d'anode du tube EF41 déphaseur sont de 20 kΩ chacune.*

En examinant un haut-parleur moderne, on est frappé par l'extrême souplesse de la *suspension* de la membrane. Malgré les déplacements importants possibles de cette membrane, jamais les spires de la bobine mobile ne cessent de « couper » un flux magnétique constant, ceci grâce à la forme judicieuse des masses polaires et à un aimant puissant.

Cette suspension souple est obtenue par un anneau de tissu de synthèse, anneau gaufré, qui en outre ferme complètement l'entrefer (protection contre les poussières, limailles et autres...). Une telle construction

permet d'amener la fréquence propre du groupe mobile aux environs de 40 Hz, et même moins.

Pour les fréquences basses, la membrane du haut-parleur vibre *d'un seul bloc*. Par contre, aux fréquences élevées, la surface vibrante de la membrane devrait pouvoir se réduire au fur et à mesure que la fréquence augmente. En quelque sorte, tout devrait se passer comme si chaque fréquence ne prenait que la portion du cône qui lui correspond, que le diamètre de la membrane qui lui est nécessaire. Du point de vue pratique, c'est un problème évidemment très délicat qui a été résolu dans la fabrication même de la membrane ; celle-ci ne doit pas être rigoureusement conique, mais légèrement incurvée ou curviconique ; elle doit aussi présenter des nervures annulaires concentriques ; elle doit être légère et rigide (membrane rigide, mais de suspension souple). On obtient ainsi un bon rendement sur les aiguës (amélioré par ailleurs par l'emploi d'un ou de deux tweeters) et une parfaite reproduction des graves, sans froissement.

Comme nous venons de le dire, aux fréquences très basses (disons inférieures à 150 Hz), la membrane d'un haut-parleur vibre, se déplace, d'un seul bloc (un peu comme un piston dans un cylindre). On imagine fort bien que les deux faces de la membrane provoquent alors des déplacements de sens opposés des couches d'air (avant et arrière) avec lesquelles ces faces sont en contact. Or, si l'air peut librement circuler entre l'avant et l'arrière de la membrane, les valeurs des pressions voisines ne seront presque pas modifiées (compression et dépression se comblant rapidement) et le rendement effectif du haut-parleur sera minime sur ces fréquences, car très peu d'énergie sera diffusée *sous forme audible*.

Pratiquement, il convient donc, si l'on veut obtenir un bon rendement aux fréquences très basses, d'opérer une séparation très nette des « rayonnements » des deux faces de la membrane. C'est le rôle des baffles et des enceintes acoustiques.

Pour supprimer l'égalisation des pressions avant et arrière, il est possible d'utiliser un écran en bois suffisamment grand, ou baffle-plan. Mais le rayon d'un tel baffle doit être au moins égal au quart de la longueur d'onde correspondant à la fréquence la plus basse que l'on désire reproduire correctement. Ainsi, si nous nous fixons seulement la fréquence la plus basse comme étant de 40 Hz, nous avons :

$$\text{longueur d'onde} = \frac{V}{F} = \frac{340}{40} = 8{,}50 \text{ m}$$

V étant la vitesse du son.

Le quart de cette longueur d'onde, donc le rayon du baffle, est de 2,10 m environ. D'où un baffle-plan circulaire de 4,20 m de diamètre ! Comme nous sommes loin du haut-parleur fixé dans le couvercle d'une valise...

Encore que nous ne somme pas tellement exigeants en nous limitant à 40 Hz.

La conclusion qui découle des considérations ci-dessus est que tous les postes classiques de table (dits « midgets »), et à plus forte raison, les petits appareils portatifs, sont absolument incapables de reproduire correctement les notes graves.

Nous voyons assez mal un tel baffle-plan dans un appartement ; en conséquence, le baffle-plan sera forcément de dimensions moindres et, de ce fait, sera *incapable* de permettre au haut-parleur la reproduction correcte des fréquences très basses. C'est ainsi qu'un baffle-plan de 1 mètre de côté couramment employé, ne permet pas la reproduction *fidèle* des fréquences inférieures à 170 Hz (fig. IV-56).

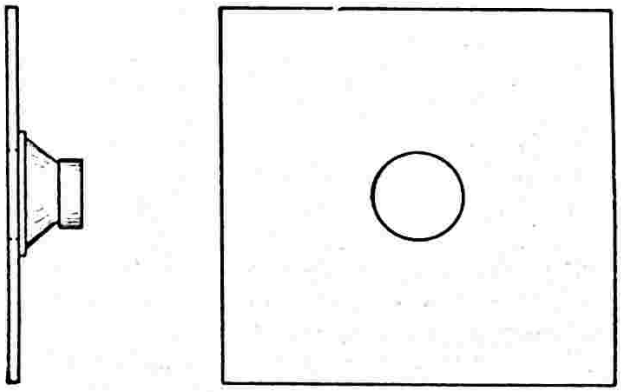


*Fig. IV-56*

D'autre part, pour éviter un affaiblissement dans la réponse, affaiblissement correspondant à la fréquence d'absorption propre du baffle, il convient que ce dernier présente un contour irrégulier par rapport au haut-parleur.

C'est la raison pour laquelle le baffle circulaire théorique dont nous avons parlé, est à rejeter. On lui préfère le baffle carré (ou rectangulaire), ou encore le baffle découpé, comme le montre la figure IV-57.

De tels baffles doivent être construits en matériau tendre tel que contreplaqué, peuplier, isorel, etc... et d'au moins 25 mm d'épaisseur, pour en réduire la résonance propre.

On a pensé à monter le haut-parleur sur une cloison (trou percé dans un galandage, par exemple), la face avant du haut-parleur rayonnant dans une pièce et la face arrière dans l'autre ; l'essai a été fait... Mais cette disposition est dangereuse et à rejeter

formellement. En effet, un courant d'air quelconque, l'ouverture ou la fermeture brusque d'une porte de communication provoquent des variations de pression importantes, certes de courte durée, mais suffisantes pour arracher et détruire la membrane du haut-parleur.

Disons enfin que pour allonger le trajet séparant l'onde arrière de l'onde avant, on pourrait réaliser un coffret à fond ouvert, ce qui équivaudrait à un baffle ordinaire *replié*. Mais il y a un grave inconvénient ; c'est la résonance du « tuyau » sonore court, fermé à une extrémité, ainsi obtenu, fréquence de résonance dépendant des dimensions de ce « tuyau », disons de ce coffret.

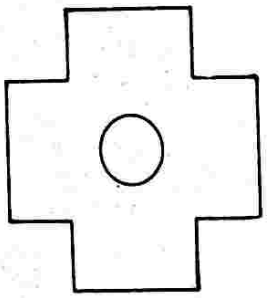


*Fig. IV-57*

Nous en arrivons à l'enceinte acoustique close. Avec cette conception, on obtient une séparation presque totale entre les rayonnements avant et arrière de la membrane du haut-parleur, en tout cas une séparation extrêmement efficace. Cela, sans atteindre des dimensions d'encombrement excessives, mais à condition évidemment que les parois de l'enceinte soient absolument rigides.

Moyennant certaines précautions, on obtient également une bonne régularité dans la courbe de réponse. Selon le diamètre du haut-parleur employé (ou le diamètre du plus grand haut-parleur, si on en utilise plusieurs), l'enceinte acoustique fermée doit présenter un volume intérieur minimum.

D'après Rettinger, ingénieur à la R.C.A., ce volume minimum serait défini par la formule empirique suivante :

$V = 0{,}15\ D^2$

dans laquelle :

V = volume en décimètres-cubes ;

D = diamètre du haut-parleur en centimètres.

Nous estimons que cette formule est tout particulièrement optimiste. Fort de l'expérience acquise à la suite de nos multiples essais sur les enceintes acoustiques, nous pensons que l'on peut aisément doubler le coefficient. La formule devient alors :

$V = 0{,}3\ D^2$.

De toutes façons, il s'agit là d'un volume *minimum*, et nous insistons bien sur le terme minimum. Il en va de même pour les dimensions des enceintes que nous donnons plus loin.

Faire plus petit n'est pas recommandé. Au contraire, faire plus grand ne nuira pas et est même conseillé, à condition de réaliser l'enceinte avec des parois très rigides. Pour cela, on utilise des panneaux en contreplaqué de 25 à 30 mm (au moins) que l'on raidit encore en collant et vissant sur les parois des liteaux de bois 40 × 40 mm. Tous les joints ou assemblages doivent être vissés et collés, puis renforcés par des liteaux également vissés et collés.

*Néanmoins, il faut signaler l'existence d'enceintes acoustiques miniaturisées, telle que l'Audimax de Audax, par exemple ; mais cette réduction à l'extrême des dimensions d'encombrement n'est possible qu'en employant un haut-parleur spécial et à suspension de membrane d'une très grande souplesse.*

Aux fréquences très basses, la solution est donc trouvée. Mais lorsque la fréquence augmente, des ondes stationnaires peuvent se manifester à l'intérieur de l'enceinte et perturber la courbe de réponse globale. Pour lutter contre cette création d'ondes stationnaires, il est recommandé de matelasser l'intérieur de l'enceinte avec une couche de matériau absorbant (molleton de feutre, laine de verre, etc.). Cette remarque est particulièrement valable avec les enceintes de forme parallélépipédique présentant des parois parallèles opposées deux à deux. Toutefois, ce matelassage, du fait de son absorption, a tendance à faire diminuer le rendement de l'ensemble dans l'aigu. En définitive ,il faut donc choisir un haut-parleur ayant une fréquence de résonance propre aussi basse que possible et offrant une réponse excellente dans l'aigu, le mieux étant évidemment son emploi conjugué avec un ou deux tweeters.

### *Bass-reflex ou baffle infini Jensen*

Il s'agit d'une enceinte fermée de toutes parts et tapissée intérieurement d'un revêtement absorbant. Le haut-parleur est fixé à l'avant, et une ouverture rectangulaire est pratiquée également sur cette même face. On réalise ainsi une décompression offrant un moindre freinage du déplacement de la membrane du haut-parleur dans les graves. Mais, on forme aussi un résonateur couplé au haut-parleur augmentant le rendement aux fréquences très basses. Plus le volume de l'enceinte est grand et plus l'ouverture rectangulaire est petite, plus la fréquence de résonance propre de l'enceinte est faible.

Une formule (toujours empirique !) dit que le volume V d'une telle enceinte en décimètres-cubes doit être *au moins* égal à 6,5 fois le diamètre du haut-parleur exprimé en centimètres :

$$V = 6{,}5\ D$$

Comme précédemment, il s'agit de définir approximativement le volume *minimum*. Mais que l'on se rassure tout de suite, les dimensions d'une enceinte acoustique ne sont pas critiques... au décimètre-cube près ! Et il est toujours préférable de réaliser une enceinte plus grande que sa détermination théorique, plutôt que plus petite. Ceci étant valable, rappelons-le encore, pour *toutes* les enceintes acoustiques.

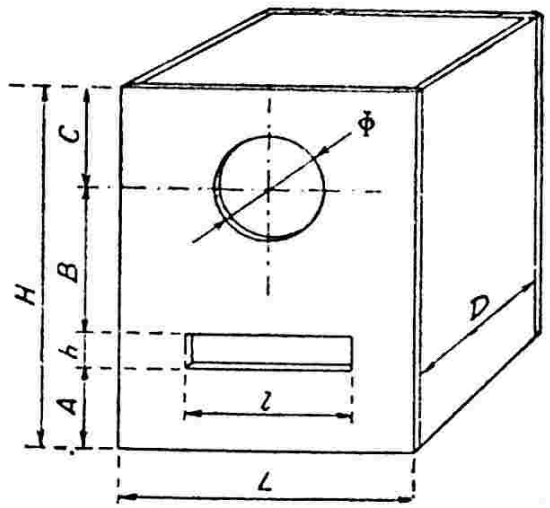



*Fig. IV-58-1*

L'enceinte « bass-reflex » classique est représentée sur la figure IV-58-1. Le tableau ci-dessous indique les dimensions préconisées par « Jensen » pour trois diamètres courants de haut-parleur. Toutes les cotes sont données en centimètres.

| | Diamètre du haut-parleur | | |
|---|---|---|---|
| | 28 | 24 | 21 |
| L ..... | 60 | 52,5 | 37,5 |
| H ..... | 72,5 | 69 | 48,5 |
| D ..... | 32,5 | 27,5 | 22,5 |
| Ø ..... | 26 | 22 | 19 |
| l ..... | 30 | 30 | 25 |
| h ..... | 12,5 | 11,5 | 6,5 |
| A ..... | 14,5 | 13,5 | 12,5 |
| B ..... | 23 | 21,5 | 14 |
| C ..... | 22,5 | 22,5 | 15,5 |

Matériau : contreplaqué d'okoumé ; épaisseur 2,5 à 3 cm ; matelassage interne de tous les panneaux (sauf panneau avant) en molleton de feutre.

Notons aussi que cette enceinte peut également être construire sous forme d'enceinte d'encoignure ; elle est alors plus esthétique et surtout plus facilement logeable dans un appartement. De surcroît, le rendement dans les graves est encore amélioré du fait de la limitation du rayonnement acoustique obtenue par la forme interne de l'enceinte ; pour compenser, l'emploi de tweeters est presque obligatoire.

Nous avons réalisé un tel bass-reflex d'encoignure pour l'utilisation de l'ensemble 4ADX15 de « Audax ». Cet ensemble comporte un grand haut-parleur de 28 cm (woofer) type WFR 15, un haut-parleur de médium de 19 cm, type TW19PA12 et deux tweeters de 9 cm type TW9PA9 montés sur un dispositif multidirectif assurant une meilleure répartition spatiale des aiguës.

Le schéma électrique est représenté sur la figure IV-58-2.

L'enceinte proprement dite est schématisée sur la figure IV-58.3. Nous lui avons donné les dimensions suivantes : hauteur = 90 cm ; largeur = 60 cm ; profondeur = 35 cm (pans coupés à mi-profondeur).

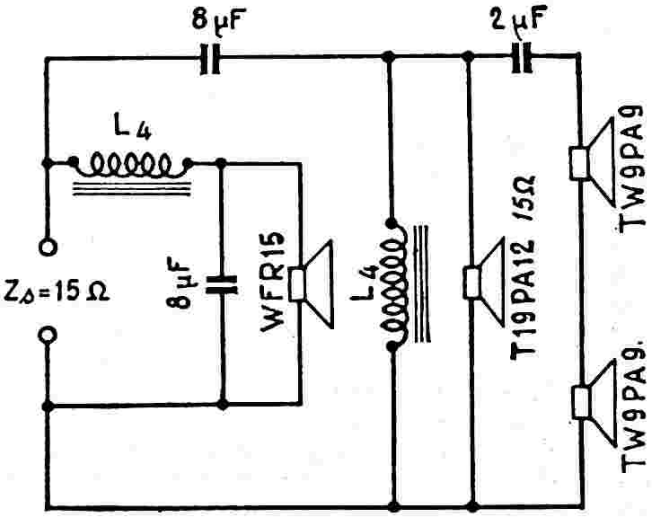



*Fig. IV-58-2*

Sur le panneau avant, nous avons les trois ouvertures A, B et C aux dimensions convenables pour les trois haut-parleurs ; le panneau auxiliaire sur lequel se trouve l'ensemble 4ADX15 doit être fixé sur le panneau avant très fermement, par de nombreuses vis à bois, toute vibration devant être proscrite. En haut, nous avons l'ouverture D de décompression (30 × 8 cm).

Tous les panneaux sont exécutés en contreplaqué d'okoumé de 30 mm d'épaisseur, vissés et collés. Seul le panneau arrière est démontable ; il est simplement vissé (par de nombreuses vis) mais non collé. Toutes les parois internes (sauf la paroi avant) sont recouverts de molleton de feutre collé. En-

fin, la face avant est entièrement recouverte d'un tissu léger (genre tissu d'ameublement) tendu et maintenu par les baguettes E, ceci afin de cacher les ouvertures A, B, C et D.

On obtient ainsi une enceinte acoustique élégante, pouvant s'assortir au mobilier, et relativement peu encombrante ; on peut, en tout cas, lui trouver facilement sa place. Son volume interne est largement suffisant et les résultats sont excellents.

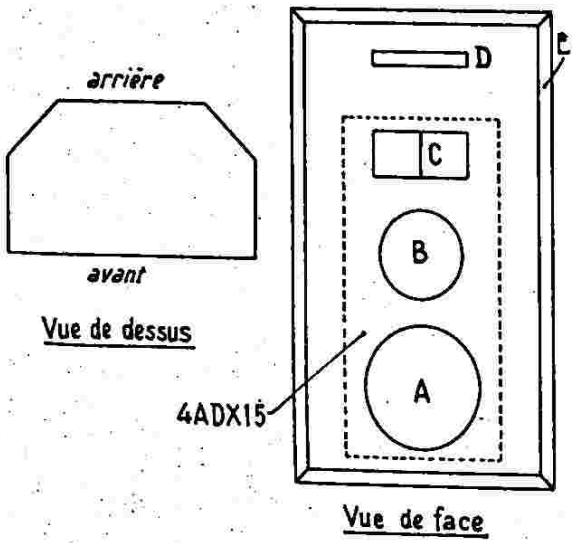



*Fig. IV-58-3*

En passant, précisons que la possibilité de réalisation en forme *d'enceinte d'encoignure* pour des raisons de moindre encombrement, est en principe applicable à la majorité des enceintes acoustiques.

En ce qui concerne l'ouverture de décompression, notons qu'il est parfaitement possible de l'exécuter aussi sur un panneau latéral ; on peut également prévoir *deux* petites ouvertures, une sur chaque côté.

Une autre solution encore, consiste à monter le haut-parleur sur un petit panneau de bois auxiliaire, légèrement déporté à l'intérieur de l'enceinte par rapport au trou normalement pratiqué pour le haut-parleur. En éloignant plus ou moins cet écran de l'enceinte, on règle l'importance du passage d'air de la décompression et l'on peut ainsi faire disparaître les résonances éventuelles.

L'application de la première variante a conduit à la construction de l'enceinte « Ultra-flex » de Jensen. Quant à la seconde variante, elle est appliquée dans l'enceinte R.J.

### *Enceinte Ultraflex Jensen*

La figure IV-58-4 montre les détails de construction de cette enceinte (vue de dessus et en coupe) : *A* est l'ouverture circulaire prévue sur le panneau avant pour le haut-parleur ; *B* et *C* sont les deux sorties latérales des « conduits » de décompression.

Ces conduits longs et étroits sont constitués par la proximité de deux panneaux espacés de 15 mm ; ils provoquent une composante résistive au déplacement du volume

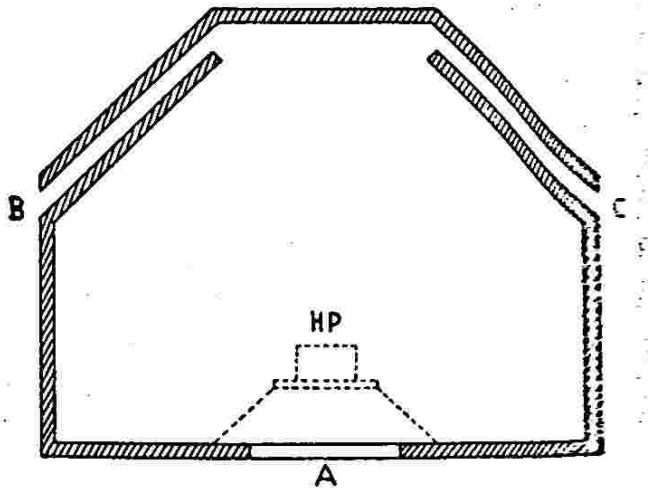



*Fig. IV-58-4*

d'air de l'enceinte. Il va sans dire que deux panneaux ferment le dessus et le dessous de cette enceinte. Au point de vue dimensions générales (cotes, volume, etc.), celles que nous avons données avec la figure IV-58-3 restent entièrement valables ici.

### *Enceinte « Rebel » Paul Klipsch*

C'est une variante de construction de l'enceinte précédente. Ce qui se voit d'ailleurs fort bien en comparant les figures IV-58-4 et 58-5, cette dernière représentant l'enceinte « Rebel ». Les conduits latéraux de dépression n'ont pas tout à fait la même forme ; ils se poursuivent en s'évasant. De plus, la cavité principale où se trouve le haut-parleur, a son fond fermé par un panneau *DE* percé d'une fente *F* longue et étroite. On obtient ainsi un meilleur rendement des conduits de dépression grâce à une amélioration du couplage à l'air ambiant.

### *Enceinte R.J. à résonateur de Helmholtz*

Cette enceinte acoustique est une réalisation des Américains F. Robbins et L. Joseph dont elle porte les initiales (R.J.). Comme on peut le voir sur la figure IV-58-6 (coupe vue de dessus), le haut-parleur est monté sur un baffle-plan auxiliaire à ouverture circulaire. Ce baffle auxiliaire est séparé du panneau avant de l'enceinte proprement dite par un léger espace permettant la communication du volume d'air de l'enceinte, à l'arrière du haut-parleur, vers l'avant, par l'intermédiaire des deux conduits plats ainsi formés, comme nous le verrons plus loin. Ce sont ces conduits qui assurent la décompression de l'enceinte, variante de procédé exposée précédemment.

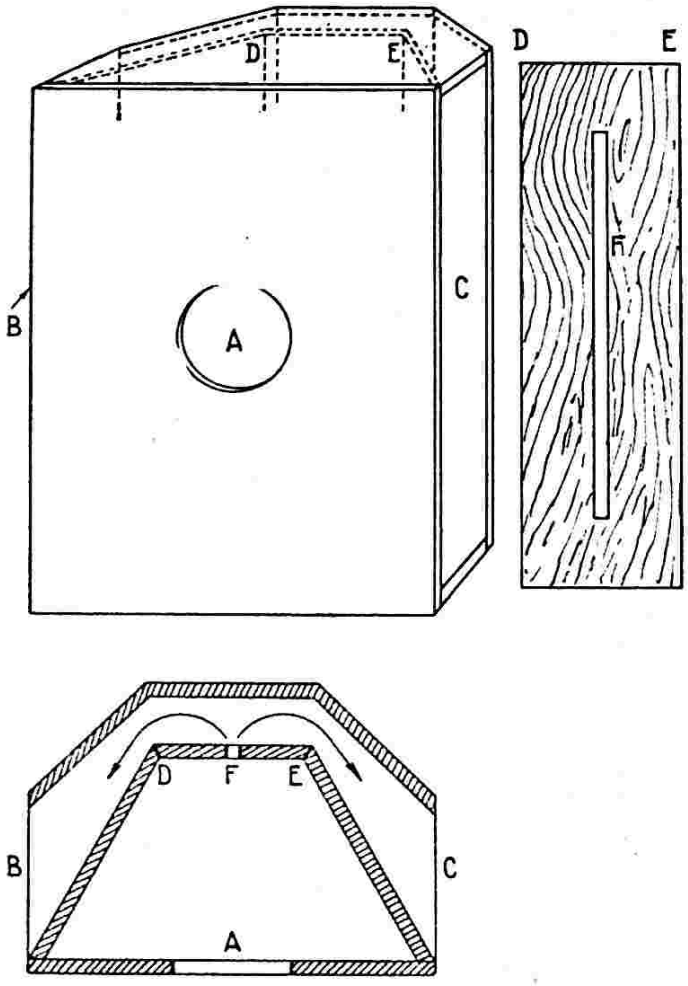



*Fig. IV-58-5*

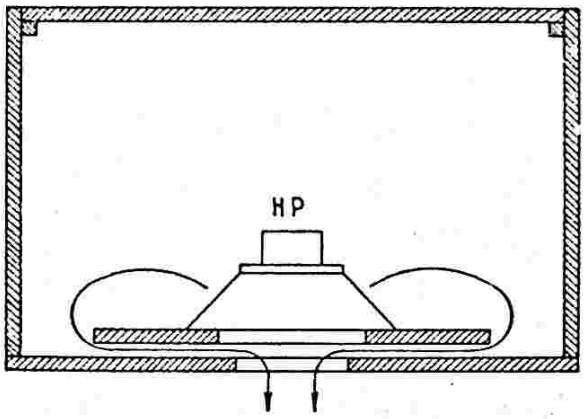



*Fig. IV-58-6*

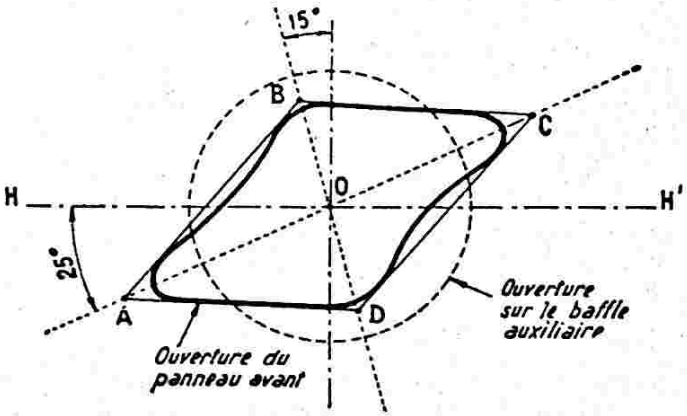



*Fig. IV-58-7*

L'ouverture du panneau avant de l'enceinte par laquelle s'écoule le rayonnement sonore présente une surface inférieure à la surface de la « bouche » du haut-parleur ; de plus, cette ouverture n'est pas circulaire, mais a la forme représentée sur la figure IV-58-7, en trait gras.

La résonance inférieure propre de l'enceinte se situe vers une fréquence relativement basse par suite de l'inertie élevée de l'air contenu dans les conduits plats ; de plus, cette résonance est très amortie du fait des « frottements » de l'air dans ces conduits. Ces phénomènes matérialisent une bonne séparation pour l'arrière de la membrane du haut-parleur qui fonctionne presque comme s'il était monté dans un coffret absolument clos.

La résonance supérieure propre de l'enceinte se situe sur des fréquences relativement grandes, car les dimensions d'une enceinte R.J. sont en général assez petites. Mais ici intervient l'ouverture de forme spéciale et de surface restreinte par laquelle

s'effectue l'écoulement sonore ; on augmente ainsi la masse d'air chargeant l'avant de la membrane, provoquant un frottement, un freinage, un amortissement de la résonance supérieure.

Malgré ses dimensions relativement réduites, on constate que l'enceinte R.J. est néanmoins capable d'une parfaite reproduction des graves. Les résonances propres de l'ensemble peuvent être suffisamment réduites de façon à n'être absolument pas gênantes, en agissant sur les dimensions des conduits plats. On agit, en pratique, uniquement sur l'*épaisseur* de la couche d'air en modifiant l'épaisseur des tasseaux E et F (fig. IV-58-8). La mise au point peut s'effectuer d'une façon commode en remplaçant provisoirement ces tasseaux par des bandes de caoutchouc mousse qu'il est aisé de comprimer plus ou moins (par les vis de fixation du baffle auxiliaire) et permettant de déterminer la distance correcte entre le baffle-plan intérieur et le panneau avant. En principe, un écartement de 15 à 18 mm donne satisfaction quant à la suppression de ces phénomènes de résonance (attaque de l'amplificateur par un générateur B.F. ou par un disque de fréquences).

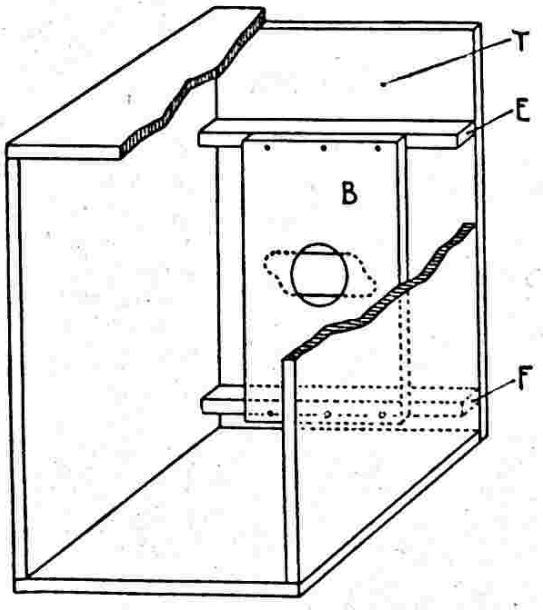



*Fig. IV-58-8*

Notons cependant que la cavité à l'avant du haut-parleur a tendance à « court-circuiter » acoustiquement les aiguës. En employant un haut-parleur riche dans la reproduction des aiguës, on peut obtenir des résultats acceptables ; mais la solution la meilleure est incontestablement l'emploi d'un ou de deux tweeters installés à la partie supérieure de l'enceinte, sur le panneau avant au-dessus du baffle auxiliaire (en T).

Nous compléterons en donnant les dimensions essentielles à connaître pour une réalisation pratique convenant pour un haut-parleur de 28 cm de diamètre.

En nous reportant à la figure IV-58-8, nous avons : baffle-plan intérieur B = 46 × 52 cm ; ouverture circulaire = 25,5 cm de diamètre ; épaisseur du panneau = 25 à 30 mm en contreplaqué. Tasseaux E et F = longueur 52 cm ; épaisseur de 18 mm pour l'espacement du baffle-plan par rapport au panneau avant (espacement qu'il est intéressant de déterminer expérimentalement comme nous l'avons dit). Dimensions *intérieures* de l'enceinte : largeur = 52 cm ; hauteur = 70 cm ; profondeur = 42 cm ; (6 panneaux de contreplaqué de 25 à 30 mm d'épaisseur).

La partie T est réservée pour l'installation d'un tweeter (ou de deux tweeters, sur un dispositif multidirectif).

Quant à l'ouverture spéciale du panneau avant, on l'exécute comme il est indiqué sur la figure IV-58-7, c'est-à-dire en l'inscrivant à l'intérieur d'un parallélogramme ABCD incliné comme il est montré par rapport à l'axe orizontal H H' ; nous avons AC = 40 cm et BD = 20 cm.

Nous conseillons de recouvrir le panneau arrière, le panneau de base, le panneau de dessus et les deux panneaux latéraux par un matériau absorbant quelconque (molleton de feutre, laine de verre, etc.). Pour éviter les ondes stationnaires à l'intérieur de l'enceinte, on laisse pendre une dizaine de bandes de feutre mou de 8 cm de large et de 65 cm de long fixées au panneau supérieur.

Comme nous l'avons dit, les dimensions indiquées sont des dimensions minima, on peut faire plus grand, plus volumineux.

Si l'on désire employer un haut-parleur de 24 cm de diamètre (au lieu de 28 cm), on conservera les dimensions indiquées. Seules les dimensions de l'ouverture circulaire et de l'ouverture de forme spéciale du panneau avant seront réduites proportionnellement en conséquence.

### *Enceintes à labyrinthe acoustique*

L'inconvénient majeur de ces types d'enceintes est certainement leur encombrement assez important. Pour ceux qui n'estiment pas voir en cela un inconvénient, il est incontestable que le système offre des qualités intéressantes.

En quelque sorte, l'arrière du haut-parleur est chargé par un « tuyau » de grande longueur obtenu au moyen de chicanes, comme nous le voyons par exemple sur les dessins de la figure IV-59. Il est alors évident que la majorité des interférences

acoustiques entre la face avant et la face arrière du haut-parleur sont pratiquement évitées (trajet très long pour les ondes arrières).

Si ce trajet est égal à la longueur d'onde sonore rayonnée, il y a complication du fait des réflexions à l'extrémité libre du « tuyau » ainsi constitué ; celui-ci fonctionne à la manière d'un tuyau d'orgue. Selon la fréquence du son rayonné, l'impédance acoustique (la charge) offerte à l'arrière de la membrane du haut-parleur varie, la longueur du tuyau étant fixe. On met à profit les premières résonances (graves), puis, par quelques artifices, on cherche à réduire les résonances suivantes de rangs supérieurs.

seur de 20 mm ; tous les autres panneaux ont une épaisseur de 25 à 30 mm. L'ouverture circulaire *A* sur le panneau avant a un diamètre convenant au modèle de haut-parleur utilisé (24 ou 28 cm). Toutes les parois internes, chicanes comprises, sont recouvertes de feutre.

Ce modèle d'enceinte peut aussi être réalisé, pour des raisons de moindre encombrement, en modèle d'encoignure ; mais cela complique un peu, pratiquement, la construction des chicanes.

Rappelons enfin, qu'il est toujours possible, quelle que soit l'enceinte réalisée, de dissimuler les diverses ouvertures du panneau avant, soit par un tissu mince recou-

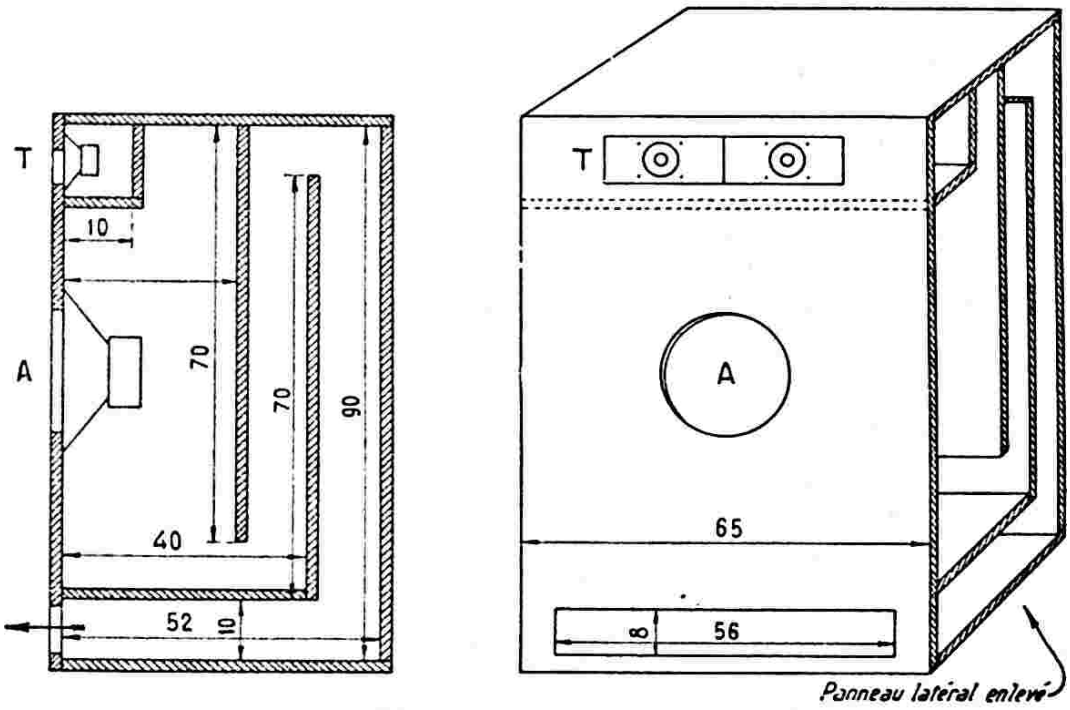



*Fig. IV-59*

On constate alors une courbe de réponse globale remarquable dans les graves, avec absence totale de son de tonneau, et une parfaite restitution des transitoires.

Par contre, du fait de l'excellente réponse dans les graves et du fait que l'extrémité libre du « tuyau » ne diffuse pratiquement rien au-dessus de 150 Hz, on peut avoir une impression subjective de manque d'aiguës. Comme nous l'avons recommandé précédemment, pour compenser, il convient donc d'utiliser conjointement un ou deux tweeters montés dans la partie supérieure de l'enceinte (T).

La figure IV-59 donne un exemple de réalisation pratique. Les dimensions essentielles sont données directement sur les dessins.

Les panneaux utilisés pour constituer les chicanes formant le « tuyau » ont une épais-

vrant entièrement cette face (tissu d'ameublement tendu et maintenu par des baguettes), soit par des décors en treillis ajourés (métalliques ou matières plastiques).

En vérité, il existe une quantité impressionnante de modèles d'enceintes acoustiques. Nous n'avons voulu citer que les plus répandues, les plus intéressantes aussi, parce que reposant sur des données scientifiques et des phénomènes acoustiques précis.

●

Les tweeters dont l'emploi est maintenant universellement adopté sont du type électrodynamique. Ce sont des haut-parleurs électrodynamiques de petit diamètre alimentés par l'intermédiaire d'un condensateur de capacité convenable.

Il y a quelques années, on employait comme tweeters, également selon le même procédé, des petits haut-parleurs électrodynamiques, disons *ordinaires*. Il fallait alors les compartimenter, c'est-à-dire prévoir dans l'enceinte acoustique un compartiment clos par rapport au reste du volume de l'enceinte, pour y monter lesdits tweeters. Ceci, notamment, afin de soustraire leur membrane aux variations de pression de l'intérieur de l'enceinte.

Les tweeters actuels sont réellement prévus pour cette fonction, et notamment le « saladier » métallique de ces types de haut-parleurs est totalement clos à l'arrière. Désormais, il est donc possible de les monter directement à l'intérieur des enceintes sans avoir à ménager un compartiment spécial.

Les qualités d'une enceinte acoustique sont évidemment à prendre en considération avec une extrême attention. Mais ce n'est pas tout. La qualité sonore de l'appartement où sera installé l'enceinte est également très importante. Il en va de même pour la position de l'enceinte (ou des enceintes) dans la pièce où se feront les auditions.

L'angle d'une pièce semble un endroit particulièrement favorable, tant au point de vue facilité d'installation qu'un point de vue acoustique. En fait, les parois agissent comme un excellente dièdre réflecteur, et il faut bien dire que l'on a rien trouvé de mieux jusqu'à présent...

Si la pièce comporte des murs polis, excessivement réfléchissants, capables de disperser convenablement des ondes sonores correspondant aux sons aigus, la réverbération devient parfois gênante pour les fréquences du registre médium et grave. Par contre, une salle très « sourde », bien capitonnée, présentant une réverbération extrêmement faible, ne peut assurer convenablement l'audition des sons aigus, si l'auditeur s'écarte de l'axe central du haut-parleur. C'est la raison pour laquelle il est toujours recommandé, dans tous les cas, de prévoir l'installation de deux tweeters sur un socle à double inclinaison, à effet multidirectif.

D'une manière générale, les essais effectués dans des conditions acoustiques satisfaisantes ont montré qu'un temps de réverbération variant de 1 à 2,5 secondes était convenable.

Il reste bien entendu que s'il ne s'agit *que d'un seul récepteur de trafic*, sans la moindre prétention de qualité musicale, un baffle de 1 m² donne des résultats *acceptables*, sans toutefois apporter une compensation exacte aux très basses fréquences.

Il va de soi qu'il serait absolument ridicule de se donner beaucoup de mal pour la réalisation d'un baffle parfait, si l'on dispose d'un récepteur dont la partie B.F. a sa fréquence de coupure voisine de 150 p.p.s., ou d'un simple haut-parleur de 12 cm. de diamètre !

Mais en général, un récepteur de trafic est un poste de grande classe, et bien souvent l'amateur ne l'utilise pas qu'à l'écoute du *trafic*. Il importe alors de soigner la section B.F. (comme le reste !) si l'on veut bénéficier d'auditions fidèles et de haute qualité (dans la mesure où le récepteur possède un canal M.F. avec position de sélectivité dite « bande large »).

⁂

**Contre-réaction et circuits correcteurs B.F.**

La contre-réaction est très utilisée dans les amplificateurs B.F. équipés de pentodes ou de tétrodes. On réduit, alors, dans de notables proportions, les distorsions de fréquence et d'amplitude de l'étage de sortie attaquant le haut-parleur. L'impédance de ce dernier n'est pas constante à toutes les fréquences sonores, d'où variation de la charge sur laquelle débite l'étage final. La contre-réaction est donc d'un gros intérêt dans la mise au point d'un *récepteur*. Néanmoins, on l'emploie également dans les modulateurs, à l'émission ; dans ce cas, bien que la charge soit à peu près constante, on utilise quelquefois la contre-réaction sélective pour combattre la distorsion linéaire. Parfois, encore, la contre-réaction en tension est employée lorsque l'on désire diminuer la résistance interne *apparente* d'un tube final. On améliore et étend la courbe de réponse, tout en diminuant les bruits parasites et en rendant l'impédance de charge moins critique.

Signalons qu'une étude très détaillée des distorsions dans les amplificateurs B.F. (section B.F. de récepteur ou modulateur d'émetteur) est faite au chapitre XXI, § 5.

Nous nous bornerons, ici, à indiquer les montages de contre-réaction les plus répandus.

Dans un étage comportant un tube unique, une contre-réaction en intensité est tout simplement réalisée en supprimant le condensateur de polarisation de cathode (exemple, figure IV-54, supprimer le condensateur électrochimique de 10 µF shuntant la résistance de 3.000 Ω de la cathode du tube 6K5). On peut réaliser une contre-réaction d'intensité partielle en ne shuntant *qu'une partie* de la résistance de cathode par le condensateur de fuite.

Néanmoins, la contre-réaction en intensité doit être réservée uniquement aux étages amplificateurs de tension. En effet, la résistance interne apparente du tube devient : $\varrho + R_k (1 + K)$, $\varrho$ étant la résistance interne primitive, $R_k$ la résistance de cathode, et K le coefficient d'amplification. Cette augmentation de résistance interne

dans le cas d'un *étage final*, est contraire au but recherché et est néfaste quant aux résonances du haut-parleur.

Dans les systèmes de contre-réaction de tension, on prélève une fraction de la tension de sortie que l'on reporte en *opposition de phase* à l'entrée de l'étage final, ou à l'entrée de l'avant-dernier étage généralement. Du fait qu'il y a contre-réaction, donc diminution des distorsions, il y a automatiquement diminution de l'amplification. Mais cette dernière peut être compensée par une augmentation de l'amplitude d'attaque, afin d'obtenir la même puissance modulée de sortie, mais avec peu de distorsions.

La figure IV-60 indique le mode de contre-réaction de tension le plus simple qui soit, contre-réaction non sélective bien entendu. Il consiste en une simple résistance R connectée entre l'anode du tube final et l'anode de l'avant-dernier tube

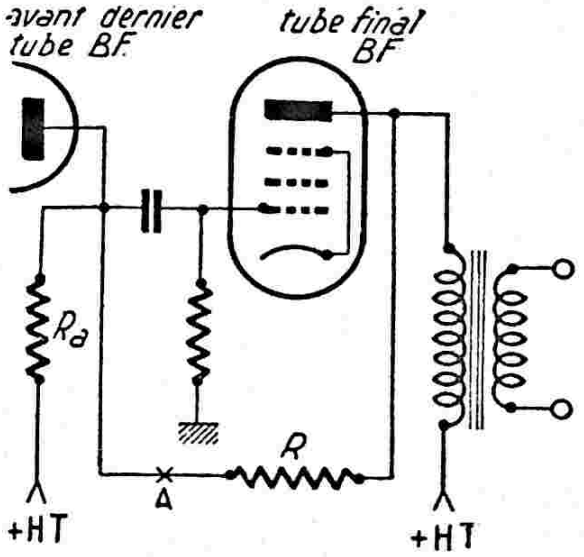



*Fig. IV-60*

B.F. Suivant le taux de contre-réaction désiré, R peut varier de 500 kΩ à 2 MΩ. Si l'on ne veut pas modifier la valeur de la tension anodique de l'avant-dernier tube B.F., il est recommandé d'intercaler au point A un condensateur au papier de 0,1 µF destiné à bloquer le courant continu. La taux de contre-réaction en % est donné par l'expression

$$\frac{Ra \times 100}{R + Ra}$$

Un autre système de contre-réaction de tension non sélectif agissant sur les deux derniers étages B.F. (entre bobine mobile et cathode de l'avant-dernier étage B.F.) est représenté sur la figure IV-61. Naturellement, dans le cas d'un amplificateur final push-pull, le report de tension se fait sur le tube précédant le système de déphasage. Le pourcentage de contre-réaction est déterminé par le choix des résistances R1 et R2. Comme valeurs moyennes, indiquons R1 = 20 Ω et R2 = 200 Ω (1). Le choix de la phase correcte, pour le report d'énergie, se fait aisément en inversant les connexions du secondaire du transformateur de sortie : dans une position, il y a

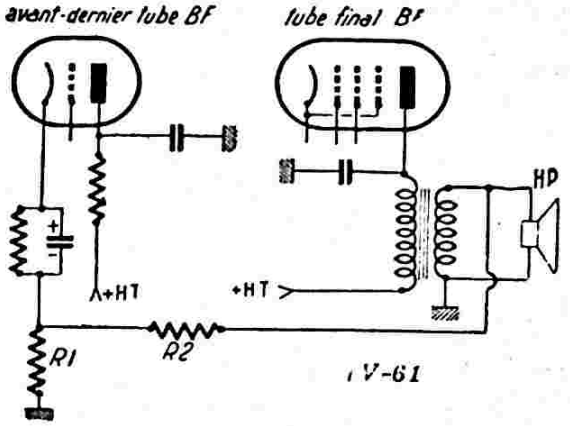



*Fig. IV-61*

réaction, donc gain, voire accrochage ; dans l'autre (position correcte), il y a contre-réaction se traduisant par un léger affaiblissement et une diminution des distorsions.

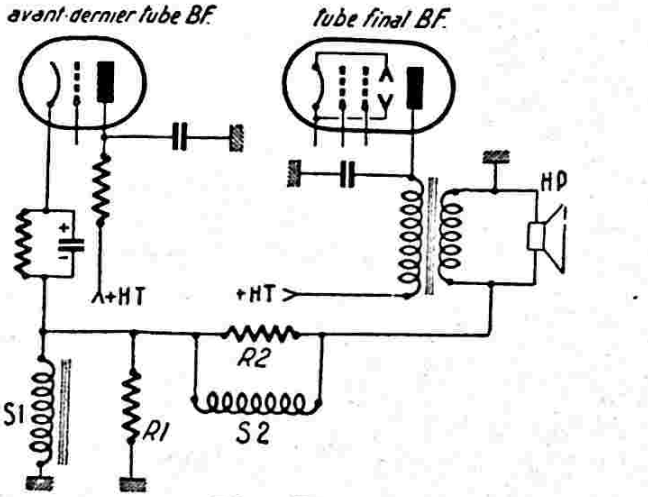



*Fig. IV-62*

Un montage similaire de contre-réaction, mais *sélective* cette fois, est donné sur la figure IV-62 ; c'est la contre-réaction Tellegen. En plus des résistances R1 et R2, on dispose de deux bobinages S1 et S2 montés en parallèle ; ces bobines, l'une à

(1) Les résistances $R_1$ $R_2$ forment un diviseur de tension, et le taux T de contre-réaction en % est donné par la formule :

$$T_{CR} \text{ en } \% = \frac{R_1 \times 100}{R_1 + R_2}$$

$T_{CR}$ = 10 % est une valeur généralement satisfaisante.

fer S1, résonnant sur les graves, l'autre à air S2, résonnant sur les aiguës, permettent, en choisissant judicieusement R1 et R2, d'obtenir un taux de contre-réaction élevé sur le médium et faible sur les graves et les aiguës. On corrige ainsi la courbe de réponse en relevant les deux extrémités qui ont toujours tendance à « plonger ». Avec les jeux de bobines S1 et S2 que l'on trouve couramment dans le commerce, les valeurs *moyennes* pour R1 et R2 sont, respectivement, 30 et 1.000 ohms. On peut donc faire cumuler à ce dispositif de contre-réaction, la fonction de correcteur B.F. ; néanmoins, et précisément de ce fait, l'inconvénient majeur est un taux de contre-réaction insuffisant aux extrémités du registre sonore. Il est de beaucoup préférable d'utiliser un correcteur B.F. quelconque creusant le médium et un dispositif de contre-réaction de tension non sélectif à taux constant. Comme précédemment, la phase convenable pour le report d'énergie B.F. est déterminée en inversant les connexions du secondaire du transformateur de sortie, si besoin est. Naturellement, ce montage, comme le précédent, peut s'appliquer également sur une section B.F. terminée par un étage push-pull.

A propos d'étage push-pull final, un montage de contre-réaction non sélective très répandu, lorsque le déphasage est produit par un transformateur, est indiqué sur la figure IV-63. L'exemple est donné avec un push-pull de 6L6 classe A. Le report d'énergie se fait de plaque à grille pour chaque tube ; de plus, un correcteur de timbre réglable par le potentiomètre Pot de 100.000 Ω, agissant entre les grilles du push-pull, a été prévu.

Nous passerons maintenant aux *circuits correcteurs* employés en basse fréquence. Pratiquement, ce sont toujours les deux extrémités de la courbe de réponse d'un amplificateur B.F. qui sont défavorisées. Il y a donc lieu de relever graves et aiguës, et ceci, généralement, dans des proportions assez fortes, si l'on veut tenir compte des courbes d'isosensation de l'oreille humaine. Cette dernière, en effet, réclame pour être satisfaite *un affaiblissement de quelque 15 décibels au moins dans les médiums.*

Il y a donc deux procédés qui viennent à l'esprit : soit obtenir une suramplification des graves et des aiguës, soit chercher à affaiblir les médiums sans toucher aux extrêmes. On peut alors avoir recours à la contre-réaction sélective (montage Tellegen.

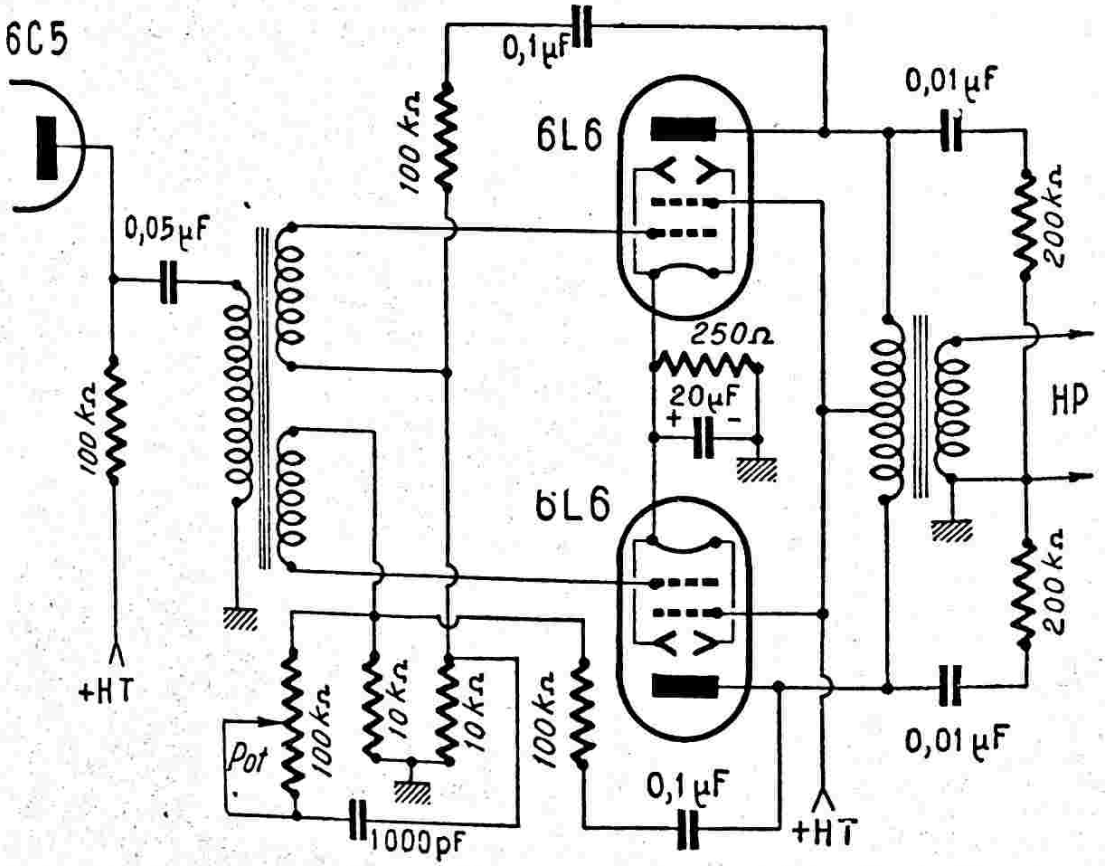



*Fig. IV-63*

fig. IV-62, mais qui présente quelques inconvénients ; voir plus haut), ou encore utiliser des circuits correcteurs, résonnants ou affaiblisseurs B.F. Ce sont ces derniers que nous allons étudier succinctement maintenant.

Un moyen simple pour favoriser les aiguës consiste à faciliter leur passage aux endroits où elles sont freinées par des résistances en série de forte valeur. C'est le cas du potentiomètre de réglage du gain B.F. au début de sa rotation. Il suffit alors de monter, comme l'indique la figure IV-64, une petite capacité au mica C de 10 à 30 pF entre l'entrée du potentiomètre et le curseur.

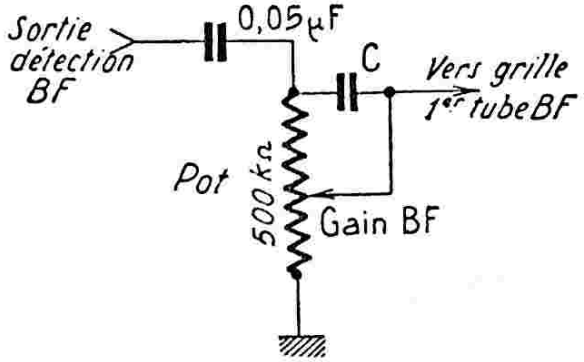



*Fig. IV-64*

Pour favoriser les graves, utiliser des condensateurs de liaison de forte valeur (0,1 µF) et des résistances de fuite de grille de la valeur maximum permise pour le type de tube (500 kΩ à 1 MΩ).

La correction de la baisse d'amplification sur les basses peut s'obtenir par une augmentation progressive automatique de l'impédance de plaque des tubes amplificateurs de tension. On introduit dans le circuit anodique du tube, avant la résistance de charge proprement dite, un circuit découpleur dont la capacité de fuite est faible (fig. IV-65). Sur les aiguës, C2 se comporte comme un court-circuit et la charge anodique est constituée par R1. Au contraire, sur les graves, la charge devient R1 + R2, le condensateur C2 étant pratiquement sans effet. Pour un tube 6C4, on a R1 = 50 kΩ ; R2 = 50 kΩ et R3 = 4.000 Ω. Pour un tube 6AV6, on a R1 = 100 kΩ ; R2 = 100 kΩ et R3 = 2.000 Ω. On obtient de bons résultats avec C2 présentant une capacité de 6.000 à 10.000 pF.

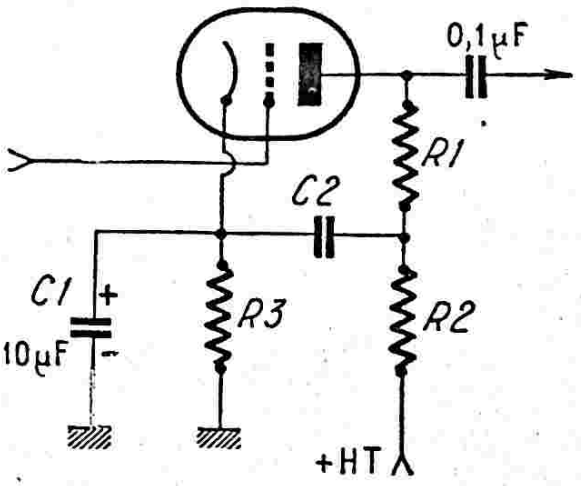



*Fig. IV-65*

Un système de résonateur B.F. apportant de l'ampleur sur les réceptions musicales (ce que l'homme de l'art appelle de l'alto) est schématisé sur la figure IV-66. Ce procédé nécessite l'emploi d'un potentiomètre spécial à prise.

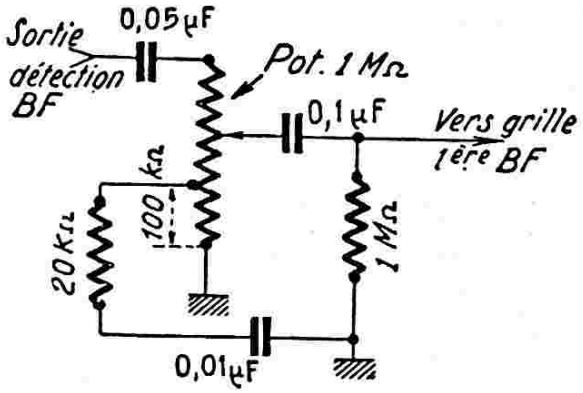



*Fig. IV-66*

La suppression du bourdonnement dans le cas de réception « parole », ou suppression des graves, est obtenue facilement en intercalant dans une liaison B.F. un condensateur de faible capacité (revoir la figure IV-54 et le texte s'y rapportant).

Voici, maintenant, le correcteur de Thomson, affaiblisseur de médiums excessivement énergique (fig. IV-67). C'est un système de liaison spécial s'intercalant entre le premier étage amplificateur de tension et l'étage suivant. La profondeur de l'affaiblissement se règle par le potentiomètre Pot. de 50 kΩ ; l'affaiblissement maximum est obtenu lorsque Pot. présente sa résistance minimum.

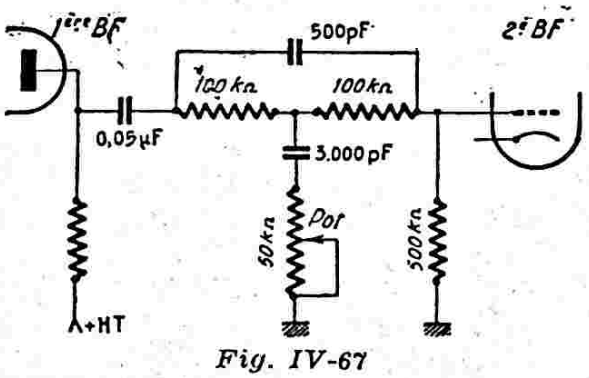



*Fig. IV-67*

Il a été fabriqué commercialement des blocs correcteurs B.F. (Oméga BF2, L.I.E. AC24, etc...) comportant plusieurs positions et qui permettaient de modifier la courbe de réponse de l'amplificateur sur lequel ils étaient montés. A titre d'exemple, la figure

IV-68 représente les réponses obtenues avec le bloc correcteur BF2. Ces blocs se montaient entre deux étages amplificateurs de tension.

Présentement, ces blocs ne sont plus très employés parce que présentant des corrections fixes, bien déterminées, et ne correspondant pas toujours à ce qui est souhaitable.

La figure IV-69 montre le schéma d'un bloc correcteur B.F. facilement réalisable par l'amateur. Il comporte 4 positions, à savoir :

1° Normale ; liaison directe ;

2° Grave ; liaison supprimant les aiguës ;

3° Parole ; liaison supprimant les graves ;

4° Musique ; liaison à travers un circuit affaiblisseur de médiums.

Par ailleurs, la figure IV-70 représente aussi un dispositif correcteur inter-étage, mais dispositif permettant le réglage séparé et progressif des graves et des aiguës.

La figure IV-71, enfin, nous montre une variante du montage précédent, c'est-à-dire toujours pour un réglage progressif et séparé des graves et des aiguës. Ce montage est très employé sur les amplificateurs B.F. modernes de qualité ; il s'installe entre les deux éléments d'un tube double-triode type 12AX7/ECC83. Les résultats obtenus à la

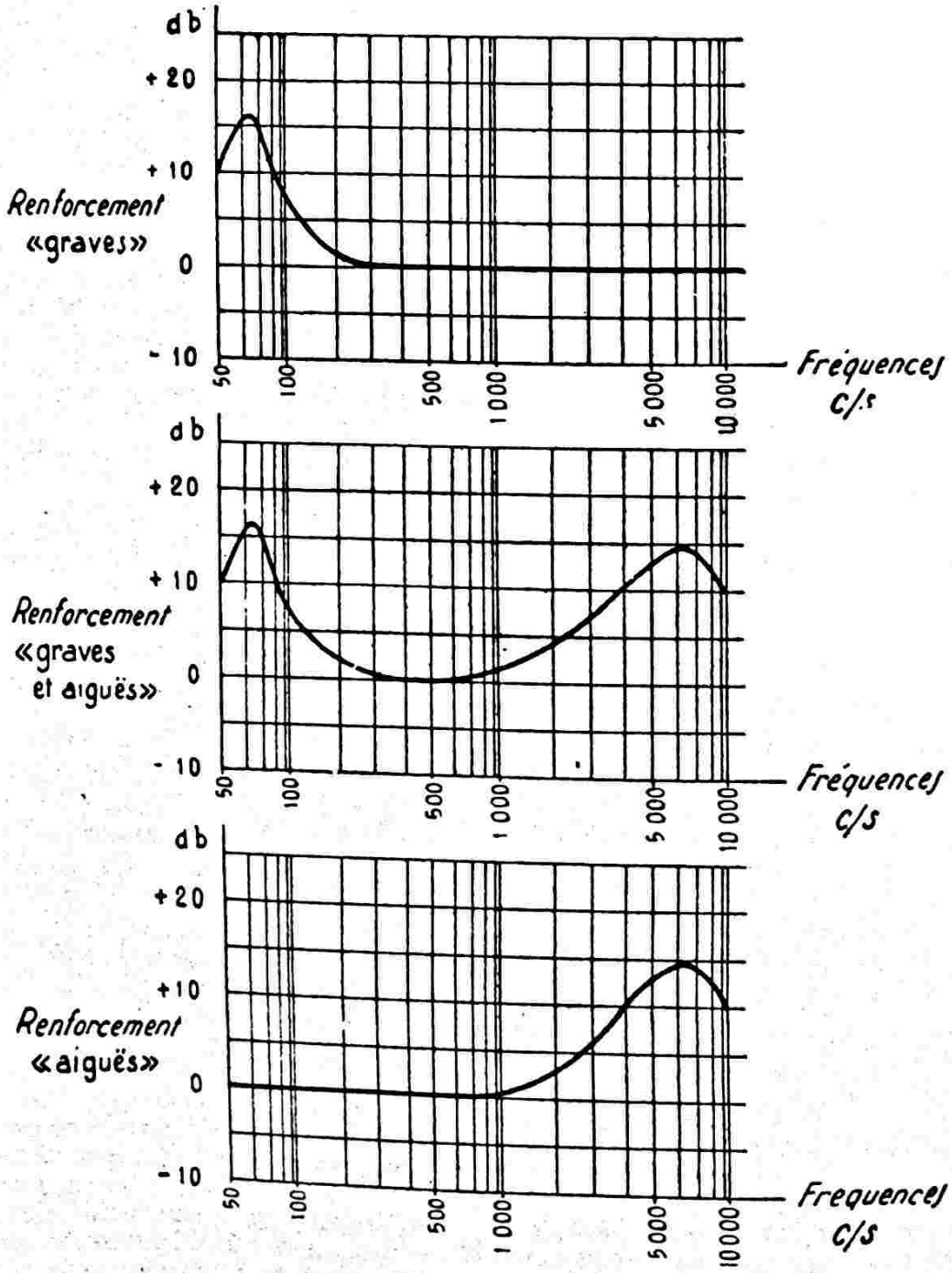



*Fig. IV-68*

sortie d'un amplificateur (Hi-Fi) équipé d'un tel correcteur sont représentés sur la figure IV-72. La courbe 1 indique la réponse amplitude-fréquence de l'amplificateur sans correction (positions neutres des

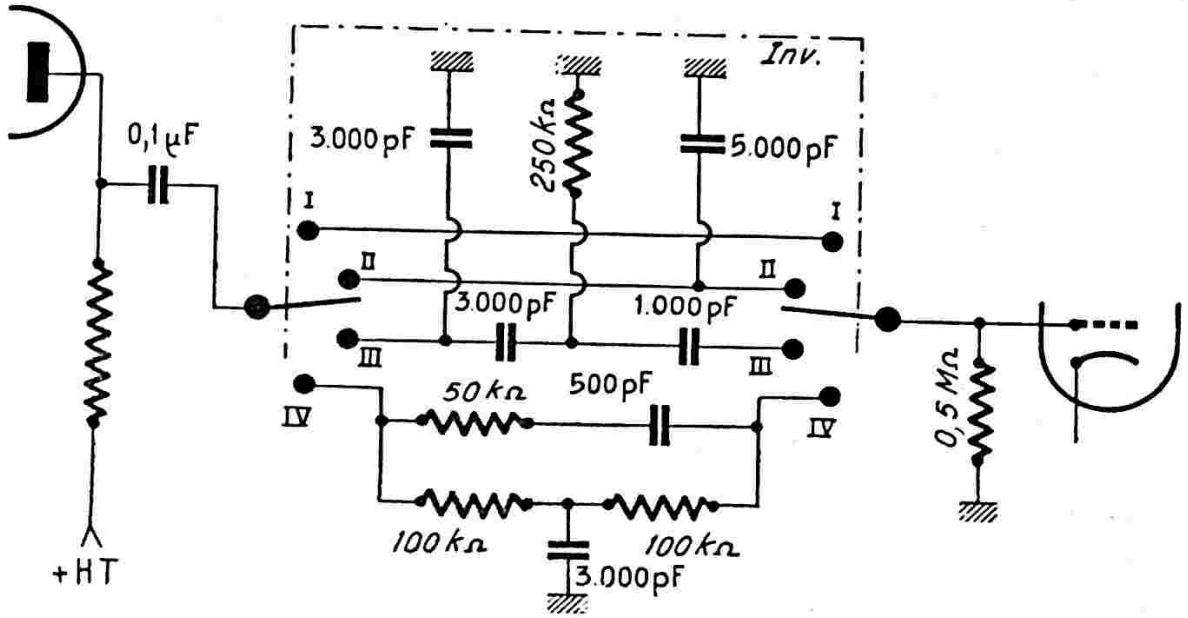



*Fig. IV-69*

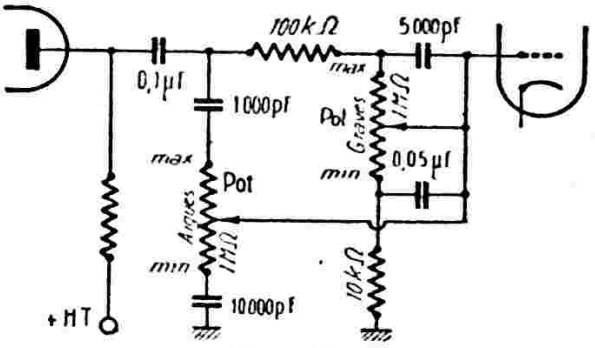



*Fig. IV-70*

potentiomètres $P_1$ et $P_2$). La courbe 2 représente la réponse lorsque les curseurs des potentiomètres $P_1$ et $P_2$ se trouvent respectivement en A et en C. Enfin, la courbe 3 indique la réponse de l'amplificateur lorsque les curseurs de $P_1$ et de $P_2$ sont respectivement en B et en D. Mais il va sans dire que hors ces extrêmes, toutes positions intermédiaires des curseurs des potentiomètres déterminent des courbes de réponse également intermédiaires de l'amplificateur. Naturellement, le réglage du volume sonore général de l'amplificateur est obtenu par un troisième potentiomètre (500 kΩ à 1 MΩ log.) que l'on monte, soit à l'entrée, soit à la sortie, du schéma de la figure IV-71.

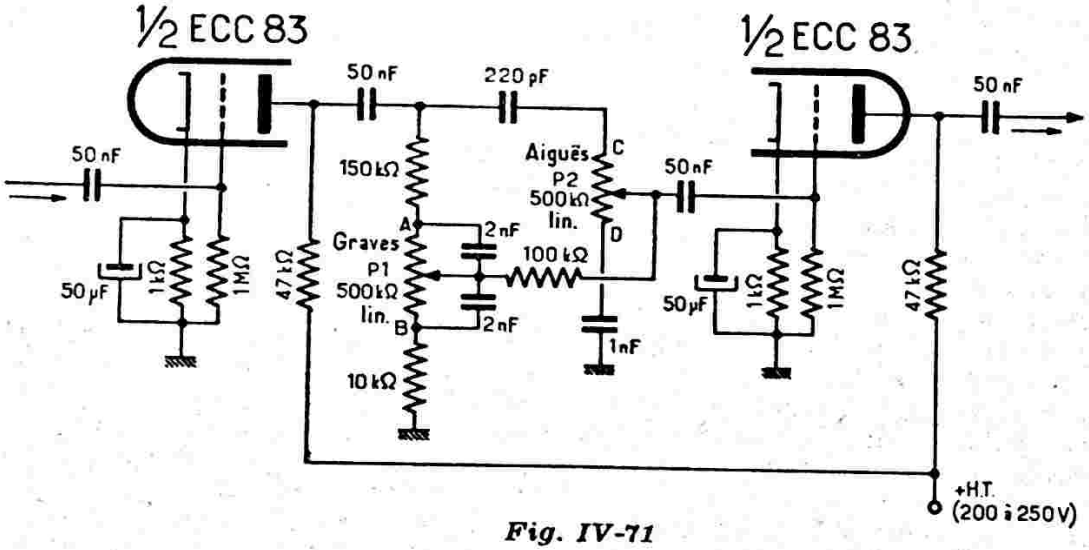



*Fig. IV-71*

⁂

Nous nous excusons d'avoir été aussi long avec ce paragraphe, mais il y a tant de choses à dire sur la B.F. !

Enfin, nous signalons que l'étude du gain d'un amplificateur B.F. (question importante dans le projet d'un émetteur) est faite au cours du chapitre XI réservé aux modulateurs.

## § 14. — Lampe de glissement

Il est particulièrement intéressant de se pencher un instant sur le montage d'une « lampe de glissement ». Ce montage permettant, comme son nom l'indique, de faire glisser volontairement la fréquence d'un circuit accordé, se retrouve dans de nombreux appareils récents : hétérodynes de mesure modulées en fréquence, récepteurs à contrôle visuel de bande, émetteurs modulés en fréquence, correcteurs automatiques de fréquence, etc. Son étude ne sera donc pas superflue. Dans un tube monté en lampe de glissement, on exploite l'effet Miller d'une façon particulière ; cet effet consiste dans le fait qu'entre cathode et grille d'un tube, il existe une capacité fictive égale au produit de la capacité grille-plaque par l'amplification de la lampe augmentée de 1. L'amplification dépendant de la pente, la capacité fictive d'entrée est fonction de la polarisation du tube.

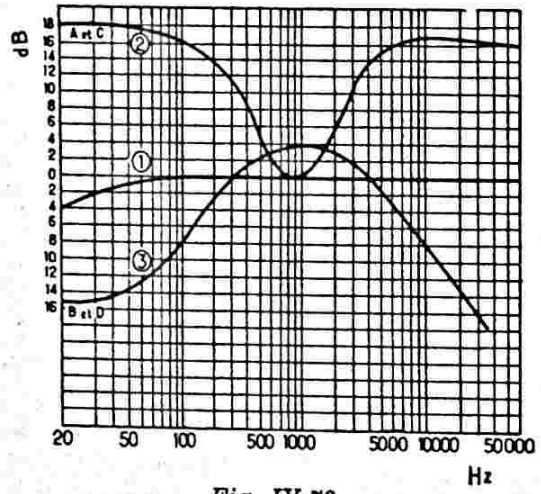



*Fig. IV-72*

C'est un phénomène très gênant dans bien des cas ; il cause les fameux glissements de fréquence, si ennuyeux dans les récepteurs ondes courtes dans lesquels le changement de fréquence se fait par un seul tube commandé par le V.C.A. !

Mais ici, ce glissement est mis à profit dans les appareils mentionnés plus haut ; on branche l'entrée d'une telle lampe en dérivation sur le circuit oscillant auquel on veut incorporer une dérive de fréquence. En fait, l'accord de ce circuit oscillant est rendu variable à la cadence d'une variation de tension grille du tube (variation de polarisation ou tension alternative appliquée sur ladite grille).

Nous donnons (fig. IV-73), un montage de lampe de glissement exploitant l'effet Miller — montage réalisé, par exemple, pour une hétérodyne de mesure modulée en fréquence. En *x*, on applique, pour créer le glissement suivant les besoins : une tension sinusoïdale, une tension en dents de scie (oscillations de relaxation), une modulation extérieure B.F., etc...

L.C. est le circuit accordé du tube oscillateur (non représenté).

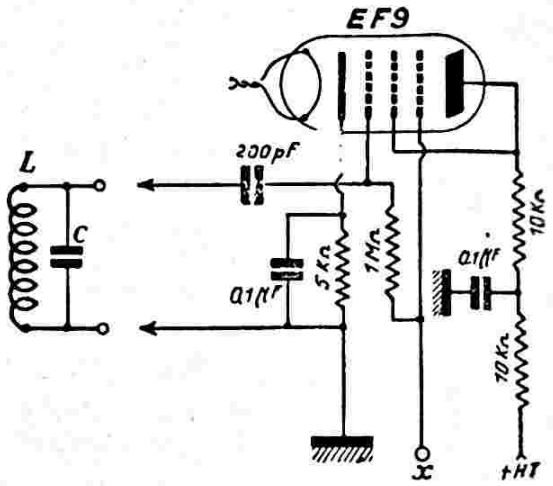



*Fig. IV-73*

Un autre montage de lampe de glissement est donné sur la figure IV-74. La tension H.F. développée aux bornes du circuit oscillant $L_1$-$C_1$ (tube oscillateur non figuré) provoque un courant à travers $R_1$ et $C_1$. Le condensateur $C_1$ est choisi de manière à présenter une impédance très faible par rapport à $R_1$. De ce fait, le

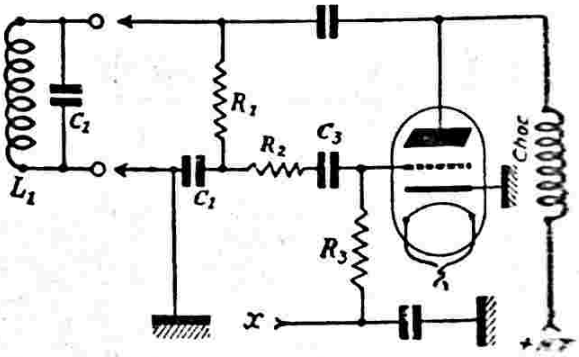



*Fig. IV-74*

courant circulant dans ce circuit est sensiblement en phase avec la tension aux bornes du circuit oscillant, mais la tension aux bornes de $C_1$ est déphasée de 90 degrés en arrière par rapport à la tension aux bornes de $L_1$-$C_1$. La tension grille est également déphasée de 90 degrés en arrière, si l'on fait l'impédance de $R_2$-$C_2$ négligeable par rapport à $R_2$. Le courant H.F. circulant dans le circuit anodique du tube étant en phase avec la tension grille, se trouve décalé de 90 degrés en arrière par rapport à la tension aux bornes de $L_1$-$C_1$. Par conséquent, notre montage peut être considéré comme une self-inductance placée en dérivation sur $L_1$-$C_1$. Or, l'intensité anodique dépendant de la polarisation grille, une variation de cette dernière entraîne une variation de la « self-induction équiva-

lente » et, en fin de compte, un glissement de fréquence de l'oscillatrice.

Il va sans dire que l'on peut établir des montages de lampe de glissement équipés avec des triodes, pentodes, heptodes, etc., tout en respectant les principes exposés ci-dessus.

## § 15. — Correcteurs de fréquence. Discriminateurs

Les techniciens se sont occupés depuis longtemps de la correction *automatique* de l'accord dans les récepteurs. Notons, à titre indicatif, les travaux effectués dans ce sens, en France vers 1935, par Marc Chauvierre. Mais le problème a reçu une solution élégante en 1936, par un montage dû aux ingénieurs S.-W. Seeley et D.-E. Forster de la R.C.A. Le dispositif permet, sur tout récepteur à changement de fréquence, de se placer exactement dans les conditions de l'accord exact (récepteur centré exactement sur l'onde porteuse), même si l'aiguille du cadran n'est pas franchement sur le repère, ou s'il se produit une dérive de fréquence de l'oscillateur local.

Le correcteur automatique d'accord comprend deux parties distinctes (fig. IV-75) :

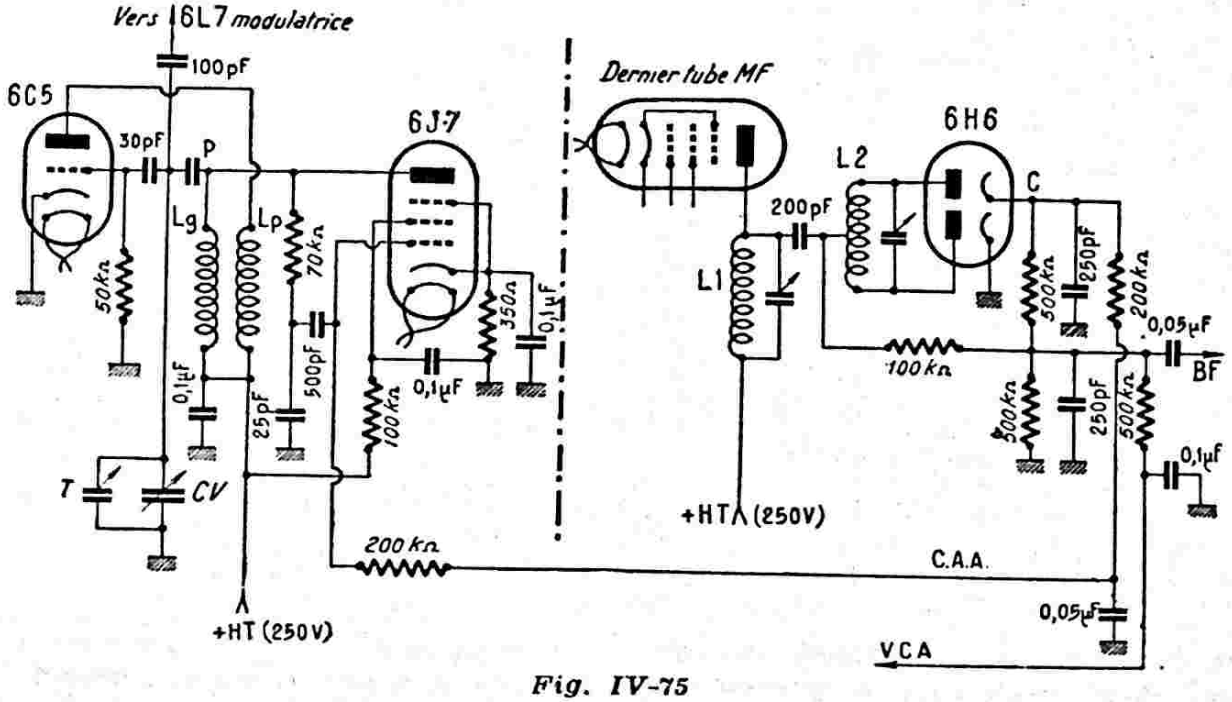



*Fig. IV-75*

1° Le *discriminateur*, à droite du trait mixte. Nous ne nous étendrons pas, ici, sur au point indiqué sur la figure IV-75 (en même temps que la C.A.V.), et non au point C, comme dans le cas de réception le fonctionnement de ce circuit. Nous renvoyons nos lecteurs au chapitre XVIII, § 3, réservé à la réception des ondes modulées en fréquence, où le discriminateur est alors utilisé comme démodulateur (ou détecteur). Mais, dans un récepteur destiné à l'écoute des ondes modulées en *amplitude*, et utilisant ce montage en vue de la commande automatique d'accord, il convient de préciser que les signaux B.F. destinés à être amplifiés sont disponibles d'ondes modulées en fréquence. Au point de vue fonctionnement, le reste est inchangé, à savoir qu'en C, nous disposons d'une composante continue variable en fonction des variations de fréquence. Cette tension continue est positive ou négative par rapport à la masse suivant le sens du désaccord (tension de commande automatique d'accord C.A.A.) ;

2° La *lampe de glissement* (tube 6J7, à gauche du trait mixte). Ce tube est monté en lampe à réactance (self-inductance variable) et commandé par la tension de C.A.A. sur sa grille 1. Monté en parallèle sur la bobine oscillatrice Lg, il corrige la fréquence des oscillations du tube oscillateur local 6C5, dans le sens voulu pour que la fréquence moyenne produite à la sortie de la lampe modulatrice soit constante, et égale à la fréquence de l'amplificateur M.F.

Sur la figure, nous n'avons représenté que les circuits ayant trait à la C.A.A., en excluant à dessein, pour simplification, l'étage convertisseur-modulateur et l'amplificateur M.F. On remarque que le montage des bobines oscillatrices est à modifier légèrement par rapport au schéma classique, afin de pouvoir utiliser la même source de tension anodique pour les tubes 6C5 et 6J7. T est le condensateur trimmer de l'oscillatrice ; P, le padding ; Lg, la bobine de grille oscillatrice accordée, et, enfin, Lp, la bobine plaque d'entretien.

Une grande efficacité de fonctionnement est relevée avec ce montage ; en effet, un désaccord de 7 kc/s à l'entrée du récepteur produit une dérive de 10 c/s seulement dans l'amplificateur M.F. ; alors que la même variation se traduit, évidemment, par une dérive de 7 kc/s également dans un convertisseur à tube oscillateur non corrigé.

Les récepteurs comportant un dispositif correcteur automatique d'accord sont assez peu répandus. Néanmoins, d'une part, il convient d'en connaître le principe, et, d'autre part, certains récepteurs prévus pour l'écoute des émissions à bande latérale unique font appel à ce système pour stabiliser la fréquence de l'oscillateur local (reconstitution de la porteuse) à partir de l'onde pilote transmise ; nous en reparlerons au cours du chapitre XIX.

## § 16. — Oscillateur d'étalonnage à cristal

Ne nous méprenons pas, il ne s'agit nullement d'un appareil de mesure, mais d'un simple circuit d'étalonnage qu'il est recommandé de monter directement sur le récepteur de trafic lui-même.

Beaucoup de récepteurs professionnels ou de trafic utilisent deux cadrans : l'un pour « amener » la bande, l'autre pour l'étalement de cette bande (recherche des stations) ; revoir §. 3. Afin de pouvoir utiliser l'étalonnage du cadran d'étalement, il faut évidemment régler *très exactement* le cadran principal. L'une des meilleures méthodes pour effectuer ce réglage, consiste à employer un indicateur oscillateur à quartz.

Outre l'utilisation ci-dessus, il est toujours intéressant de connaître avec précision, de pouvoir repérer rapidement et avec exactitude, l'extrémité des bandes attribuées aux amateurs.

Le schéma d'un tel oscillateur d'étalonnage à cristal, idéal de simplicité, est représenté sur la figure IV-76 ; le montage est peu encombrant et il peut trouver sa place sur tout récepteur de trafic. Il s'agit d'un classique oscillateur Pierce à quartz que l'on peut mettre en service, ou arrêter, à l'aide d'un interrupteur-tumbler *Int.* fixé sur le panneau avant de l'appareil. Un cristal de 3,5 Mc/s (que l'on peut trouver dans les surplus : SCR 274N) est employé dans ce montage. De toutes façons, il est aisé de se procurer un quartz de 3,5 Mc/s sur le marché courant.

L'oscillation fondamentale et les harmoniques rayonnées indiquent avec précision les limites de bandes suivantes : 3, 5 - 7 - 14 - 21 et 28 Mc/s (voir fig. XXII-1).

## § 17. — La lampe de silence ou « squelch-circuit »

Lorsque, dans un poste muni d'une commande automatique de volume, et encore mieux dans un récepteur à commande automatique de volume différée, aucun signal n'existe aux bornes du secondaire du dernier transformateur M.F. précédant la détection, la sensibilité du récepteur est maximum ; en fait, dans ces conditions, les tubes H.F. et M.F. ne reçoivent aucune tension négative de « freinage » sur leur grille de commande, tension négative issue du dispositif de C.A.V. De cette sensibilité exacerbée résulte un bruit de fond considérable dû à l'amplification et à la détection des parasites de toutes sortes : parasites d'origine extérieure, ainsi que le souffle des tubes amplificateurs H.F. et changeur de fréquence. Ce dernier bruit-parasite (souffle des circuits amplificateur H.F. et changeur de fréquence est surtout très gênant, parce que relativement important, dans les récepteurs V.H.F.

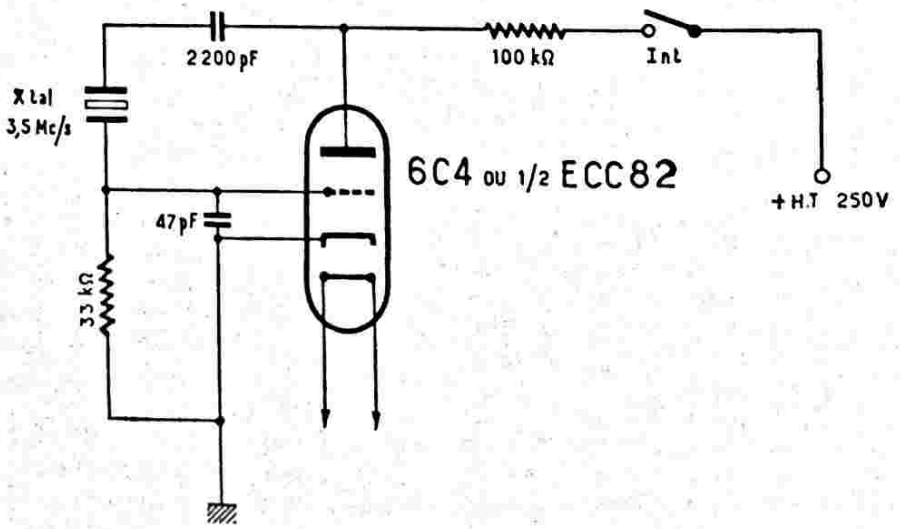



*Fig. IV-76*

Il y a donc intérêt, pour le confort de l'écoute en l'absence de signal reçu, à « couper » la sensibilité du récepteur et à ne faire apparaître cette sensibilité que lorsqu'un signal supérieur à une certaine valeur apparaît sur le circuit détecteur.

De tels circuits doivent, bien entendu, être déclenchés automatiquement. Ces dispositifs s'appellent « accord silencieux » ou « squelch-circuit » ; l'expression américaine « squelch » est d'ailleurs très imagée, car elle correspond très exactement ici à l'expression familière « couper le sifflet ».

Le principe de la méthode est simple : Il se ramène à « bloquer » un tube de la partie amplificatrice B.F. (généralement, le premier tube B.F.) lorsque la composante continue de la tension détectée est inférieure à une certaine valeur correspondant au maximum de sensibilité que l'on ne désire pas dépasser.

Plusieurs montages de « circuit silencieux » ont été proposés. Certains utilisent un relais électromagnétique court-circuitant le canal B.F. : ce relais est commandé par une lampe, elle-même commandée par la C.A.V. du récepteur. D'autres montages sont entièrement électroniques, et ce sont deux circuits de ce genre, très simples, que nous allons décrire dans les lignes suivantes.

Le premier de ces dispositifs silencieux est représenté sur la figure IV-77 ; il ne nécessite l'adjonction que d'un seul tube pentode à pente fixe, en l'occurrence un EF86 sur notre schéma. Le tube triode V est le tube du premier étage amplificateur B.F. ; ce peut être un 6C5, un 6J5, un 6C4, un 12AU7, etc... Le fonctionnement du circuit est le suivant :

En l'absence de signal, le récepteur ne produit aucune tension négative de C.A.V. La grille de commande du tube EF86 n'est donc pas polarisée, et ce tube consomme un courant anodique relativement important en produisant une forte chute de tension à travers la résistance $R_1$. La grille du tube V (amplificateur B.F.) est alors fortement négative *par rapport à sa cathode ;* ce tube se trouve ainsi bloqué (polarisation de cut-off) et aucun signal B.F. ne passe.

Lorsqu'un signal est reçu, une tension négative de C.A.V. apparaît ; le tube EF86 consomme moins... voire ne consomme plus. La consommation du tube V redevient normale ; ce dernier tube est débloqué et amplifie normalement le signal B.F.

En réglant la tension d'écran du tube EF86, par le potentiomètre *Pot* (10 kΩ, bobiné, linéaire), on modifie le point de cut-off de ce tube, ce qui permet d'ajuster la sensibilité du circuit, ou plus exactement, le point à partir duquel on désire obtenir l'effet de silence.

Le second montage proposé de circuit silencieux est représenté sur la figure IV-78. Il utilise un tube double triode type 12AX7 (ECC83) que l'on peut monter aux lieu et place du tube premier amplificateur B.F. du récepteur. Dans ce montage, un élément triode fonctionne en amplificateur B.F., et l'autre élément triode en lampe de silence.

Le condensateur de 10 000 pF monté entre anode et grille du tube de silence exige un diélectrique parfait (sans fuite) ; nous monterons donc un condensateur type céramique (modèle disque).

Un potentiomètre au carbone de 1 MΩ à variation linéaire permet l'ajustage du seuil à partir duquel on désire obtenir l'effet de silence.

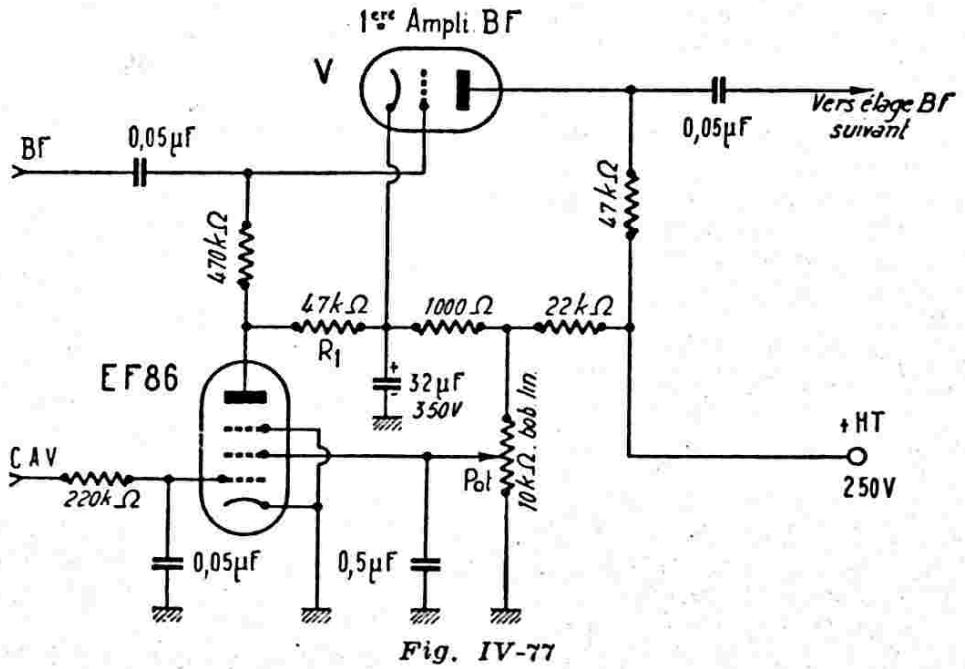



*Fig. IV-77*

La capacité de 10 000 pF entre anode et grille présente une faible impédance aux signaux B.F., et de ce fait, la section triode du « silencer » fonctionne comme une diode virtuelle. Cette disposition fait que cette lampe peut présenter une résistance interne très faible. En outre, le condensateur de 0,1 µF dérivé en parallèle sur la résistance de fuite de 470 kΩ de la triode B.F., présente une impédance extrêmement faible aux signaux basse fréquence.

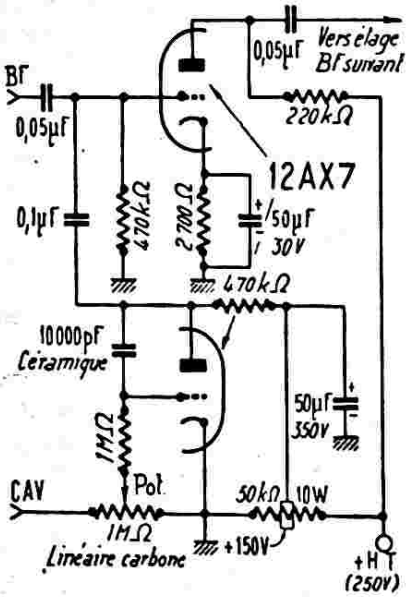



*Fig. IV-78*

Lorsque la tension de C.A.V. appliquée au tube de silence est suffisante, il est au « cut-off » et présente une forte impédance; le dispositif est sans effet. Au contraire, si la tension de C.A.V. est insuffisante, le tube présente une impédance faible ; l'ensemble « tube de silence + condensateur 0,1 µF » se comporte comme un shunt de faible valeur, presque comme un court-circuit, pour les signaux arrivant sur la grille de la triode B.F.

L'avantage de ce dernier montage est sa grande simplicité : peu de matériel et peu de place nécessaire. La tension d'alimentation anodique du tube de silence doit être de 150 V et être très stable. On l'obtient à l'aide d'une résistance de 50 kΩ 10 W à collier montée en diviseur de tension entre + HT et masse. Si le récepteur comporte un tube régulateur de tension à gaz (150 V) pour l'oscillatrice H.F. par exemple, on pourra dériver cette tension anodique pour le tube de silence à partir du tube régulateur.

Précisons que les dispositifs silencieux ne diminuent absolument pas la *sensibilité réelle* des récepteurs.

Dans un récepteur de trafic très sensible, le souffle et les bruits parasites ont, en l'absence de signal reçu, un niveau sonore très élevé. L'écoute, *particulièrement sur V.H.F.*, où les stations sont peu nombreuses, peut être rendue, de ce fait, très pénible. C'est la raison pour laquelle le montage d'un circuit silencieux est tout à fait indiqué et recommandé sur les récepteurs de trafic V.H.F. D'ailleurs, tous les récepteurs de trafic V.H.F. de classe comportent un « squelch-circuit » d'origine. Un exemple est donné dans cet ouvrage avec le récepteur V.H.F. professionnel type R28-ARC — bande 100/156 MHz décrit au chapitre XV, § 3-D, pour le trafic « amateurs » bande 144/146 MHz. Examinons la figure XV-9-1 se rapportant à ce récepteur : La lampe de silence est la partie triode de droite du tube V 106 ; elle agit sur la triode de gauche de ce même tube fonctionnant en première amplificatrice B.F. Le réglage du seuil du « silencer » est effectué par le potentiomètre R 167 de 250 kΩ linéaire, l'interrupteur Int.1 étant fermé.

## § 18. — Souffle ; bruit de fond. Sensibilité

La *sensibilité utilisable* d'un récepteur est une notion extrêmement importante ; cependant, elle reste assez nébuleuse dans beaucoup d'esprits parce qu'elle a rarement fait l'objet d'une définition bien précise.

La *sensibilité* (tout court) d'un récepteur est, par contre, l'une de ses caractéristiques bien définie : C'est le nombre de microvolts qu'il convient d'appliquer à l'entrée du récepteur pour obtenir une puissance modulée de 50 milliwatts en sortie.

Malheureusement, ceci n'est pas totalement satisfaisant. Dans la notion de *sensibilité utilisable*, il convient de faire intervenir en outre le rapport « signal/souffle ». En effet, à quoi servirait d'obtenir une amplification considérable pour la réception des signaux faibles, si ces derniers sont noyés dans le souffle ou les bruits de fond divers et sont, de ce fait, inutilisables ? Mais alors, d'où provient le bruit de fond ?

Nous pouvons classer les bruits indésirables dans deux grandes catégories :

a) Les bruits extérieurs au récepteur tels que des parasites atmosphériques, les parasites d'origine industrielle ou ménagère, et le souffle interstellaire (ou bruits cosmiques).

b) Les bruits propres au récepteur qui sont d'origine thermique et sont produits par l'antenne, les circuits et les lampes.

Contre les bruits extérieurs, nous ne pouvons rien, et ils ne dépendent pas des qualités (ou des défauts) du récepteur. En première analyse, nous pouvons débrancher l'antenne de notre récepteur ; nous éliminons ainsi les sources de bruits extérieurs. Le bruit de fond qui subsiste alors dans ce

conditions peut être considéré comme étant généré par le récepteur proprement dit (le souffle d'origine thermique propre à l'antenne étant ainsi également éliminé).

Nous allons donc nous arrêter plus longuement sur les bruits propres au récepteur, bruits sur lesquels nous pouvons agir... dans la mesure des possibilités de la technique. Précisons en passant que l'étude qui va suivre s'applique à tous les récepteurs : récepteurs ordinaires, récepteurs de trafic, récepteurs F.M., récepteurs V.H.F. et U.H.F., téléviseurs. Néanmoins, il faut admettre que la notion de sensibilité utilisable, c'est-à-dire de rapport « signal/souffle », revêt un caractère de plus en plus important au fur et à mesure que la fréquence de fonctionnement du récepteur augmente.

●

Le souffle thermique généré par l'antenne, les circuits et les tubes, est produit par l'agitation des électrons (infinité de petites charges électriques contenues dans la matière) ; cette agitation désordonnée est d'autant plus importante que la température de la matière est élevée, et elle ne cesse qu'au zéro absolu (— 273°).

Une formule permet de calculer la tension de souffle aux bornes d'une résistance. Cette formule due à Nyquist, est la suivante :

$$E = \sqrt{4\,k\,T\,R\,B}$$

formule dans laquelle nous avons :

E = valeur efficace de la tension de souffle ;

k = constante de Boltzmann ($1{,}374 \times 10^{-23}$) ;

T = température absolue en degrés Kelvin (c'est-à-dire température centigrade + 273) ;

B = bande passante de l'appareil en Hz.

Précédemment, nous avons dit que le souffle propre du récepteur provenait de l'antenne, des circuits et des lampes (circuits et lampes, au pluriel). Il est évident que tous les étages du récepteur contribuent au souffle total. Mais pratiquement, le souffle dû à l'antenne et le souffle du premier étage (généralement, étage amplificateur H.F.) sont très nettement prédominants. En fait, les tensions de souffle de l'antenne, du premier circuit d'accord et de la lampe se trouvent appliquées à la grille de ce premier tube, amplifiées par lui, puis appliquées à la grille du tube du second étage avec une amplitude importante (le souffle étant amplifié exactement comme les signaux désirés). La puissance de ce souffle sera nettement plus grande que la puissance du souffle généré par le second étage ; ce dernier souffle devient alors négligeable.

En effet, on démontre que si $F_1$ est le facteur du bruit du premier étage, $F_2$ celui du second étage, G le gain réel fourni par le premier étage, le facteur de bruit $F_t$ de l'ensemble des deux étages est :

$$F_t = F_1 + \left( \frac{F_2 - 1}{G} \right)$$

Prenons un exemple dans lequel nous avons :

Facteur de bruit du premier étage $F_1 = 3$.

Facteur de bruit du second étage $F_2 = 4$.

Amplification fournie par le premier étage = 20.

Le facteur de bruit total $F_t$ des deux étages sera :

$$F_t = 3 + \left( \frac{4 - 1}{20} \right) = 3{,}15$$

Pour le récepteur idéal, ne produisant aucun souffle, le facteur de bruit serait 1. Le facteur de bruit est donc d'autant plus grand que le récepteur considéré s'éloigne du récepteur idéal.

Revenons à notre exemple. Partant d'un facteur de bruit de 3 pour notre étage d'entrée, nous voyons que le facteur de bruit total après le second étage n'a pas tellement augmenté, puisqu'il n'est que de 3,15 ; et ce, même avec un second étage ayant un facteur de bruit de 4, donc plus mauvais que celui de l'étage d'entrée.

Cependant, de l'examen de la formule précédente, il découle que plus l'amplification fournie par l'étage d'entrée sera faible, plus le souffle généré par le second étage se fera sentir ; il faudrait alors chercher à obtenir également pour ce second étage le facteur de bruit aussi faible que possible. Cette remarque prend généralement toute sa valeur sur U.H.F. (fréquences supérieures à 300 MHz).

Cette dernière considération particulière mise à part, il apparaît donc que c'est l'étage d'entrée du récepteur qui détermine essentiellement le facteur de bruit de l'appareil. D'ores et déjà, il faut que le lecteur soit bien persuadé que, le souffle une fois mélangé au signal, plus *rien* ne pourra être fait pour les séparer. Le rapport « signal/souffle », la sensibilité utilisable d'un récepteur, est donc une caractéristique essentielle, extrêmement importante, qui ne dépend que de l'étage d'entrée. Cette caractéristique pourra être altérée par l'étage changeur de fréquence, par exemple, faisant suite (cas d'une injection d'oscillation trop forte, notamment) ; mais on ne pourra plus l'améliorer. Tous nos efforts devront donc tendre à réaliser un étage amplificateur d'entrée aussi efficace que possible, et au souffle minimum.

Avant d'examiner ce que nous pouvons faire dans ce sens (conception, choix du

matériel, réalisation pratique), précisons que nous verrons plus loin comment on mesure le facteur de bruit d'un récepteur.

●

**Souffle de l'antenne.**

A sa fréquence de résonance, une antenne peut être considérée comme une résistance pure égale à la résistance de rayonnement (75 Ω dans le cas d'un dipôle simple). Il est alors possible, pour calculer la tension de souffle, d'appliquer la formule de Nyquist vue précédemment :

$$E = \sqrt{4\,k\,T\,R\,B}$$

Chacune de ces grandeurs étant parfaitement définies, nous ne pouvons pratiquement pas intervenir dans cette source de bruit.

**Souffle du circuit d'entrée.**

Un circuit d'accord composé d'une bobine L en parallèle avec un condensateur C se comporte, à la résonance, comme une résistance pure de valeur :

$$R = 2\,\pi\,f\,L\,Q$$

f étant la fréquence et Q le facteur de surtension.

Il est donc encore possible ici d'appliquer la formule de Nyquist pour calculer la tension de souffle. Et l'on s'aperçoit aisément que la source de bruit sera d'autant plus grande que le circuit sera meilleur !

Mais attention ! Ce circuit d'accord ne peut pas être considéré comme isolé, comme étant seul : il est associé obligatoirement au tube amplificateur d'entrée. C'est ce que nous montre le schéma bien connu de la partie gauche de la figure IV-79. Essayons maintenant de représenter différemment ce même schéma ; voir partie droite de la figure.

Le souffle produit par l'antenne peut être considéré comme issu d'un petit générateur $E_{SA}$ en série avec une résistance $nR$ (R pour la résistance de l'antenne, et $n$ à cause du rapport élévateur d'impédance de $L_1$ $L_2$). Un signal incident reçu est représenté par le générateur $E_i$.

Le circuit d'accord $L_2$ C.V. est représenté par une résistance $R_{CA}$, et son souffle par le générateur $E_{CA}$.

Quant au tube T, son impédance d'entrée est schématisée par la résistance $Z_e$, et sa tension de souffle propre par le générateur $E_t$. La notion d'impédance d'entrée du tube (variable avec la fréquence), ainsi que son souffle propre, seront examinés plus loin. Remarquons cependant, d'ores et déjà, que le petit générateur $E_t$ représentant la tension de souffle du tube, est pratiquement indépendant du reste du circuit. En effet, quelles que soient les caractéristiques des autres éléments connexes, la puissance de souffle produite par un tube amplificateur garde une valeur immuable. Cette dernière est déterminée par la *résistance équivalente de souffle* du tube considéré, et c'est une constante.

Nous voyons aussi que $Z_e$ (impédance d'entrée du tube à la fréquence considérée) est en parallèle sur $R_{CA}$ (impédance du circuit d'accord). L'effet $Z_e$ est donc de diminer l'impédance du circuit d'accord, et ce d'autant plus que $Z_e$ est faible. Cet effet

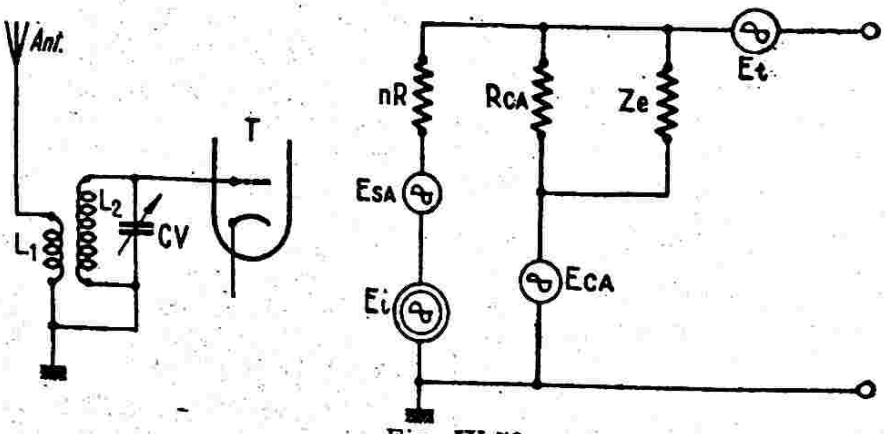



*Fig. IV-79*

est donc néfaste puisqu'il y a amortissement du circuit d'accord, donc réduction de son cœfficient de surtension et moindre sélectivité. Ce point de vue est surtout valable sur ondes décamétriques. Sur V.H.F., au contraire, l'effet d'amortissement provoqué est bien souvent recherché puisqu'il se traduit par une augmentation de la bande passante. Mais, comme d'autre part, le cœfficient de surtension du circuit d'accord se trouve réduit, la tension de souffle $E_{CA}$ de ce circuit va être diminuée à son tour. Comme on le voit, tout se tient, et souvent il faut choisir un compromis. Encore que ce ne soit pas tout !

En effet, les résistances en parallèle $Z_e$ et $R_{CA}$ peuvent être remplacées par une résistance unique $R_r$ pour la commodité de

la discussion. Cette résistance résultante à pour valeur :

$$\frac{R_{CA} \times Z_e}{R_{CA} + Z_e}$$

Pour les générateurs $E_{SA}$ et $E_I$ de résistance inverse $nR$, la charge, l'utilisation, est constituée par la résistance résultante $R_r$. Or, un générateur fournit sa puissance maximum lorsque sa charge est égale à sa résistance interne. L'obtention du signal maximum sur la grille du tube sera pour un couplage d'antenne tel que $nR = R_r$. *Mais*, dans ces conditions, la puissance du souffle du circuit accordé sera évidemment égale à la puissance du souffle de l'antenne.

D'un autre côté, si nous pouvons faire $R_r$ très grand (donc $R_{CA}$ et $Z_e$ de valeurs élevées), son action sera négligeable sur $nR$.

Simultanément, si $nR$ est grand pour que la tension de souffle de l'antenne à ses bornes soit nettement plus importante que la tension de souffle du tube, le souffle total du récepteur proviendra presque exclusivement de l'antenne, et ledit récepteur tendra vers le récepteur idéal avec facteur de bruit de 1. Ceci sera d'autant plus facile à approcher que la fréquence de fonctionnement sera faible.

En résumé, le couplage d'antenne donnant le signal maximum sur la grille du du tube d'entrée n'est pas celui donnant le meilleur rapport « signal/souffle ». En effectuant un couplage *plus serré*, on obtient peut-être une tension moindre sur la grille, mais une meilleure sensibilité *utilisable* pour l'ensemble du récepteur.

Obtenir le meilleur rapport « signal/souffle » possible dans l'étage d'entrée, c'est cela uniquement qui doit faire l'objet de toute notre attention ; car, nous l'avons dit, ce rapport ne pourra plus être amélioré par la suite. Quant au gain, à l'amplification globale du récepteur, nous avons, au contraire, toute la possibilité d'atteindre la valeur souhaitée, par les étages faisant suite.

A vrai dire, seule une judicieuse expérimentation avec mesures du facteur de bruit dans chaque cas, permet de déterminer le couplage optimum sur le circuit d'accord d'entrée. La mesure du facteur de bruit sera vue ultérieurement.

En outre, la théorie l'indique et la pratique le confirme : les solutions à envisager pour le choix du tube amplificateur de l'étage d'entrée sont différentes selon qu'il s'agit d'un récepteur pour ondes décamétriques ou d'un récepteur fonctionnant sur V.H.F. C'est cette question que nous allons aborder maintenant.

Comme nous l'avons dit, le tube amplificateur H.F. monté à l'entrée, est une des sources principales de bruit de fond dans un récepteur. Dans une lampe, le bruit provient en majeure partie des deux causes suivantes :

a) l'émission électronique discontinue de la cathode ,

b) l'influence du temps de transit des électrons dont la gêne augmente avec la fréquence des signaux à amplifier (cas des V.H.F. et U.H.F.).

Parlant du courant électronique émis par une cathode, on le considère comme étant continu ; il s'agit là du courant *moyen*. En réalité, par la nature même du phénomène émissif, les électrons ne s'échappent pas d'une façon régulière. Si l'on pouvait dilater l'échelle des temps, on constaterait que cette émission est continuellement variable ; durant des intervalles très courts et égaux, on verrait que le nombre d'électrons émis n'est pas constant. On peut encore dire que tout se passe comme s'il y avait superposition d'un courant moyen et d'un courant alternatif composé de toutes les fréquences comprises entre zéro et l'infini (théoriquement).

C'est ce courant fluctuant qui, après amplification, produit ce bruit de fond particulier appelé « effet de grêle » ou « effet de grenaille » étudié par Schottky dès 1918. Notons immédiatement que cet effet est Indépendant de l'effet thermique dû au circuit d'accord d'entrée, il suffit d'ailleurs pour l'évaluer seul de court-circuiter le circuit d'accord.

Pour étudier l'effet de grenaille, il faut évaluer le courant fluctuant ; mais les composantes de ce courant ayant des amplitudes, des fréquences et des phases constamment variables, on ne peut qu'évaluer la puissance moyenne du bruit, ou une quantité qui lui est proportionnelle : par exemple, le carré du courant efficace de bruit moyen. En outre, dans le cas des lampes à plus de trois électrodes, on est obligé de tenir compte de la répartition du courant entre les diverses grilles ou écrans (le courant fluctuant étant fonction des intensités dans ces électrodes) ; les formules auxquelles on aboutit sont alors assez complexes. C'est la raison pour laquelle on préfère faire appel à la notion de « résistance équivalente de souffle ».

**La résistance équivalente de souffle.**

Le souffle produit par l'antenne et le circuit d'entrée étant fonction de leur résistance. il a semblé commode également de comparer le souffle donné par un tube à celui produit par une résistance. En effet, pour évaluer les bruits dus à l'effet de grenaille sans faire intervenir les divers courants fluctuants, ni la largeur de bande, on a imaginé de substituer à la lampe, une résistance imaginaire qui, placée à l'entrée

du récepteur, produirait à la température ambiante normale de 17° C par effet thermique, le même bruit que la lampe par effet de grenaille. C'est cette résistance fictive qui porte le nom de « résistance équivalente de souffle » R eq.

Cette résistance équivalente est souvent indiquée par les fabricants dans la publication des caractéristiques des tubes. De plus, des formules simples permettent de la calculer, le cas échéant. L'unanimité des techniciens n'est pas faite autour de ces formules ; néanmoins, celles que nous indiquons ci-dessous sont généralement admises et donnent, en tous cas, un ordre de grandeur largement suffisant pour les besoins de la pratique :

a) *Diode* dont le courant est limité par la charge d'espace :

$$R\ eq = \frac{0{,}033}{I_a}$$

(Formule valable avec cathode à chauffage indirect avec température de l'ordre de 1 000° K).

b) *Diode saturée :*

$$R\ eq = \frac{0{,}05}{I_a}$$

(Nous savons qu'une diode n'est pas un tube amplificateur ; mais ces formules sont intéressantes à connaître, notamment pour la conception d'un générateur de bruit à diode saturée).

c) *Triode amplificatrice :*

$$R\ eq = \frac{2{,}5}{S}$$

(Formule valable avec cathode à chauffage indirect avec température de l'ordre de 1 000° K ; cette remarque est également valable pour toutes les formules qui vont suivre).

d) *Triode mélangeuse :*

$$R\ eq = \frac{4}{S_c}$$

e) *Pentode amplificatrice :*

$$R\ eq = \frac{I_a}{I_a + I_e}\left(\frac{2{,}5}{S} + \frac{20\,I_e}{S^2}\right)$$

f) *Pentode mélangeuse :*

$$R\ eq = \frac{I_a}{I_a + I_e}\left(\frac{4}{S_c} + \frac{20\,I_e}{S_c^2}\right)$$

g) *Changeuse de fréquence multigrille :*

$$R\ eq = \frac{19\,I_a\,(I_k - I_a)}{S_c^2\,I_k}$$

Dans tous les cas, nous avons :

R eq = résistance équivalente en ohms ;

$I_a$ = intensité anodique en ampère ;

S = pente en ampère par volt ;

$S_c$ = pente de conversion en ampère par volt ;

$I_e$ = intensité d'écran en ampère ;

$I_k$ = intensité de cathode en ampère.

Pour la conception d'un montage, il est évidemment intéressant de pouvoir comparer les valeurs des résistances équivalentes de souffle, ainsi que les pentes des lampes usuelles.

C'est le but du tableau ci-dessous :

| Amplificatrices *triodes* | R eq. en Ω | Pente en mA/V |
|---|---|---|
| 6C4 | 1140 | 2,5 |
| 6F4 | 430 | 5,8 |
| 6J4 | 210 | 11 |
| 1/2 6J6 | 470 | 5,3 |
| 1/2 6SN7/ECC40 | 960 | 2,6 |
| 1/2 7F8 | 440 | 6 |
| 9002 | 1140 | 2,2 |
| 1/2 ECC81 | 440 | 5 |
| 1/2 ECC88/ ECC189 | 275 | 12,5 |
| 6AC7 en triode | 220 | 10 |
| 6AK5 en triode | 385 | 5 |

| Amplificatrices *pentodes* | R eq. en Ω | Pente en mA/V |
|---|---|---|
| 6AC7/1852 | 720 | 9 |
| 6AG5 | 1640 | 5 |
| 6AK5 | 1880 | 5,5 |
| 6BA6 | 4000 | 4,4 |
| 6SG7 | 4000 | 4 |
| 6SH7 | 2850 | 4,9 |
| 6SK7 | 10500 | 2 |
| 9003 | 6600 | 1,8 |
| EF50/6AB7/1853 | 1400 | 6 |
| EF42 | 840 | 9 |
| EF80/6BX6 | 1200 | 7 |
| EF85/6BY7 | 1400 | 6 |
| EF184 | 400 | 15 |

L'examen de ce tableau montre que les triodes, ou les pentodes connectées en triodes, sont les plus intéressantes au point de vue « bruit ». Le revers de la médaille est la nécessité de réaliser un neutrodynage pour obtenir un fonctionnement stable de l'amplificateur. On sait que cet inconvénient disparaît avec les pentodes. Mais les pentodes ont généralement une résistance équivalente de souffle plus élevée. On note cependant la résistance de souffle relativement basse de certaines pentodes modernes. Ces pentodes sont donc très intéressantes si, par ailleurs, elles présentent une pen

élevée, elles pourront éventuellement être retenues pour certains récepteurs V.H.F.

La résistance équivalente de souffle est une grandeur bien définie pour un type de tube donné et aux conditions normales d'emploi indiquées. L'examen des formules, donnant la valeur de la résistance équivalente de souffle montrent que dans le cas de la triode, on peut obtenir une réduction du bruit par diminution du courant anodique. Il est cependant évident que cette diminution entraîne simultanément une réduction de l'amplification et que l'on ne saurait aller très loin dans cette voie ; on pourra donc éventuellement rechercher, par essais successifs de réduction de la tension anodique, les meilleures conditions de fonctionnement.

Dans le cas des lampes pentodes, la formule montre que la résistance équivalente de souffle croît lorsque le courant d'écran augmente ; il y a donc intérêt à réduire ce courant le plus possible :

a) lors de la construction du tube en étudiant tout particulièrement son architecture interne dans ce sens ;

b) lors de l'utilisation, mais comme précédemment sans trop altérer l'amplification.

Pour le calcul du souffle d'un tube, nous avons déjà considéré que ce souffle pouvait être généré par une source fictive représentée par $E_t$ sur la figure IV-79, source intercalée en série entre le circuit accordé d'entrée et l'électrode d'entrée du tube (la grille, sur notre figure). La tension en volts efficaces du souffle peut être calculée par la formule :

$$E_t = \sqrt{1{,}6 \times 10^{-20} \times R\,eq \times B}$$

(mêmes symboles et unités que dans nos précédentes formules).

il y a d'autres facteurs qu'il convient de ne pas négliger.

**Tension de bruit induite sur la grille.**

Nous avons vu que le flux d'électrons émis par la cathode était discontinu et qu'on pouvait le décomposer en un courant constant et en un *courant fluctuant*. Ce courant fluctuant qui s'accompagne d'un champ magnétique variable, passe évidemment au voisinage de la grille de commande avant d'atteindre éventuellement l'écran (pentode) et en tout cas, l'anode.

Ce champ variable provoque dans les conducteurs voisins, et en particulier dans la grille, une tension induite, également fluctuante, qui sera encore une cause de bruit. Ce bruit sera fonction de l'impédance d'entrée de la lampe.

Pour un tube donné utilisé sur des fréquences inférieures à 30 MHz, on constate que son impédance d'entrée $Z_e$ est assez élevée ; de ce fait, la tension de bruit induite sur la grille reste faible et son effet est généralement négligeable. Par contre, si ce même tube est utilisé sur des fréqences supérieures à 30 MHz, l'impédance d'entrée décroît rapidement lorsque la fréquence augmente.

L'impédance d'entrée d'une lampe dépend étroitement du temps de transit des électrons par rapport à la période des signaux à amplifier. Plus ce temps de transit devient grand vis-à-vis de la période du signal, plus l'impédance d'entrée diminue, et plus le bruit augmente.

Ce bruit peut être calculé par la formule suivante (valable pour les lampes à chauffage indirect, avec cathode à oxydes, à la température de 1 000 à 1 200° C) :

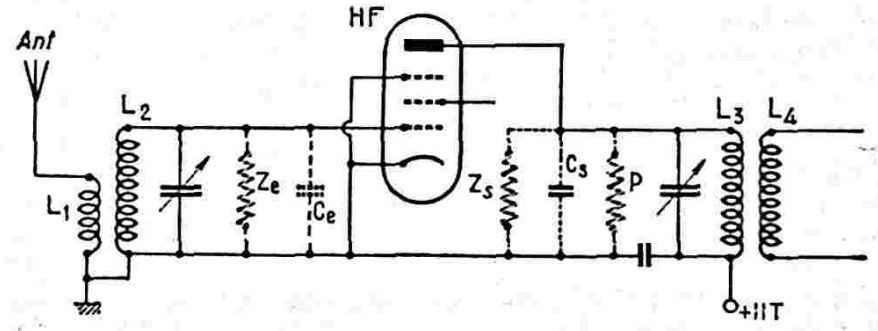



*Fig. IV-80*

Après un choix judicieux du tube amplificateur d'entrée, le seul remède pour améliorer le rapport « signal/souffle » consistera à accroître le plus possible la valeur du signal reçu, en soignant tout particulièrement l'antenne, sa ligne de transmission et le circuit d'accord d'entrée. Mais le choix du tube amplificateur ne saurait être judicieux si l'on ne tient compte que de sa résistance équivalente de souffle et de sa pente ;

$$e_g = \sqrt{8 \cdot 10^{-20} \times Z_e \times B}$$

(mêmes symboles et unités que pour les précédentes formules).

Avant de poursuivre, remarquons bien que l'impédance d'entrée $Z_e$ d'un tube n'a rien à voir avec sa résistance interne $\rho$. La résistance interne pouvant être considérée comme une résistance entre cathode et anode, se trouve donc en shunt sur le

circuit de plaque. Au contraire, l'impédance d'entrée se comporte comme une résistance en shunt sur le circuit de grille ; voir figure IV-80.

Outre l'influence du temps de transit sur la valeur de l'impédance d'entrée, il est bien évident que cette dernière est également fonction de l'inductance des connexions (notamment celle de cathode) et de la capacité d'entrée ($C_e$) entre grille de commande et cathode.

Les fabricants de lampes publient généralement parmi les caractéristiques d'un tube donné, son impédance d'entrée *pour une certaine fréquence* à laquelle a été faite la mesure. Si l'on veut bien admettre que cette impédance d'entrée varie comme le carré de la fréquence, il est facile de déterminer la valeur de cette impédance $Z_e$ pour toute autre fréquence, avec une approximation bien suffisante dans la pratique.

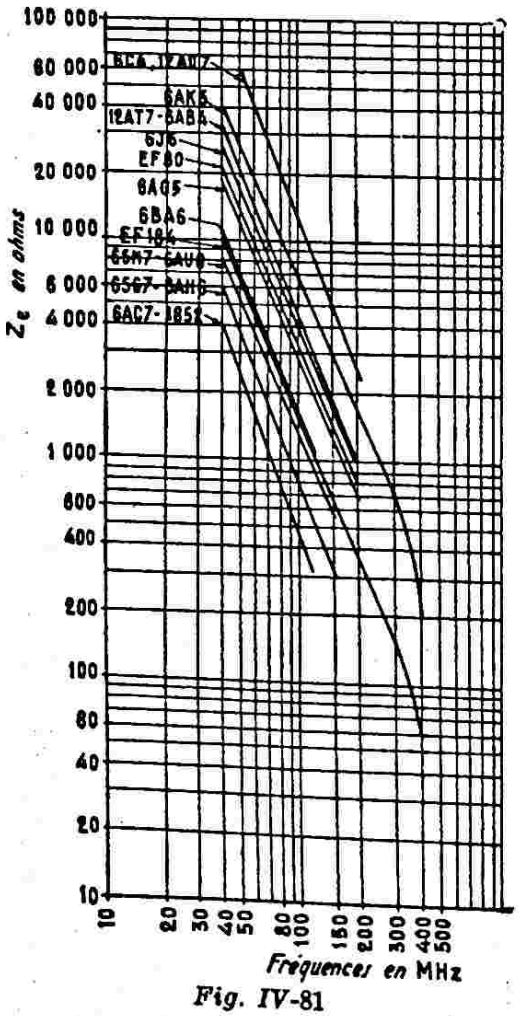



*Fig. IV-81*

Donnons un exemple. Soit le tube pentode EF184 ; le constructeur indique une impédance d'entrée de 6 500 Ω à 50 MHz. Quelle sera son impédance d'entrée à 100 et à 150 MHz ?

A 100 MHz, le rapport des fréquences est 50 : 100 = 0,5.

Elevons ce rapport au carré :

$$0,5 \times 0,5 = 0,25$$

L'impédance d'entrée à 100 MHz est donc de :

$$6\,500 \times 0,25 = 1\,625\ \Omega$$

Pour 150 MHz, le rapport des fréquences est 50 : 150 = 0,33.

Elevons au carré :

$$0,33 \times 0,33 = 0,1089$$

L'impédance d'entrées à 150 MHz est donc de :

$$6\,500 \times 0,1089 = 650\ \Omega \text{ environ}$$

Le graphique de la figure IV-81 montre quelques courbes de variation d'impédance d'entrée $Z_e$ en fonction de la fréquence (en MHz) pour quelques tubes courants. Ces courbes sont données pour les conditions normales d'emploi des lampes. En effet, la polarisation de grille agit fortement sur la valeur de l'impédance d'entrée : plus on augmente la polarisation, plus l'impédance d'entrée augmente également (mais le gain d'étage diminue).

**Capacité d'entrée.**

Nous avons vu que la capacité d'entrée (capacité entre grille et cathode) intervenait dans la valeur de l'impédance d'entrée. Mais ici, nous ne voulons prendre en considération que cette *seule* capacité d'entrée $C_e$. Cette capacité, comme nous le voyons sur la figure IV-80, se trouve être connectée en parallèle sur le circuit d'accord d'entrée : il suffit donc d'en tenir compte lors de l'établissement de ce circuit. Malheureusement ce n'est pas tout.

En effet, si l'on peut considérer la capacité d'entrée d'un tube comme pratiquement indépendante de sa fréquence de fonctionnement, par contre cette capacité varie avec la polarisation appliquée au tube (effet Miller) : on peut atteindre ainsi des variations de l'ordre de 20 %. En conséquence, cette variation de capacité peut provoquer un désaccord du circuit d'entrée notamment aux fréquences élevées. Il faut donc en tenir compte, soit en éliminant tout réducteur de sensibilité éventuel fonctionnant par variation de polarisation (qu'il s'agisse de polarisation par le retour de grille ou le retour de cathode), soit en éliminant l'action de la commande automatique de gain sur cet étage (ou en n'appliquant qu'une fraction de la tension de commande.

Cet inconvénient semblerait donc être tout particulièrement ennuyeux sur V.H.F. Néanmoins, sur ces bandes, le circuit d'accord d'entrée est souvent amorti, soit volontairement par une résistance matérielle (récepteurs à large bande passante, soit par l'impédance d'entrée relativement faible du tube amplificateur. Pratiquement, de ce fait, l'inconvénient de cette variation de capacité est moins redoutable qu'on pourrait le penser à priori.

Comme par ailleurs, il est recommandé de toujours prévoir un petit condensateur variable auxiliaire (indépendant des autres) en parallèle sur le circuit d'entrée, cela permet de corriger manuellement le désaccord éventuel et d'avoir un circuit d'entrée toujours parfaitement réglé.

**Impédance de sortie et capacité de sortie.**

Une lampe présente également une impédance de sortie $Z_s$, variable avec la fréquence, qui se trouve être connecté en shunt sur le circuit de sortie au même titre que sa résistance interne $\varrho$ (voir figure IV-80). Nous le signalons pour être complet, car cette impédance de sortie $Z_s$ est généralement très grande (une dizaine de fois l'impédance d'entrée) et pratiquement, on peut la négliger.

Quant à la capacité de sortie $C_s$ (voir figure IV-80), elle se trouve aussi en parallèle sur le circuit de sortie et il suffit d'en tenir compte lors de l'établissement de ce circuit, notamment s'il est accordé.

●

Les performances finales d'un récepteur — et notamment de tout récepteur fonctionnant sur V.H.F. — dépendent en majeure partie du choix du tube amplificateur d'entrée. De l'étude précédente, nous avons vu qu'il fallait tenir compte de divers facteurs parfois différents s'il s'agit de V.H.F. ou d'ondes décamétriques, et souvent contradictoires en particulier sur V.H.F.

Le choix judicieux du tube d'entrée est donc un problème délicat.

Nous l'avons dit et le schéma de la figure IV-79 nous le montre clairement, nous ne pouvons rien faire contre le souffle généré par le tube amplificateur d'entrée. En conséquence et dans tous les cas, il nous faudra choisir un tube présentant une faible résistance équivalente de souffle.

Mais ce n'est pas tout. Sur ondes décamétriques, on pourra faire appel à un tube présentant simultanément une pente, disons moyenne, et une impédance d'entrée élevée. L'amplification réalisée sera toujours appréciée, d'une part, et d'autre part, le circuit d'accord d'entrée ne sera pas trop amorti par $Z_e$ (d'où sélectivité d'entrée également appréciée).

Sur V.H.F., c'est une autre histoire ! Si l'on recherche toujours des tubes présentant une faible résistance équivalente de souffle, on se moque bien souvent de l'impédance d'entrée. En fait, les récepteurs V.H.F. présentent toujours des circuits d'accord d'entrée à large bande passante, et l'amortissement provoqué par l'impédance d'entrée est généralement voulu. Il ne faut cependant pas tomber dans l'excès, notamment pour les récepteurs V.H.F. de trafic : l'accord du circuit d'entrée doit rester réel et efficace. Quant à la sélectivité, si elle est nécessaire, on l'obtient très simplement par les étages « moyenne fréquence » du récepteur... depuis la sélectivité avec bande passante de 11 MHz environ (en télévision) jusqu'à la sélectivité de 30 kHz à 6 dB des récepteurs V.H.F. de trafic de l'aéronautique, par exemple !

Ceci permet de choisir des tubes à très grande pente, l'amplification du signal utile étant toujours appréciable dès l'entrée du récepteur. Nous voulons bien dire : pas obligatoire, mais toujours appréciable ! Lorsque l'on peut obtenir simultanément gain d'étage important et rapport « signal/souffle » élevé, il ne faut pas manquer de le faire.

On se souvient, en effet — nous l'avons expliqué au début de cette étude — que plus le gain réel fourni par l'étage d'entrée sera grand, moins le souffle généré par le second étage se fera sentir. Ce second étage étant le plus souvent l'étage changeur de fréquence dont le souffle propre est relativement important, il est donc capital, surtout sur V.H.F., de conjuguer amplification maximum et rapport « signal/souffle » élevé pour l'étage d'entrée.

En règle générale, pour l'étage d'entrée, sur des appareils V.H.F. devant recevoir une plage restreinte de fréquences (tuner F.M., téléviseur, récepteur de bande « amateurs »), on fait appel au montage cascode utilisant une double *triode* à faible résistance équivalente de souffle et à grande pente. Pour des appareils V.H.F. devant recevoir, au contraire, une large plage de fréquences, on utilise le plus souvent une pentode afin de supprimer l'inconvénient du neutrodynage, mais une pentode à très faible résistance équivalente de souffle et à très grande pente. En outre, il est sage de prévoir un condensateur d'appoint séparé pour parfaire l'accord du circuit d'entrée sur les diverses fréquences à recevoir.

Dans cet ordre d'idée, il est fréquent sur V.H.F. de déterminer le tube amplificateur d'entrée par son facteur de mérite.

Toute considération de « souffle » mise à part *provisoirement*, le facteur de mérite $F_m$ d'une lampe est donné par la formule :

$$F_m = \frac{1\,000\ S}{2\,\pi\,(C_e + C_s)}$$

relation dans laquelle nous avons :

$S$ = pente du tube en mA/V ;
$C_e$ = capacité d'entrée en pF ;
$C_s$ = capacité de sortie en pF.

A titre d'exemple, disons que cette formule donne les facteurs de mérite suivants : 110 pour EF80 ; 125 pour 6AK5 ; 166 pour EF183 ; 184 pour EF184, etc...

Plus $F_m$ est grand, meilleure est la lampe considérée dans un montage amplificateur

V.H.F. donné ; le gain réel est directement proportionnel à $F_m$.

Mais la condition impérative pour obtenir le meilleur rapport « signal/souffle » reste la suivante :

A facteur de mérite sensiblement égal, choisir le tube offrant la moindre résistance équivalente de souffle.

Notre tube amplificateur étant choisi, nous pensons de façon judicieuse, nous le montons sur l'étage d'entrée du récepteur. Il nous faut maintenant faire des essais pratiques, et notamment, mesurer le facteur de bruit du récepteur : l'appréciation *à l'oreille* du rapport « signal/souffle » est tout à fait illusoire !

La mesure du facteur de bruit du récepteur nous renseignera très exactement sur cette qualité et nous permettra de contrôler éventuellement, durant la mise au point, l'effet des diverses modifications susceptibles d'être apportées à l'étage d'entrée.

Mais pour mesurer ce facteur de bruit, il nous faut un *générateur de bruit*. C'est donc par la réalisation de cet appareil, d'ailleurs fort simple, que nous allons poursuivre cette étude.

●

**Générateur de bruit.**

Précédemment, nous avons vu que le courant électronique fluctuant de tout tube de radio donnait naissance à une tension de souffle. C'est précisément cet effet néfaste pour un récepteur qui est utlisé dans un générateur de bruit.

La source de bruit est une simple diode saturée. Nous avons donné précédemment, la formule permettant de déterminer la résistance équivalente de souffle d'une diode saturée.

On sait que dans une diode à filament de tungstène, le courant-limite de saturation est fonction de la tension de chauffage, ou, ce qui revient au même, de la température du filament chauffant.

Le souffle étant produit par les fluctuations anodiques dans la résistance de charge, le bruit engendré sera proportionnel à la tension de chauffage. En conséquence, pratiquement par la seule manœuvre du rhéostat de chauffage de la diode, nous pourrons générer un souffle de puissance variable.

Le point de départ du phénomène étant le filament de la diode, on devine que la nature de ce filament a une grande importance. Les filaments à oxydes sont à rejeter. Seules les diodes à filaments de tungstène pur ou de tungstène thorié peuvent convenir.

On se souvient que le courant anodique se compose d'un courant continu et d'une somme de courants fluctuants. Ces derniers comportent théoriquement toutes les composantes de zéro à l'infini, et constituent un « spectre droit » appelé aussi un « bruit blanc ». Toutes ces composantes, en s'additionnant, déterminant un bruit moyen $I_m$ et on a la relation :

$$I_m = \sqrt{2eI\,(\Delta f)}$$

avec :

$I_m$ = courant de bruit moyen en ampère ;

I = courant anodique continu ;

e = charge de l'électron, soit $1{,}6 \times 10^{-}$ coulomb ;

$\Delta f$ = largeur de bande en hertz dans laquelle reçoit le récepteur à examiner.

Lorsqu'on effectue des mesures de facteur de bruit, on constate, qu'avec des récepteurs bien étudiés, les puissances équivalentes de bruit sont toujours très faibles : de l'ordre du micro-micro-watt (ou pico watt). En conséquence, on imagine que le générateur de bruit doit être particulièrement bien étudié.

Le schéma complet du générateur de bruit que nous avons réalisé est représenté sur la figure IV-82. L'examen de ce schéma montre qu'il s'agit d'un appareil relativement simple ; seules quelques précautions sont à prendre pour sa réalisation pratique.

Nous avons utilisé la diode de bruit type R290 (K81A) fabriquée par « La Radiotechnique ». Les conditions de chauffage normales sont 1,85 V, 2,7 A. La courbe de la figure IV-83 représente la variation du courant de plaque en fonction de l'intensité de chauffage. Cette diode permet d'obtenir un niveau de bruit de 13 dB avec une résistance de charge de 50 Ω.

Revenons à la figure IV-82. Le schéma de principe est simple : la diode est chauffée par une tension réglable ; son alimentation anodique est faite à partir d'une tension de 108 volts, stabilisée par un tube régulateur à gaz type OB2 ; l'intensité de plaque est mesurée par un milliampèremètre (déviation totale pour 25 mA).

Les alimentations de plaque et de chauffage sont énergiquement découplées par des bobines d'arrêt et des condensateurs type céramique .

Voici quelques détails pratiques utiles pour la réalisation :

Tr = transformateur d'alimentation ; nous avons utilisé un petit transformateur employé généralement sur les électrophones type valise .L'enroulement H.T. à 250 V eff. a été conservé. Par contre, nous avons enlevé l'enroulement d'origine de chauffage à 6,3 V et nous avons effectué, en lieu et place, un enroulement susceptible de délivrer 2 V, sous 3 A (fil utilisé : 12/10 de mm cuivre émaillé).

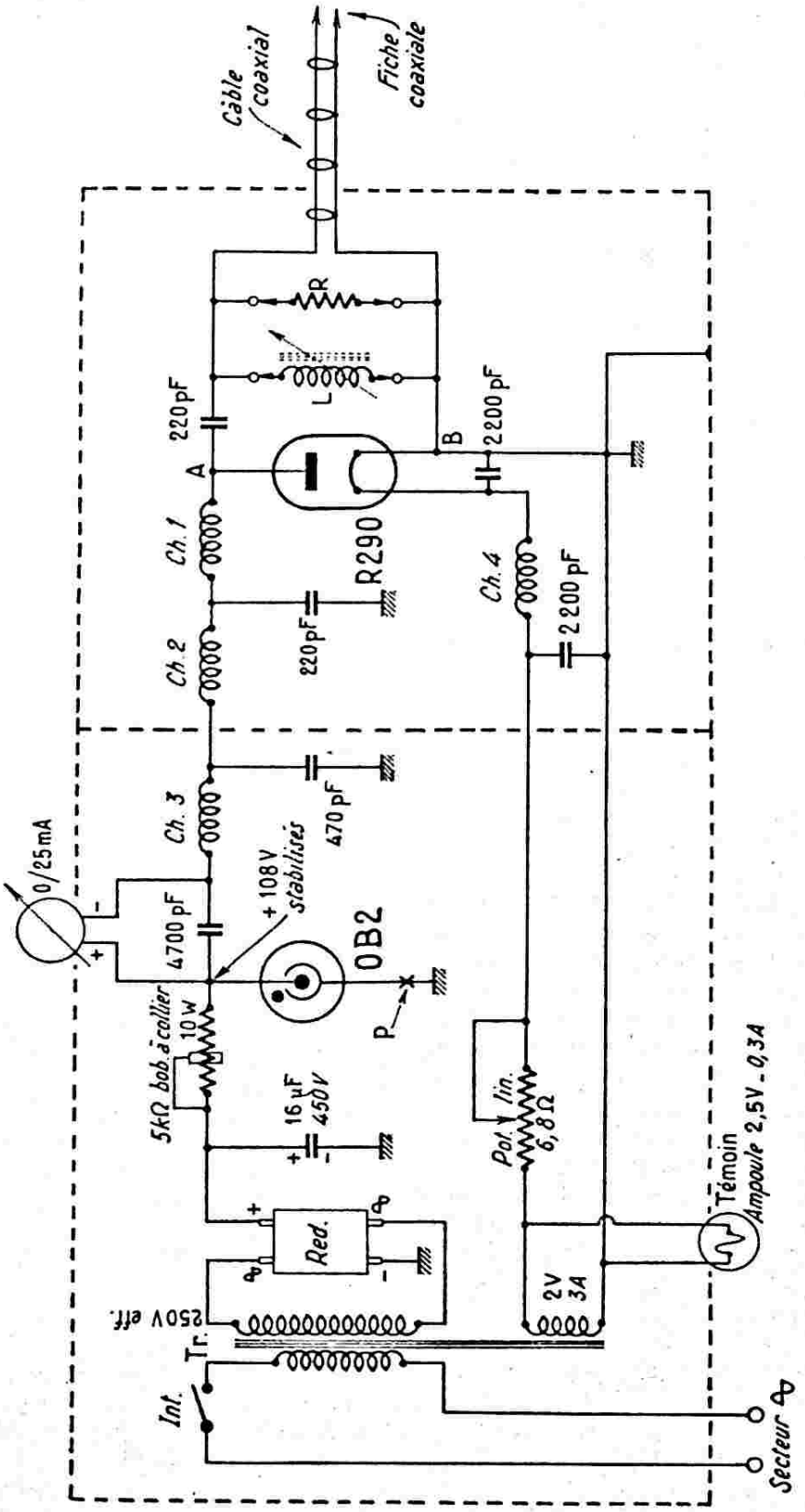

Câble coaxial
Fiche coaxiale
R
L
220 pF
A
B
2200 pF
Ch. 1
R290
Ch. 4
Ch. 2
220 pF
2200 pF
Ch. 3
470 pF
0/25 mA
4700 pF
+ 108 V stabilisés
OB2
P
5kΩ bob. à collier
10 w
16 µF 450 V
Pot. lin. 6,8 Ω
Red.
250 V eff.
Tr.
2 V 3A
Int.
Témoin Ampoule 2,5 V - 0,3 A
Secteur

*Fig. IV-82*

Red. = redresseur en pont au sélénium type BP 250/80 de « Soral ».

Pot. = potentiomètre monté en rhéostat ; type RCV25 de « M.C.B. » ; résistance 6,8 Ω à variation linéaire.

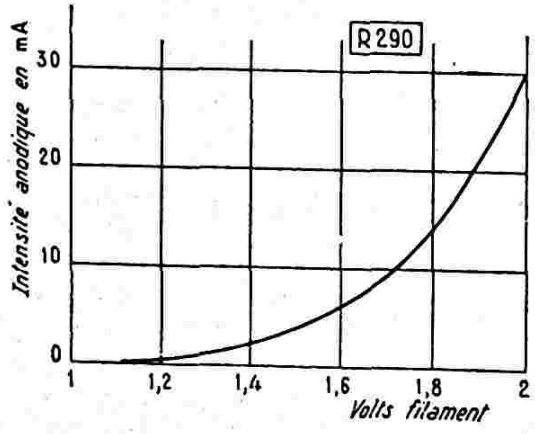



*Fig. IV-83*

$Ch_1$ et $Ch_2$ = bobine d'arrêt ; 40 tours de fil de cuivre de 2/10 de mm sous soie, bobiné sur un tube de polystyrène quelconque de 5 à 6 mm de diamètre.

$Ch_2$ = bobine d'arrêt type R100 de « National » (2,5 mH).

$Ch_1$ = bobine d'arrêt ; 20 tours jointifs de fil cuivre émaillé de 12/10 de mm, bobiné sur air, diamètre intérieur 6 à 8 mm.

La résistance de 5 kΩ bobinée à collier de l'alimentation H.T. doit être ajustée de façon à obtenir une intensité de l'ordre de 25 à 30 mA au point P (contrôleur universel intercalé provisoirement dans le retour du tube régulateur OB2), la diode de bruit ne fonctionnant pas (diode ôtée de son support). Il faut presque la totalité de la résistance de 5 kΩ pour obtenir cette intensité.

L'ensemble est monté dans un coffret métallique. L'appareil est donc *totalement* blindé. En outre, un cloisonnement interne, métallique également, sépare toutefois la section alimentation de la partie diode génératrice de bruit proprement dite.

Le bruit de la diode R290 est mis en évidence aux bornes de la résistance de charge R. Cette résistance doit être égale à l'impédance d'entrée du récepteur à examiner ; soit, généralement, 75 Ω. On montera donc une résistance au carbone, non inductive, d'une valeur de 75 Ω aussi précise que possible. Le bruit est appliqué au récepteur par une portion de câble coaxial type 75 Ω d'impédance caractéristique, d'une longueur de 50 cm, muni de sa fiche.

Mais examinons cela d'un peu plus près. La charge de la diode, la résistance R, se trouve être shuntée :

a) par la résistance interne de la diode ;

b) par la capacité anode-filament à laquelle il convient d'ajouter la capacité de tout le câblage situé à droite des points A et B.

La résistance interne de la diode étant relativement grande par rapport à la résistance de charge R, on pourra la négliger.

Il n'en va pas de même avec la capacité totale comprise entre les points A et B. L'impédance de cette capacité (ou capacitance) diminue très rapidement lorsque la fréquence augmente, à tel point que la charge réelle de la diode se trouve considérablement diminuée. Or, il est nécessaire que cette charge soit de la valeur R parfaitement déterminée d'autre part.

Fort heureusement, il existe un moyen simple de supprimer l'effet de la capacité présente entre les points A et B :

Il suffit de placer en parallèle sur cette capacité, une inductance d'une valeur telle que le circuit parallèle ainsi formé soit en résonance dans la bande de fréquences où se trouve réglé le récepteur.

C'est le rôle de la bobine L.

Pour 140 à 150 MHz, la bobine L comporte 3 tours de fil cuivre émaillé de 10/10 de mm, bobinés sur un mandrin de 8 mm avec noyau de fer et sur une longueur de 20 mm. Pour 30 MHz, nous avons une quinzaine de tours, etc...

C'est la raison pour laquelle il a été prévu le démontage facile d'une extrémité du coffret : selon la bande de fréquences du récepteur à examiner, on monte la bobine L convenable. Même remarque aussi concernant la résistance R dont la valeur, nous l'avons dit, doit être égale à l'impédance du récepteur.

Bien entendu, lors de la réalisation pratique, il convient cependant d'exécuter le câblage (à droite de AB) aussi aéré que possible et présentant des capacités parasites très réduites. Moyennant quoi, ce générateur de bruit fournit un spectre à peu près uniforme jusqu'à 300 MHz environ, et peut être utilisé jusqu'à cette fréquence sans trop d'erreur.

**Mesure du facteur de bruit.**

Le principe de la mesure est excessivement simple. Nous entrerons dans les détails plus loin, mais disons simplement que l'on mesure tout d'abord la puissance de souffle du récepteur seul. Puis, on connecte le générateur de bruit et l'on règle son potentiomètre de chauffage de façon à obtenir une puissance de souffle *double* de la précédente. Mais comment être certain de nos manœuvres ? Car, cela suppose que le récepteur fonctionne dans des portions convenables de ses caractéristiques et que sa détection est bien linéaire.

Autant de raisons motivant quelques mesures préliminaires.

La figure IV-84 nous montre tout d'abord les branchements à effectuer. Le générateur de bruit connecté à l'entrée « antenne » du récepteur à examiner (la bobine L du générateur, figure IV-82, étant établie pour la gamme de fréquences où

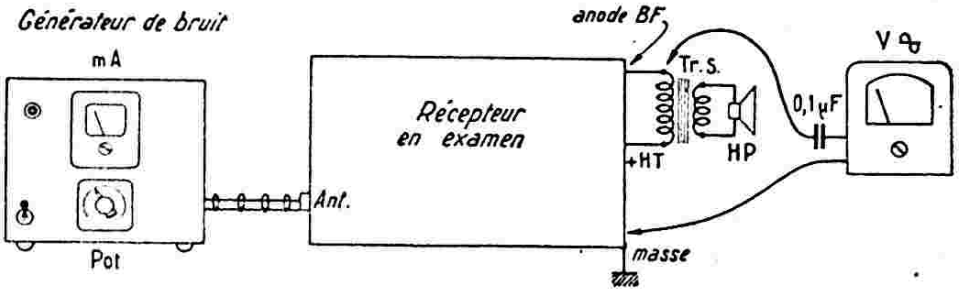



*Fig. IV-84*

s'effectue la mesure). Un outputmètre (voltmètre pour tension alternative avec un condensateur de 0,1 µF en série) est branché à la sortie B.F. du récepteur (entre l'anode du tube final B.F. et la masse).

Ce voltmètre mesure la *tension* alternative produite par le souffle. Or, la puissance étant proportionnelle au carré de la tension ($W = E^2/R$), pour une puissance double de souffle le voltmètre devra indiquer une tension 1,414 fois plus grande (1,414 était la racine de 2, comme chacun sait).

Néanmoins, cette tension de 1,414 fois plus grande ne correspondra *à une puissance* double appliquée à l'entrée que si, nous l'avons dit, le récepteur n'est pas saturé et fonctionne dans des parties bien linéaires de ses caractéristiques, notamment en ce qui concerne l'étage de détection. Nous allons donc commencer par nous assurer d'un tel fonctionnement correct du récepteur. Et précisons tout de suite que toutes les mesures qui vont suivre doivent être faites avec la C.A.V. du récepteur hors service (donc ligne de C.A.V. court-circuitée) et, éventuellement, avec le limiteur de parasite non en fonction. On devra s'assurer d'autre part, qu'aucun signal extérieur aussi faible soit-il (émission ou parasite) n'est reçu sur la fréquence du réglage du récepteur ; ce qui risquerait de fausser les mesures.

### 1°) Vérification de la linéarité de détection.

Le branchement à réaliser est celui de la figure IV-84. En outre, le générateur de bruit comporte une résistance R égale à l'impédance d'entrée « antenne» du récepteur; cette impédance est connue puisqu'indiquée dans les caractéristiques ou sur le schéma du récepteur (généralement 75 Ω pour les appareils sur V.H.F.).

Le générateur de bruit étant hors service (filament éteint) et le potentiomètre B.F. du récepteur étant ouvert pour une audition convenable, on diminue la *sensibilité* du récepteur jusqu'à ce que son souffle soit négligeable.

Le rhéostat de chauffage du générateur est alors manœuvré jusqu'à ce que l'outputmètre indique une certaine tension de sortie ; disons 15 volts, par exemple. Nous notons alors l'intensité I de la diode lue sur le milliampèremètre du générateur.

Continuons à tourner le rhéostat de chauffage jusqu'à ce que le milliampèremètre indique une intensité double, soit 2 I.

Si notre détection est bien linéaire, le voltmètre de sortie indiquera alors une tension de :

$$15 \times 1{,}414 = 21{,}2 \text{ V}$$

S'il en est ainsi, cela voudra dire que dans toutes les mesures suivantes nous pourrons prendre 1,414 (c'est-à-dire $\sqrt{2}$) comme multiplicateur.

Par contre, supposons que le voltmètre de sortie indique une tension de 22,5 V, cela voudra dire que notre détection n'est pas tout à fait linéaire et que le multiplicateur à utiliser dans le cas de notre exemple est de :

$$\frac{22{,}5}{15} = 1{,}5$$

Dans ce cas, c'est par 1,5 (et non par 1,414) qu'il faudra multiplier la lecture du voltmètre de sortie pour obtenir une puissance de souffle *double* à l'entrée.

Rappelons encore que la C.A.V. du récepteur doit être court-circuitée, et le limiteur de parasites éventuel hors service. Quant aux indications de l'aiguille du voltmètre de sortie, elles sont un peu « fluctuantes » (selon l'amortissement du galvanomètre utilisé) ; cela tient à la nature même du souffle, et il y a lieu d'apprécier la valeur moyenne avec le plus de précision possible.

Enfin, la position du potentiomètre B.F. du récepteur déterminée au cours de la

précédente mesure ne devra plus être retouchée sous aucun prétexte.

●

**2°) Mesure de l'impédance d'entrée « antenne » du récepteur.**

On procède comme précédemment, mais la résistance R du générateur est supprimée.

Quant au récepteur, sa sensibilité est toujours volontairement réduite de façon que la tension de souffle en sortie soit négligeable.

On manœuvre alors le rhéostat du générateur afin qu'il produise un souffle tel qu'il provoque à son tour une certaine tension de sortie ; disons 10 volts par exemple.

Nous notons alors l'intensité de la diode lue sur le milliampèremètre du générateur ; soit $I_1$, cette intensité.

Nous montons maintenant une résistance R sur le générateur d'une valeur voisine de l'impédance d'entrée « antenne » *supposée* du récepteur.

Puis, on tourne le rhéostat du générateur afin d'obtenir la même tension de sortie que précédemment (soit 10 volts, dans notre exemple). Notons l'intensité nouvelle indiquée par le milliampèremètre ;
soit $I_2$ cette intensité.

L'impédance d'entrée « antenne » $Z_a$ est alors donnée par la formule :

$$Z_a = R\left(\sqrt{\frac{I_2}{I_1}} - 1\right)$$

Donnons deux exemples. Dans les deux cas, nous avons monté une résistance R de 75 Ω.

Pour le premier récepteur, nous avons obtenu : $I_1 = 4$ mA
et $I_2 = 4$ mA ;
d'où :

$$Z_a = 75\left(\sqrt{\frac{4}{1}} - 1\right) = 75\ \Omega.$$

L'impédance d'entrée « antenne » est donc bien de 75 Ω.

Pour le second récepteur, nous avons obtenu :
$I_1 = 1$ mA et $I_2 = 2{,}9$ mA ; doù :

$$Z_a = 75\left(\sqrt{\frac{2{,}9}{1}} - 1\right) = 52\ \Omega$$

L'impédance d'entrée « antenne » de ce second récepteur est de 52 Ω.

●

**3°) Mesure du facteur de bruit.**

Le branchement est toujours le même que celui de la figure IV-84 et le générateur est muni d'une résistance R *égale* à l'impédance d'entrée « antenne » du récepteur.

Le générateur de bruit étant éteint, on met, cette fois-ci, le récepteur en position de sensibilité *maximum* (le réglage du potentiomètre B.F. restant toujours inchangé) .

Notons la tension de souffle indiquée par le voltmètre de sortie. Le rhéostat du générateur est alors manœuvré jusqu'à ce que cette tension de sortie augmente de 1.41 fois, ou de 1,5 fois, etc... selon le multiplicateur que nous avons déterminé lors de notre première expérience.

Notons l'intensité indiquée par le milliampèremètre du générateur dans cette condition ; soit I, cette intensité.

Le facteur de bruit F du récepteur est donné par la formule :

$F = 20\ I\ R$

avec I en ampère et R en ohms.

On exprime aussi parfois le facteur de bruit en décibels. Comme il s'agit d'un rapport de puissances, il suffit de se souvenir que :

F en décibels $= 10 \log. F$

A titre indicatif, on a :

| F | FdB |
|---|---|
| 2 | 3 |
| 4 | 6 |
| 6 | 7,8 |
| 8 | 9 |

●

**4°) Rapport de désaccord.**

Une autre méthode d'évaluation de la qualité d'un récepteur est le procédé « detune ratio » ou rapport au désaccord.

Reportons-nous aux figures IV-79 ou 80.

Si nous court-circuitons le circuit accordé $L_2$, le souffle qu'il sera possible de mesurer à la sortie de récepteur sera pratiquement dû exclusivement au tube amplificateur H.F., puisque dans un appareil bien conçu le souffle des autres étages peut être négligé. En conséquence, $L_2$ étant court-circuité, la tension de souffle en sortie doit être aussi faible que possible (tube H.F. à faible résistance équivalente de souffle).

D'autre part, le circuit accordé d'entrée produit un souffle dont la puissance est proportionnelle à son impédance à l'accord exact (impédance pour laquelle il faut tenir compte de l'amortissement apporté par l'an-

pédance d'entrée du tube à la fréquence considérée), et ce, l'antenne étant débranchée.

Pour l'obtention d'une grande amplification, cette impédance doit être très grande. En conséquence, avec antenne débranchée et circuit d'accord d'entrée non en court-circuit, la tension de souffle mesurée à la sortie du récepteur devra être aussi grande que possible, ce souffle provenant dans ce dernier cas en majeure partie du circuit d'accord d'entrée.

Nous pouvons donc déterminer un nouveau coefficient de qualité pour n'importe quel récepteur, en faisant le rapport de ces deux tensions de souffle. C'est le coefficient « detune ratio » ou coefficient (DR).

Voici maintenant, comment pratiquement on le mesure.

Un voltmètre alternatif de sortie ou outputmètre est branché à la sortie du récepteur (comme il est montré, d'ailleurs, sur la figure IV-84). Le générateur de bruit n'est pas utilisé, mais comme d'habitude la C.A.V. du récepteur est court-circuitée et, éventuellement, le limiteur de parasites est hors service. D'autre part, comme nous l'avons dit, l'antenne n'est pas branchée au récepteur ; à ce sujet, on vérifiera bien que l'étage H.F. n'entre pas en auto-oscillation (antenne débranchée) comme cela arrive hélas trop souvent sur des récepteurs V.H.F. mal conçus. Le réglage de sensibilité est poussé au maximum.

Régler alors le potentiomètre B.F. pour obtenir une tension de souffle en sortie relativement importante (disons une trentaine de volts, par exemple) ; soit $E_1$ cette tension.

Sans modifier le réglage du potentiomètre B.F., court-circuiter le circuit accordé d'entrée. Le voltmètre de sortie indique alors une tension de souffle beaucoup plus faible ; soit $E_2$ cette tension.

Le coefficient (DR) est donné en faisant le rapport des deux tensions.

Nous avons :

$$(DR) = \frac{E_1}{E_2}$$

Il est bien évident que lors de la première mesure (circuit d'entrée non en court-circuit), ce circuit doit être *parfaitement accordé* à la résonance — ainsi que les autres étages du récepteur évidemment — pour la fréquence à laquelle est fait l'examen.

⁂

**Exemples numériques.**

Sur un récepteur type « professionnel » pour le trafic aéronautique, nous nous sommes livrés à quelques mesures. Nous les indiquons ci-dessous, car ce récepteur couvre la bande V.H.F. de 100 à 156 MHz ; autrement dit, la bande « amateurs » de 144 à 146 MHz s'y trouve incluse. De ce fait, nous pensons que nos amis lecteurs O.M. pourront faire des comparaisons utiles avec leur récepteur (ou adaptateur) par la bande 144 MHz.

1°) Les mesures pour le coefficient (DR) nous ont donné les valeurs suivantes : $E_2 =$ 2 volts, pour $E_1 = 30$ volts ; doù :

$$(DR) = \frac{30}{2} = 15$$

Plus le coefficient (DR) est *grand,* meilleur est le récepteur. Mais avec un coefficient (DR) de 10, on peut déjà considérer, sur V.H.F., qu'il s'agit d'un bon récepteur.

2°) Pour ce même récepteur, la mesure du facteur de bruit F par la méthode exposée précédemment, nous a donné :

$$F = 4{,}5$$

Plus le facteur de bruit F est *petit,* meilleur est le récepteur. Mais pour $F = 5$, on peut déjà dire qu'il s'agit d'un bon récepteur V.H.F.

Ces deux méthodes de mesure et d'appréciation sont bien loin de faire double emploi ; au contraire, nous pouvons dire qu'elles se complètent.

⁂

**Conclusion.**

Le souffle des récepteurs ? Ce n'est pas, certes, un sujet nouveau et révolutionnaire ; mais c'est un sujet tellement mal connu !

Nous nous sommes efforcés de rester à un niveau simple, accessible à la majorité de nos lecteurs, en éliminant volontairement toutes démonstrations mathématiques. Le but de cette étude doit être essentiellement *pratique* ; elle doit permettre à chacun, par des expériences simples, d'améliorer considérablement (s'il en est besoin) les performances de leurs récepteurs sur ondes décamétriques, et notamment sur V.H.F. Toutes indications sont données pour cela, et les mesures faites ensuite pour vérification le confirmeront.

CHAPITRE V

# Etude des éléments d'un émetteur

## § 1. — Résistance et pertes des circuits oscillants

Nous avons déjà vu que la résistance d'un conducteur est considérablement plus élevée en haute fréquence qu'en courant continu, la répartition du courant H.F. n'étant pas uniforme dans la section de ce conducteur (la densité du courant est très forte au voisinage de la périphérie et très faible au centre). Or, lorsque ce conducteur est enroulé de façon à réaliser une bobine, sa résistance en H.F. est encore plus grande : la densité de courant est plus élevée au voisinage de la surface tournée vers l'intérieur de l'enroulement ; de plus, chaque spire étant soumise au champ créé par l'autre et par l'enroulement complet, des courants tourbillonnaires y prennent naissance et se superposent au courant principal, provoquant de nouvelles pertes d'énergie. Nous avons déjà défini, à propos des récepteurs, le facteur de qualité Q ou facteur de surtension d'une bobine :

$$Q = \frac{L \cdot \omega}{R} \qquad (\omega = 2\pi f)$$

En fait, lorsqu'un C.O. (1) est excité par une force électromotrice alternative E, la tension développée aux bornes de la bobine à la résonance est E', et nous avons :

$$\frac{E'}{E} = \frac{L \cdot \omega}{R}$$

On emploie parfois aussi le décrément $\delta$. Dans un circuit qui oscille, le rapport de l'énergie dissipée en une demi-période à l'énergie emmagasinée, est égal à $\delta$, et on a la relation suivante, liant Q à $\delta$ :

$$Q = \frac{\pi}{\delta}$$

Considérons un instant un circuit oscillant LC (2) de résistance R, accordé sur la fréquence d'excitation et placé dans le circuit anodique d'un tube amplificateur H.F. (étage P.A.). Seule, une partie de la puissance $Wo$ fournie par l'alimentation est transformée par le tube en énergie H.F., $Whf$. On a toujours :

$$Wo > Whf \qquad \text{et} \quad Wo = Whf + Wj$$

$Wj$ étant l'énergie perdue dans le tube sous forme de chaleur (effet Joule), énergie qui ne doit jamais excéder la dissipation admise par le constructeur. En fin d'analyse, le rendement du tube considéré est :

$$r = \frac{Whf}{Wo}$$

Mais il ne faut pas en conclure prématurément que l'énergie $Whf$ est conduite en totalité au circuit de sortie (circuit rayonnant d'antenne, par exemple). Une partie de cette puissance est dissipée dans le circuit oscillant LCR, mentionné plus haut.

En cours de fonctionnement, la tension H.F. maximum ($E_{max}$) développée aux bornes du circuit antirésonnant, ne peut dépasser la tension $V_o$ de la source d'alimentation. On doit toujours avoir $U_{max} < V_o$, et la différence $V_o - U_{max}$

(1) C.O. : circuit oscillant.

(2) Circuit à bobine et condensateur en parallèle, appelé circuit antirésonnant.

se nomme, nous l'avons vu au chapitre II, tension de déchet : $V_d$.

On admet, en général, une tension de déchet $V_d$ égale à 15 % de la tension d'alimentation $V_o$ pour un tube convenablement excité et normalement chargé.

(donc $U_{max} = 85\ \%\ V_o$).

D'autre part, un courant alternatif I de fréquence $f$ traverse la capacité C et a pour valeur :

$$I = 2\pi f \,.\, C \,.\, U,$$

C étant la capacité du condensateur, en farads ; U la tension aux bornes, en volts.

La puissance perdue $W_p$ dans le circuit a donc pour expression :

$$W_p = R \,.\, I^2_{eff} = R \left( \frac{I_{max}}{\sqrt{2}} \right)^2 = \frac{R \,.\, I^2_{max}}{2}$$

$$= \frac{R \,.\, C^2 \,.\, \omega^2 \,.\, U^2_{max}}{2} = \frac{L \,.\, \omega \,.\, C^2 \,.\, \omega^2 \,.\, U^2_{max}}{2\ Q}$$

puisque $Q = \dfrac{R}{L \,.\, \omega}$

Mais $L \,.\, C \,.\, \omega^2 = 1$, puisque nous sommes à la résonance, et finalement :

$$W_p \doteq \frac{C \,.\, \omega \,.\, U^2_{max}}{2\ Q}$$

Cette expression montre que, pour des C.O. d'égale qualité, l'énergie perdue est faible lorsque l'on fait C également faible. Il ne faut cependant pas abuser dans ce sens, d'abord parce qu'il faut laisser au condensateur une certaine marge pour obtenir un accord correct sans trop d'acrobaties et ensuite parce qu'il y a une valeur minimum à respecter si l'on veut obtenir, dans le C.O., une intensité qui, comme allure, tende vers la sinusoïde (sinon attention aux harmoniques !). En fait, pour avoir un bon rendement H.F., on est obligé de faire fonctionner les tubes amplificateurs par « impulsions » si l'on peut dire, le courant anodique ne passant que pendant une fraction de la période.

On se rend donc bien compte que le rendement de l'étage complet est inférieur au rendement propre du tube. De tout cela, nous tirerons les conclusions pratiques suivantes :

1° Emploi du minimum d'isolant, même de la meilleure qualité.

2° Emploi d'un condensateur variable parfait ; la liaison au rotor (lames mobiles) sera faite par un bout de câble ou une large lame de clinquant (cuivre) soudée en bout d'axe et travaillant à la torsion.

3° La bobine — point capital — sera réalisée avec soin ; ses dimensions géométriques, diamètre D et longueur $l$, seront liées par les relations suivantes, donnant une idée approximative des proportions :

$$D < l < 1{,}5\ D$$

Une self-inductance est admise de bonne qualité lorsque l'écartement entre spires est de deux fois le diamètre du conducteur utilisé (en d'autres termes, lorsque le pas de l'enroulement est égal à trois fois le diamètre du conducteur). Cependant, pour des raisons d'encombrement, on fait généralement les bobinages avec écartement entre spires égal au diamètre du conducteur ; ce qui n'empêche pas d'obtenir d'excellente bobines !

Dans la plupart des montages d'émission d'amateur, la bobine du dernier circuit oscillant (circuit plaque ampli P.A./H.F.) pourra être faite avec du tube de cuivre de 5 à 6 millimètres de diamètre extérieur.

4° Enfin, le conducteur constituant la bobine (tube, par exemple) se prolongera jusqu'aux bornes du condensateur variable d'accord.

Après le rappel de ces quelques éléments de base, nous renvoyons le lecteur au chapitre VII spécialement consacré au calcul des circuits oscillants.

**Remarque sur le montage des C.V. de C.O. parcourus par la H.T.**

Disons enfin que, schématiquement, on représente un circuit oscillant comme le montre la figure V-1 A. Mais pratiquement, on peut tout aussi bien utiliser les montages V-1 B et C sans modifier les valeurs, montages sensiblement équivalents au montage A et qui permettent de pouvoir relier les lames mobiles du C.V. à la masse (cas particulièrement intéressant lorsque le C.O. est parcouru par la H.T., la *fixation* du C.V. devenant plus commode). Nos lecteurs ne manqueront pas de se souvenir de cette importante remarque au moment de la construction de leur émetteur.

Les montages A et B sont dits à alimentation-série ; le montage C, à alimentation parallèle.

La bobine d'arrêt Ch est indispensable dans le montage C, tandis qu'elle est facultative dans les montages A et B.

D'autre part, s'il s'agit d'un étage *modulé* par l'anode, la valeur du condensateur C se situe entre 2.000 et 5.000 pF, dans le cas d'un étage non modulé (ou dont la modulation est appliquée sur une autre électrode que celle comportant le C.O. en question), il est possible d'em-

ployer des condensateurs de capacité plus élevée.

Note. — Avant de poursuivre par l'étude de chaque partie d'un *émetteur*, il convient de fixer les idées du lecteur sur

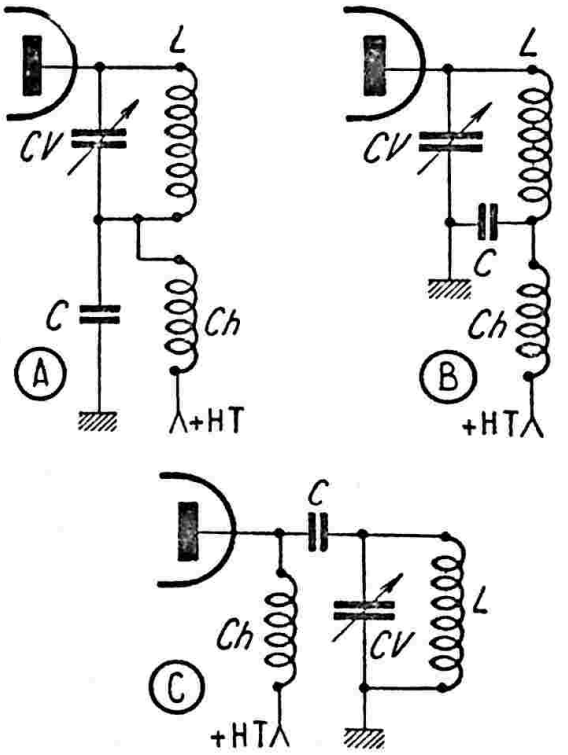



*Fig. V-1*

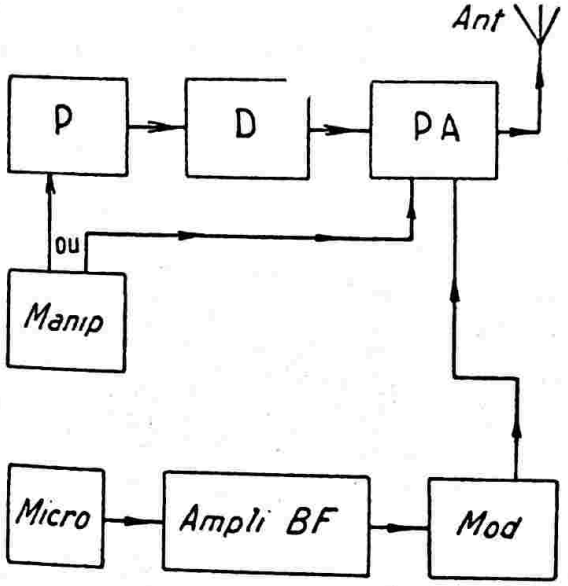



*Fig. V-2*

l'« assemblage » desdites parties dans la constitution d'un poste. C'est le but du tableau synoptique de la figure V-2 (émetteur modulé en amplitude).

Nous avons :

P = étage pilote.

D = étage tampon ou multiplicateur de fréquence (un ou plusieurs, selon le cas).

PA = étage final amplificateur de puissance H.F.

Manip = manipulation s'effectuant, en général, soit sur le pilote, soit sur l'étage H.F. final.

Micro = microphone (entrée B.F.).

Ampl. B.F. = préamplificateur et amplificateur basse fréquence.

Mod. = modulateur (étage final B.F. de puissance) ; dans les émetteurs d'amateurs, la modulation est appliquée, généralement, sur l'étage final H.F.

Ant. = antenne d'émission.

## § 2. — Rôle du pilote

L'Administration des P.T.T. ne donne un avis favorable pour l'autorisation d'une station d'émission privée, que si : « l'émetteur est conçu et monté sous sa forme définitive en tenant compte des exigences de la technique actuelle : pilotage par lampe ou cristal, etc. » suivant les termes mêmes des circulaires adressées aux candidats.

L'amateur doit donc *obligatoirement* réaliser un émetteur piloté soit par « quartz », soit par « maître-oscillateur ».

Un émetteur piloté suppose un ensemble comportant, au minimum, deux étages ; nous reviendrons d'ailleurs, à la fin du paragraphe 4, sur cette délicate question. Donc, deux étages disions-nous : une lampe O, dite lampe pilote, montée en oscillatrice à faible puissance, qui induit des oscillations dans le circuit grille d'une seconde lampe A, plus « forte », montée en amplificatrice H.F. de puissance chargée par l'antenne rayonnante. En d'autres termes, l'oscillation de la lampe O — ou un de ses harmoniques — est amplifiée par la lampe A (qui fonctionne en amplificatrice uniquement et non en auto-oscillatrice, répétons-le) ; et si la lampe O décroche pour un motif quelconque, l'antenne ne rayonne plus, aucune oscillation ne lui étant transmise par la lampe A.

Dans un tel montage correctement réalisé, les divers réglages de l'émetteur n'ont pratiquement aucune dépendance mutuelle.

L'Administration recommande même l'utilisation de *trois* étages, c'est-à-dire un étage intermédiaire entre le pilote et l'étage final H.F.

se nomme, nous l'avons vu au chapitre II, tension de déchet : $V_d$.

On admet, en général, une tension de déchet $V_d$ égale à 15 % de la tension d'alimentation $V_o$ pour un tube convenablement excité et normalement chargé.

(donc $U_{max} = 85\ \%\ V_o$).

D'autre part, un courant alternatif I de fréquence $f$ traverse la capacité C et a pour valeur :

$$I = 2\pi f \,.\, C \,.\, U,$$

C étant la capacité du condensateur, en farads ; U la tension aux bornes, en volts.

La puissance perdue $W_p$ dans le circuit a donc pour expression :

$$W_p = R \,.\, I^2_{eff} = R \left( \frac{I_{max}}{\sqrt{2}} \right)^2 = \frac{R \,.\, I^2_{max}}{2}$$

$$= \frac{R \,.\, C^2 \,.\, \omega^2 \,.\, U^2_{max}}{2} = \frac{L \,.\, \omega \,.\, C^2 \,.\, \omega^2 \,.\, U^2_{max}}{2\ Q}$$

puisque $Q = \dfrac{R}{L \,.\, \omega}$

Mais $L \,.\, C \,.\, \omega^2 = 1$, puisque nous sommes à la résonance, et finalement :

$$W_p \doteq \frac{C \,.\, \omega \,.\, U^2_{max}}{2\ Q}$$

Cette expression montre que, pour des C.O. d'égale qualité, l'énergie perdue est faible lorsque l'on fait C également faible. Il ne faut cependant pas abuser dans ce sens, d'abord parce qu'il faut laisser au condensateur une certaine marge pour obtenir un accord correct sans trop d'acrobaties et ensuite parce qu'il y a une valeur minimum à respecter si l'on veut obtenir, dans le C.O., une intensité qui, comme allure, tende vers la sinusoïde (sinon attention aux harmoniques !). En fait, pour avoir un bon rendement H.F., on est obligé de faire fonctionner les tubes amplificateurs par « impulsions » si l'on peut dire, le courant anodique ne passant que pendant une fraction de la période.

On se rend donc bien compte que le rendement de l'étage complet est inférieur au rendement propre du tube. De tout cela, nous tirerons les conclusions pratiques suivantes :

1° Emploi du minimum d'isolant, même de la meilleure qualité.

2° Emploi d'un condensateur variable parfait ; la liaison au rotor (lames mobiles) sera faite par un bout de câble ou une large lame de clinquant (cuivre) soudée en bout d'axe et travaillant à la torsion.

3° La bobine — point capital — sera réalisée avec soin ; ses dimensions géométriques, diamètre D et longueur $l$, seront liées par les relations suivantes, donnant une idée approximative des proportions :

$$D < l < 1{,}5\ D$$

Une self-inductance est admise de bonne qualité lorsque l'écartement entre spires est de deux fois le diamètre du conducteur utilisé (en d'autres termes, lorsque le pas de l'enroulement est égal à trois fois le diamètre du conducteur). Cependant, pour des raisons d'encombrement, on fait généralement les bobinages avec écartement entre spires égal au diamètre du conducteur ; ce qui n'empêche pas d'obtenir d'excellente bobines !

Dans la plupart des montages d'émission d'amateur, la bobine du dernier circuit oscillant (circuit plaque ampli P.A./H.F.) pourra être faite avec du tube de cuivre de 5 à 6 millimètres de diamètre extérieur.

4° Enfin, le conducteur constituant la bobine (tube, par exemple) se prolongera jusqu'aux bornes du condensateur variable d'accord.

Après le rappel de ces quelques éléments de base, nous renvoyons le lecteur au chapitre VII spécialement consacré au calcul des circuits oscillants.

**Remarque sur le montage des C.V. de C.O. parcourus par la H.T.**

Disons enfin que, schématiquement, on représente un circuit oscillant comme le montre la figure V-1 A. Mais pratiquement, on peut tout aussi bien utiliser les montages V-1 B et C sans modifier les valeurs : montages sensiblement équivalents au montage A et qui permettent de pouvoir relier les lames mobiles du C.V. à la masse (cas particulièrement intéressant lorsque le C.O. est parcouru par la H.T., la *fixation* du C.V. devenant plus commode). Nos lecteurs ne manqueront pas de se souvenir de cette importante remarque au moment de la construction de leur émetteur.

Les montages A et B sont dits à alimentation-série ; le montage C, à alimentation parallèle.

La bobine d'arrêt Ch est indispensable dans le montage C, tandis qu'elle est facultative dans les montages A et B.

D'autre part, s'il s'agit d'un étage *modulé* par l'anode, la valeur du condensateur C se situe entre 2.000 et 5.000 pF ; dans le cas d'un étage non modulé (ou dont la modulation est appliquée sur une autre électrode que celle comportant le C.O. en question), il est possible d'em-

ployer des condensateurs de capacité plus élevée.

**Note.** — Avant de poursuivre par l'étude de chaque partie d'un *émetteur*, il convient de fixer les idées du lecteur sur

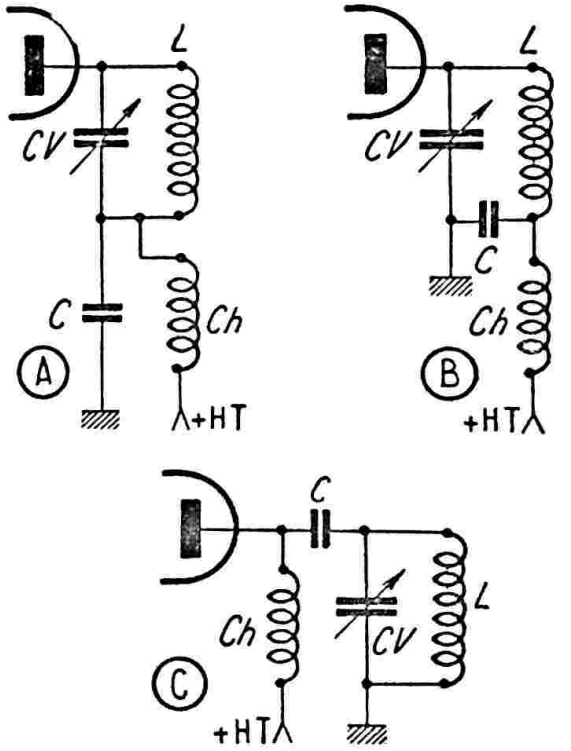



*Fig. V-1*

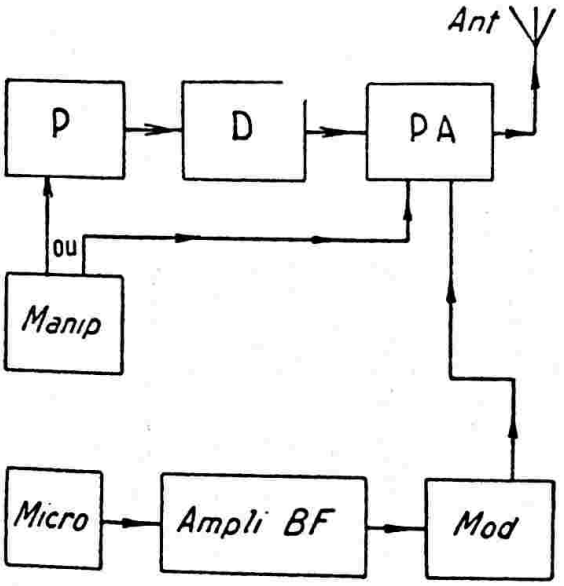



*Fig. V-2*

l' « assemblage » desdites parties dans la constitution d'un poste. C'est le but du tableau synoptique de la figure V-2 (émetteur modulé en amplitude).

Nous avons :

P = étage pilote.

D = étage tampon ou multiplicateur de fréquence (un ou plusieurs, selon le cas).

PA = étage final amplificateur de puissance H.F.

Manip = manipulation s'effectuant, en général, soit sur le pilote, soit sur l'étage H.F. final.

Micro = microphone (entrée B.F.).

Ampl. B.F. = préamplificateur et amplificateur basse fréquence.

Mod. = modulateur (étage final B.F. de puissance) ; dans les émetteurs d'amateurs, la modulation est appliquée, généralement, sur l'étage final H.F.

Ant. = antenne d'émission.

## § 2. — Rôle du pilote

L'Administration des P.T.T. ne donne un avis favorable pour l'autorisation d'une station d'émission privée, que si : « l'émetteur est conçu et monté sous sa forme définitive en tenant compte des exigences de la technique actuelle : pilotage par lampe ou cristal, etc. » suivant les termes mêmes des circulaires adressées aux candidats.

L'amateur doit donc *obligatoirement* réaliser un émetteur piloté soit par « quartz », soit par « maître-oscillateur ».

Un émetteur piloté suppose un ensemble comportant, au minimum, deux étages ; nous reviendrons d'ailleurs, à la fin du paragraphe 4, sur cette délicate question. Donc, deux étages disions-nous : une lampe O, dite lampe pilote, montée en oscillatrice à faible puissance, qui induit des oscillations dans le circuit grille d'une seconde lampe A, plus « forte », montée en amplificatrice H.F. de puissance chargée par l'antenne rayonnante. En d'autres termes, l'oscillation de la lampe O — ou un de ses harmoniques — est amplifiée par la lampe A (qui fonctionne en amplificatrice uniquement et non en auto-oscillatrice, répétons-le) ; et si la lampe O décroche pour un motif quelconque, l'antenne ne rayonne plus, aucune oscillation ne lui étant transmise par la lampe A.

Dans un tel montage correctement réalisé, les divers réglages de l'émetteur n'ont pratiquement aucune dépendance mutuelle.

L'Administration recommande même l'utilisation de *trois* étages, c'est-à-dire un étage intermédiaire entre le pilote et l'étage final H.F.

Le pilote devra donc assurer la constance de la fréquence porteuse des signaux émis ; il sera parfaitement stable et réalisé avec un soin tout particulier.

L'étage pilote est ordinairement monté sur un petit châssis séparé du reste de l'émetteur et complètement blindé, afin de le soustraire aux réactions magnétiques ou statiques indésirables des autres circuits.

## § 3. — Divers « maîtres-oscillateurs »

N'importe quel montage oscillateur peut convenir pour réaliser un maître-oscillateur ; cependant, certains paraissent d'une plus grande faveur, parce que donnant une oscillation plus puissante ; d'autres sont plus riches en harmoniques et permettent

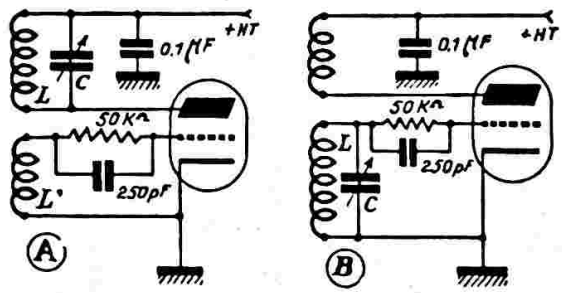



*Fig. V-3*

une excitation plus facile de l'étage amplificateur H.F. sur plusieurs bandes ; enfin certains, et c'est bien là la qualité primordiale qu'il faut rechercher dans un pilote, sont remarquables par leur stabilité en fréquence.

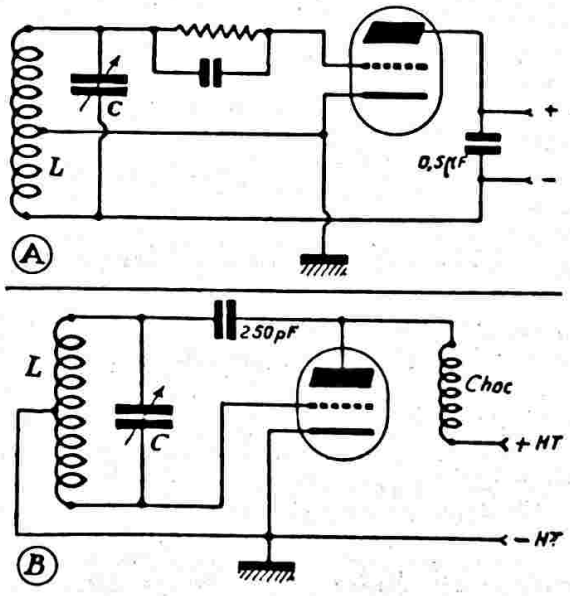



*Fig. V-4*

Nous allons voir rapidement les oscillateurs les plus courants, en nous arrêtant cependant plus longuement sur les montages présentant quelque intérêt.

1° **Montage oscillateur « reversed-feed-back »** (fig. V-3 A). — C'est le montage classique à circuit d'anode accordé. La fréquence des oscillations produites est déterminée par le circuit oscillant LC.

2° **Oscillateur « feed-back »** (fig. V-3 B). — Montage à circuit grille accordé ; même remarque que précédemment.

3° **Oscillateur Hartley** (fig. V-4 A). — Le couplage grille-anode peut être modifié en déplaçant la prise de cathode sur la bobine L. Plus cette prise se rapproche de l'extrémité grille, plus le couplage grille-anode est faible. La fréquence des oscillations produites est déterminée par le circuit oscillant LC. Un tel montage présente cependant l'inconvénient de ne pouvoir relier le « moins » de la source H.T. à la masse. On lui préfère alors le montage Hartley à alimentation parallèle (fig. V-4 B).

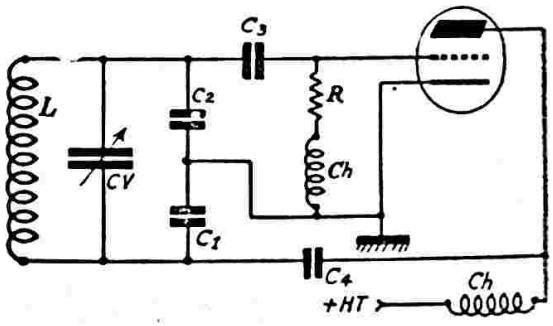



*Fig. V-5*

4° **Oscillateur Colpitts** (fig. V-5). — On utilise, en général, des condensateurs fixes $C_1$ et $C_2$ de même valeur (350 pF pour les ondes de l'ordre de 40 mètres).

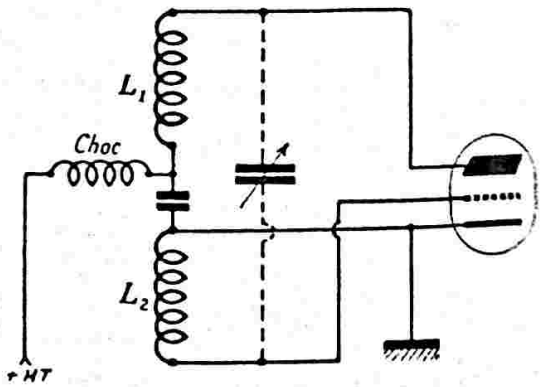



*Fig. V-6*

La fréquence des oscillations est déterminée par le circuit oscillant L.CV. Cet oscillateur est très stable ; cela est dû à ce que les condensateurs $C_1$ et $C_2$ sont montés en parallèle sur les capacités cathode-anode et cathode-grille du tube

Ces capacités internes très faibles par rapport à $C_1$ et $C_2$, peuvent varier par l'échauffement des électrodes, sans entraîner de variation de fréquence des oscillations produites.

5° **Split coil Hartley** (fig. V-6). — Ce montage dérive du Hartley classique à alimentation parallèle. Les bobines $L_1$, $L_2$ sont, en général, identiques et placées dans le prolongement l'une de l'autre. Elles peuvent être accordées l'une *et* l'autre ou l'une *ou* l'autre, par des condensateurs variables.

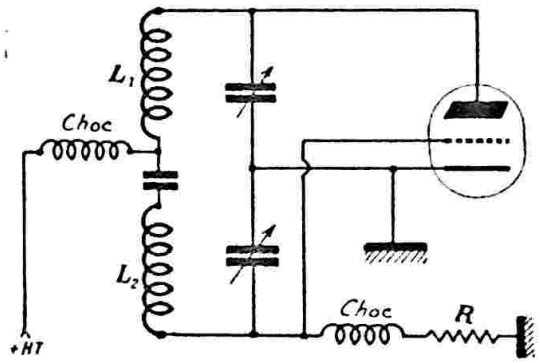



*Fig. V-7*

6° **Oscillateur Hoffman** (fig. V-7). — Ce montage est une modification de l'oscillateur Colpitts à alimentation parallèle ; c'est avec un tel appareil que W2JN a réalisé ses premiers essais transatlantiques sur une λ de 10 mètres avec F8CT.

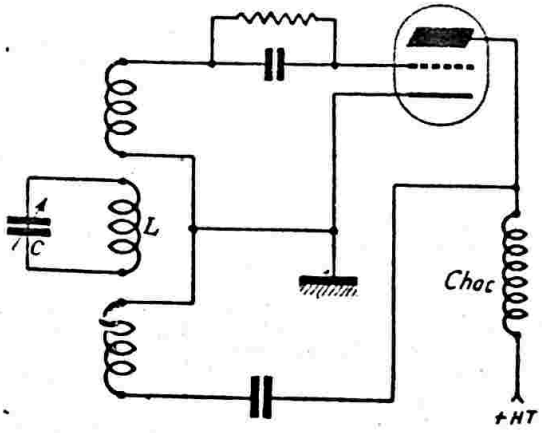



*Fig. V-8*

7° **Oscillateur Meissner** (fig. V-8). — Ce montage réalise le couplage grille-anode nécessaire à l'entretien des oscillations dans un circuit accordé LC.

La fréquence des oscillations est déterminée par ce circuit.

8° **Oscillateur T.P.-T.G.** (fig. V-9). — Ce qui signifie « tuned plate-tuned grid », soit plaque accordée, grille accordée. Cet oscillateur possède, en effet, deux circuits

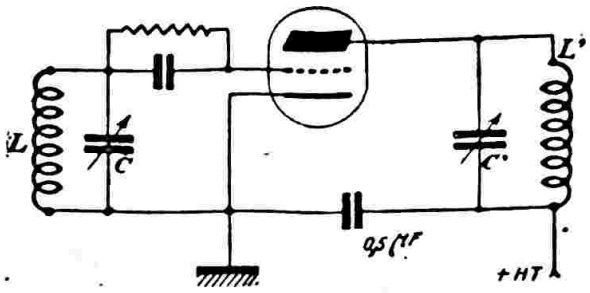



*Fig. V-9*

oscillants LC et L'C' accordés sur la même fréquence, mais qui sont couplés uniquement par la capacité interne grille-anode du tube.

9° **Oscillateur T.N.T.** (fig. V-10). — Même principe que le montage précédent ;

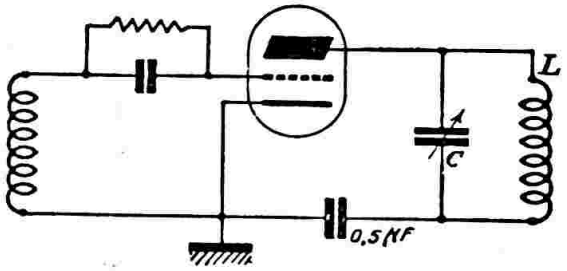



*Fig. V-10*

mais ici, nous n'avons qu'un seul circuit oscillant accordé LC déterminant la fréquence des oscillations. T.N.T. (tuned not tuned) soit « accordé et non accordé ».

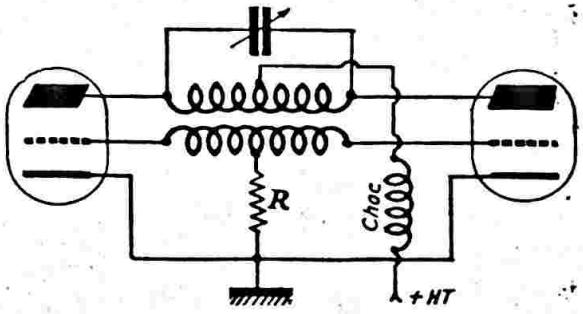



*Fig. V-11*

10° **Oscillateur symétrique Mesny** (fig. V-11). — C'est, en somme, un montage reversed feed-back symétrique ; il permet d'obtenir une puissance H.F. d'oscillation double par rapport à l'utilisation d'une

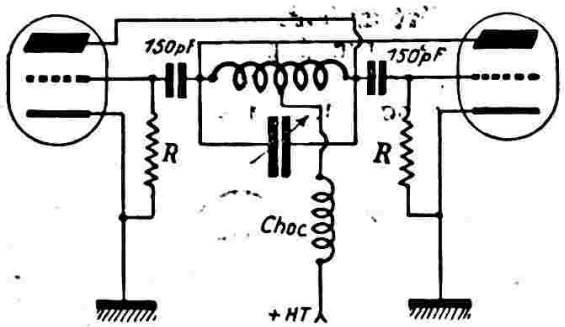



*Fig. V-12*

seule lampe, sans avoir les inconvénients de deux tubes en parallèle (capacités internes s'ajoutant).

11° **Oscillateur Hartley push-pull** (fig. V-12). — Même remarque que précédemment. Les condensateurs de 150 pF ont pour but d'empêcher l'application de la haute tension d'alimentation sur les grilles des tubes.

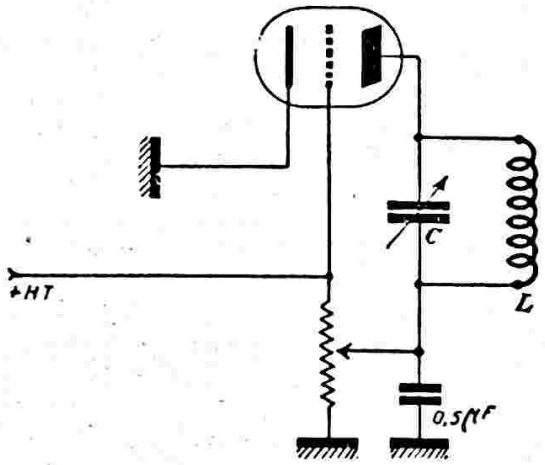



*Fig. V-13*

12° **Oscillateur dynatron** (fig. V-13). — On compense la résistance apparente du circuit oscillant LC par la résistance négative du tube monté en dynatron (grille

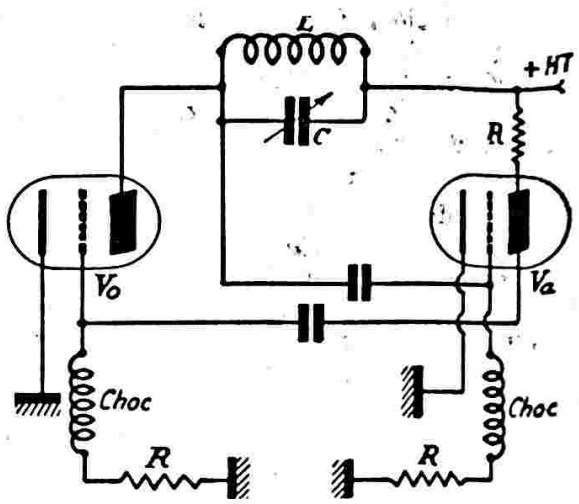



*Fig. V-14-A*

fortement positive par rapport à l'anode) ce qui provoque l'accrochage des oscillations.

*Remarque :* Pour la simplification des schémas, nous avons toujours fait figurer des triodes dans l'équipement des oscillateurs décrits. Néanmoins, avec quelques légères additions de matériel (tension d'écran), on peut parfaitement utiliser des tubes tétrodes ou pentodes. Le fonctionnement reste correct et est même, parfois, amélioré.

13° **Oscillateur Franklin** (fig. V-14-A). — Cette réalisation emploie deux tubes triodes. Lorsqu'une oscillation prend naissance dans le circuit LC, elle excite le tube $V_a$, qui travaille uniquement en amplificateur à résistance, pour commander la grille de la lampe oscillatrice $V_o$ (qui entretient les oscillations). Ce montage est d'une grande stabilité, du fait de la faible réaction entre le circuit oscillant LC et la lampe $V_o$. Il a été très employé sur les émetteurs Marconi.

Sur la figure V-14-B, nous représentons

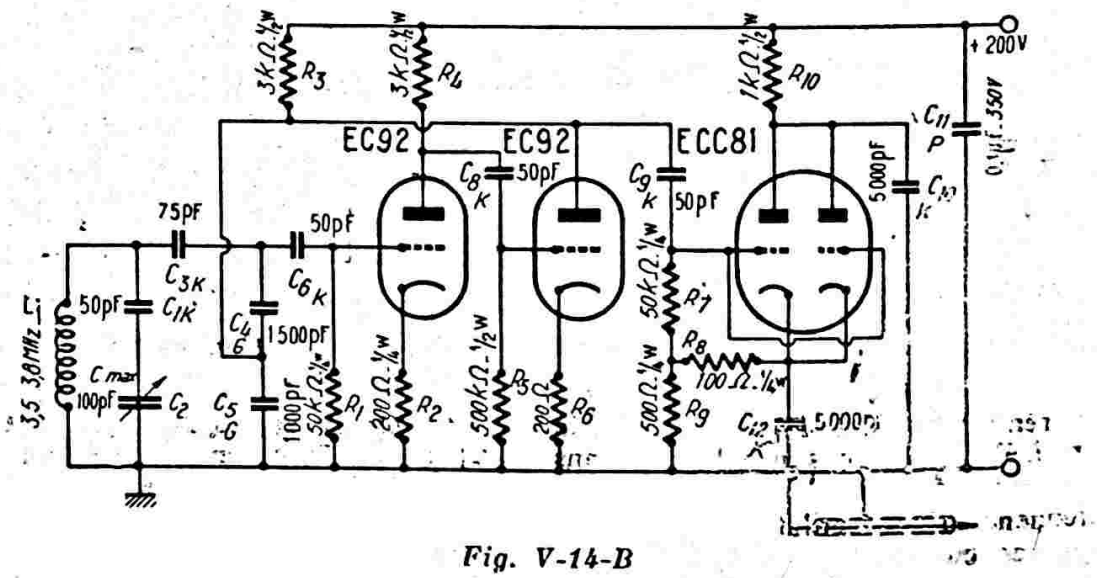



*Fig. V-14-B*

une variante de l'oscillateur Franklin, montage préconisé par Téléfunken. Ce pilote complet est d'une remarquable stabilité. Il utilise deux tubes EC92 ; le circuit accordé déterminant la fréquence d'oscillation est monté dans le circuit de grille du tube EC92 de gauche ; le tube EC92 de droite entretient l'oscillation. Cet oscillateur est suivi d'un tube de couplage ECC81 (double triode, éléments en parallèle) pour l'attaque des étages suivants. La sortie s'effectue en basse impédance sur les cathodes du tube ECC81. D'après le schéma, les condensateurs sont des types suivants : K = céramique ; G = mica ; P = papier.

$L_1$ = 26 tours, fil 5/10 de mm émaillé, sur mandrin stéatite de 34 mm de diamètre.

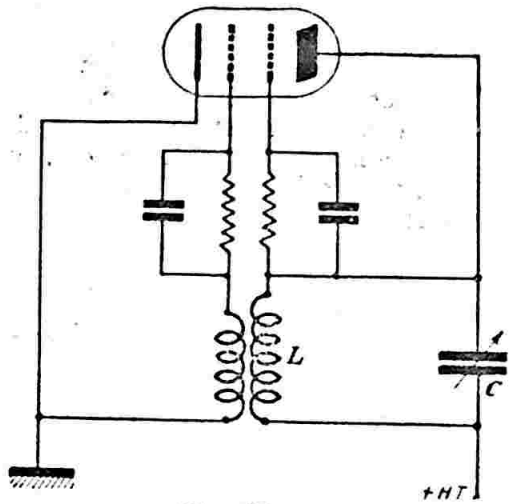



*Fig. V-15*

14° **Oscillateur David** (fig. V-15). — Dans ce montage, on utilise une tétrode, plus exactement une bigrille. Le courant plaque ne passe que par impulsions très brèves. La stabilité de cet oscillateur est assez intéressante, et elle est due à la forte réduction du courant de grille.

15° **Oscillateur à couplage cathodique** (fig. V-16). — Ce montage a été exposé dans *Wireless Engineer* et mis en pratique par W8MSS. La lampe employée est une double triode 6J6. Un circuit LC, convenablement dimensionné, est placé entre grille et masse d'un élément triode : il permet la production d'oscillations pouvant aller de 20 cycles à 80 mégacycles par seconde ! On a même atteint 200 Mc/s sans avoir à placer de bobines d'arrêt H.F. dans le circuit de chauffage. Sa stabilité est remarquable, même s'il est soumis à des variations de tension anodique importantes.

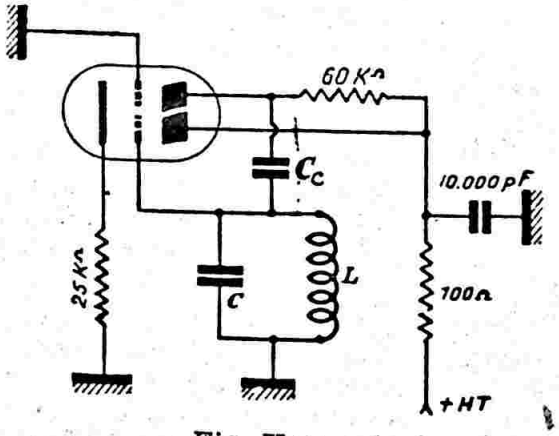



*Fig. V-16*

En cas de contrôle par cristal, on place ce dernier en $C_c$.

16° **Oscillateur à couplage électronique E.C.O.** (fig. V-17). — Dans un tel montage, les oscillations sont entretenues par un couplage grille de commande/cathode (la grille-écran jouant le rôle d'anode dans l'élément triode ainsi considéré). Le flux électronique issu de la cathode, varie au rythme des oscillations générées. Ce flux atteignant ainsi la plaque, provoque alors des oscillations que l'on peut mettre en évidence dans le circuit d'anode en y insérant une impédance. Cette impédance est généralement celle d'un circuit oscillant $L_2$-$C_2$ accordé soit sur la fréquence F de l'oscillateur $L_1$-$C_1$, soit sur l'harmonique 2F, par exemple (ce qui est parfois très intéressant, car on réalise ainsi un premier doublage de fréquence).

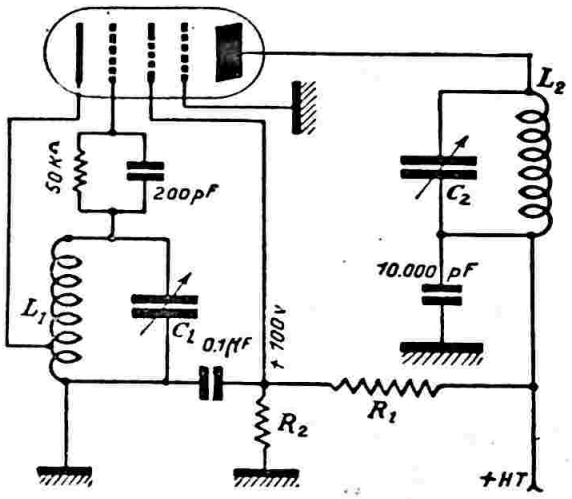



*Fig. V-17*

La prise cathode sur $L_1$ se fait généralement au tiers de l'enroulement compté à partir de la base (masse).

L'oscillateur à couplage électronique est *très stable :* aucune réaction *importante* n'est à craindre de la part du circuit $L_2$-$C_2$

sur le circuit $L_1$-$C_1$, le couplage s'effectuant par la seule voie électronique. Bénéficiant de ce couplage, ce montage est supérieur à ceux dans lesquels le circuit oscillateur proprement dit est couplé aux circuits d'utilisation (circuits à exciter) par un moyen électromagnétique ou électrostatique quelconque. Enfin, il est indépendant, quant à la fréquence de l'oscillation produite, des tensions de chauffage, d'écran et d'anode, dans d'assez larges limites, surtout si l'on a soin de faire la capacité $C_1$ assez forte.

17° **Oscillateur Clapp.** — Le schéma de montage de l'oscillateur Clapp, tel qu'il a été vulgarisé par la presse américaine, est donné sur la figure V-18. Comme on le

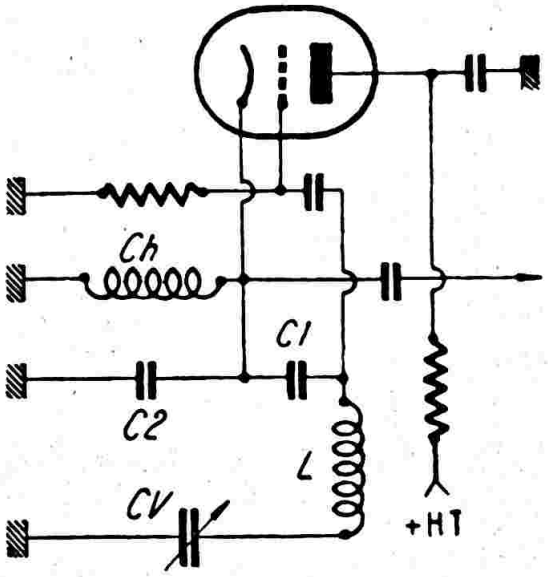



*Fig. V-18*

voit, il s'agit d'un dérivé du Colpitts et du Split Coil Hartley.

Mais nous devons ouvrir une parenthèse; nous venons de voir le montage E.C.O. qui n'est, lui, pas autre chose qu'un Hartley (ou un oscillateur à couplage cathodique classique). L'oscillateur E.C.O. doit sa popularité à sa grande stabilité. Pourquoi est-il stable ? Simplement parce que la H.F. disponible est « prise » sur une électrode (en l'occurence, la plaque de la pentode) absolument indépendante du circuit oscillant déterminant la fréquence, électrode uniquement couplée *électroniquement*, d'où le nom de « electronic coupled oscillator ». Or, le montage Clapp, tel qu'il a été publié par son promoteur, est équipé d'une triode, et la H.F. disponible est « prise » sur la cathode (fig. V-18), électrode connectée au circuit oscillant. C'est un peu comme si, dans le montage oscillateur à couplage cathodique classique (fig. IV-52, par exemple), l'on prélevait la H.F. sur la cathode ou sur la grille. La fréquence d'oscillation n'est plus, alors, indépendante de la charge, et ce, bien souvent, malgré plusieurs étages séparateurs... et *dans un émetteur*, la *charge varie* aussi bien en période de manipulation qu'en période de modulation !

L'oscillateur Clapp triode est, par lui-même, d'une stabilité remarquable ; mais pourquoi ne pas mettre toutes les chances du même côté, et chercher à bénéficier de la liaison électronique, laissant alors le circuit oscillant absolument indépendant aussi bien électromagnétiquement qu'électrostatiquement. C'est ce que nous préconisons en conseillant l'emploi d'un tube pentode équipant le montage de la figure V-19.

C'est la grille écran de la pentode qui tient le rôle de l'anode de l'oscillateur classique Clapp. La fréquence d'oscillation est déterminée par le circuit formé, d'une part, du bobinage L, et d'autre part, de la capacité en parallèle sur ce bobinage ; cette capacité a pour valeur la capacité

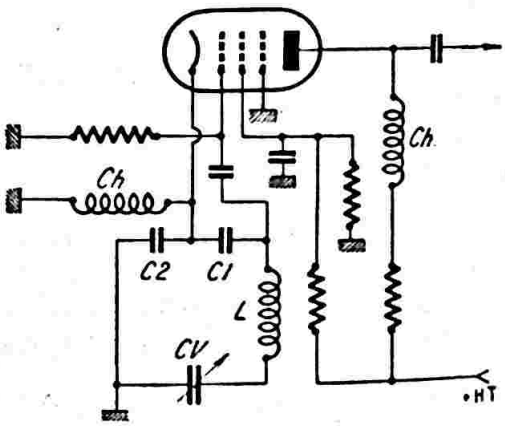



*Fig. V-19*

résultante du groupement en série de $C_1$, $C_2$ et CV.

Pour une *valeur donnée* du bobinage L, plus $C_1$ et $C_2$ seront grands, meilleure sera la stabilité.

**Notes importantes.**

Avant d'aborder l'étude des pilotes à quartz, nous allons dire quelques mots sur le fonctionnement des montages décrits précédemment dans leur utilisation en « maître-oscillateur ».

1° Parmi tous ces oscillateurs, certains sont maintenant désuets ; certains, par contre, sont très utilisés en V.H.F. du fait de leur facilité d'entretien sur les longueurs

d'onde très faibles. D'autres, enfin, tels que l'E.C.O. et le Clapp (fig. V-17 et V-19) sont remarquables par leur stabilité ; ces deux derniers montages sont couramment employés et tiennent la vedette tour à tour chez les amateurs.

Dans l'étude des divers émetteurs que nous ferons au cours de cet ouvrage, nous aurons, d'ailleurs, l'occasion de voir leur application pratique dans chaque cas particulier.

Mais, de toutes façons, il faut reconnaître que la qualité principale d'un maître-oscillateur doit être sa stabilité en fréquence.

2° Le manque de stabilité peut provenir des circuits (self-inductances, capacités, couplages) ; les causes de modification de ces éléments sont, en général : mobilité ou déformation des connexions et des bobines ; mauvais contacts dans les broches des bobinages et le rotor des C.V. ; déplacements par vibrations mécaniques (utilisation de supports antivibratoires) ; enfin, influence de la variation de température (emploi de matériaux peu sensibles à la température, à dilatation réduite).

Les tubes interviennent également pour une grande part dans le glissement de fréquence. Il y a variation de longueur d'onde pour toute modification du régime de fonctionnement, c'est-à-dire pour toute variation des tensions d'alimentation (nécessité d'utiliser une alimentation séparée et stabilisée pour le maître-oscillateur). Le courant grille est, lui aussi, une cause non négligeable de variation de fréquence.

Le déplacement d'un objet conducteur (ou de la main de l'opérateur) peut provoquer, dans bien des cas, un glissement de fréquence, d'où nécessité de placer le maître-oscillateur pilote à l'intérieur d'un coffret en aluminium, par exemple, relié à la masse, l'isolant ainsi électromagnétiquement et électrostatiquement de toutes influences extérieures.

3° Enfin, l'impédance d'utilisation (étage suivant), soit, en d'autres termes, la charge de l'oscillateur, peut provoquer aussi une dérive de fréquence. La stabilité ne reste intéressante que si l'on demande au pilote une très faible énergie H.F. Il faut donc obligatoirement faire suivre cet étage pilote par un et même *plusieurs* étages amplificateurs, qui seront, soit des étages tampons (amplification de l'oscillation fondamentale de fréquence F ; montage accordé ou apériodique), soit des étages doubleur de fréquence (amplification de l'harmonique de fréquence 2F). Dans ce dernier cas, il est intéressant de noter que l'on diminue davantage encore la réaction de l'amplificateur sur le pilote.

4° Une petite dérive de fréquence intermittente est parfois constatée sur tous les montages oscillateurs dont la cathode du tube est utilisée comme électrode active (cas de l'oscillateur E.C.O., Clapp, etc.). Dans ces montages, la cathode est à un certain potentiel H.F., et le filament est au potentiel de la masse. Or, dans certains tubes, l'échauffement du filament entraîne une variation de capacité entre ces deux électrodes qui se traduit par des glissements de fréquence très légers.

A chaud, cette capacité inter-électrode varie entre 10 et 50 pF, suivant le type de tube ; de plus, l'angle de perte est relativement élevé. D'autre part, toujours à chaud, on constate une résistance filament-cathode de quelques 100.000 à 500.000 ohms.

Outre la dérive de fréquence signalée plus haut, la présence de ces deux phénomènes indésirables amène une fuite de H.F. de la cathode vers le filament (donc, la masse). Il est parfois nécessaire, principalement sur les fréquences élevées, d'augmenter notablement le nombre de spires entre cathode et masse, afin de maintenir l'oscillation (cas de l'E.C.O.).

Le remède à ces maux est indiqué sur la figure V-20 : il consiste à relier le filament à la cathode ; naturellement, il est

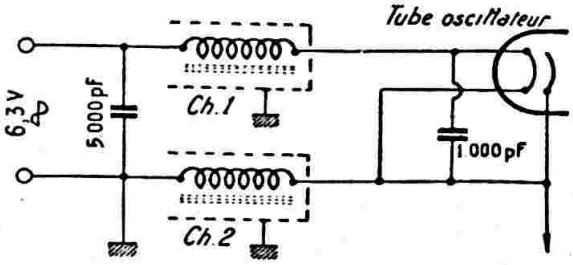



*Fig. V-20*

alors nécessaire d'intercaler, en série dans chaque connexion du chauffage du tube oscillateur, des bobines d'arrêt H.F. ($Ch_1$ et $Ch_2$) capables de laisser passer le courant de chauffage sans une élévation de température exagérée.

Voici, à titre indicatif, les détails de construction de ces bobines pour un tube consommant 0,3 A sous 6,3 V (genre 6SJ7 par exemple). Chaque bobine est faite de 48 spires de fil 8/10 de mm. (sous émail ou sous coton) bobinées à spires jointives en 3 couches, sur un noyau de fer aggloméré de 15 mm. de long et 9,5 mm. de diamètre. La résistance en courant continu de l'une de ces bobines est de 0,09 ohm ; par conséquent, la chute de tension provoquée est négligeable

Chaque bobine d'arrêt est blindée séparément par un petit tube d'aluminium.

En matière de résumé, nous donnons l'émunération (1) des conditions à rechercher pour accroître la stabilité en fréquence d'un oscillateur :

*a*) Forte capacité équipant le C.O. ;

*b*) Faible inductance du circuit de grille L' (se reporter, par exemple, à la figure V-3A) ;

*c*) Circuit oscillant très peu amorti ;

*d*) Tube à grand coefficient d'amplification et à grande résistance interne ;

*e*) Faible coefficient d'induction mutuelle M (puisque le courant grille se révèle néfaste) ;

*f*) Coefficient de couplage $\frac{M}{\sqrt{L \cdot L'}}$ aussi voisin que possible de l'unité.

Notons enfin que le montage oscillateur Clapp pentode (fig. V-19) et le montage oscillateur E.C.O. (fig. V-17), du fait même de leur constitution et de leur régime de fonctionnement, sont moins exigeants quant aux conditions précédemment exposées, ce qui ne signifie pas que l'on puisse les réaliser sans soin, bien au contraire !

De toutes façons, nous ne pouvons que recommander l'un ou l'autre de ces derniers oscillateurs, du fait de leur *liaison électronique* aux étages suivants ; la plupart des autres montages nécessitent un couplage sur le circuit oscillant déterminant la fréquence. Or, comme nous aurons l'occasion d'en reparler chapitre XXI § 1, le couplage d'un circuit à un autre circuit oscillant modifie la fréquence d'oscillation de ce dernier.

## § 4. — Oscillateur pilote quartz

A l'état naturel, les cristaux de quartz se présentent sous la forme de prismes hexagonaux surmontés de deux pyramides. La ligne imaginaire qui joint les deux sommets des pyramides se nomme axe optique. Nous représentons (fig. V-21) la section d'un cristal par un plan perpendiculaire à son axe optique (O est donc la section de l'axe optique).

Les trois axes $X_1$-$X'_1$, $X_2$-$X'_2$ et $X_3$-$X'_3$ sont les axes électriques ; et les axes $Y_1$-$Y'_1$, $Y_2$-$Y'_2$ et $Y_3$-$Y'_3$, perpendiculaires aux côtés du prisme hexagonal, se nomment axes mécaniques. Dans un tel prisme de quartz, on pourrait tailler des lames minces dans n'importe quel plan ou direction ; cependant, deux tailles principales présentent de l'intérêt :

la taille X, ou coupe Curie,
la taille Y, ou coupe à 30 degrés.

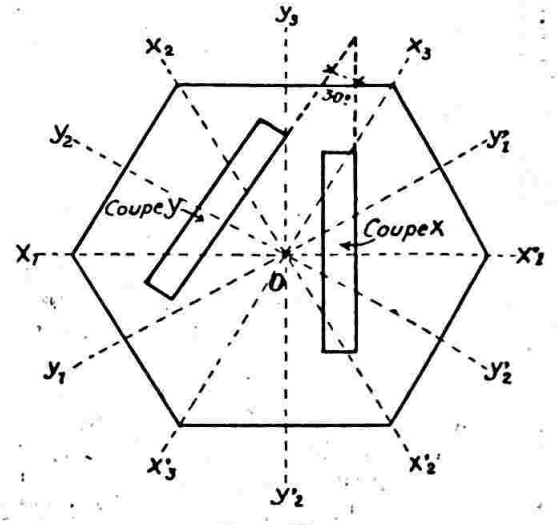



*Fig. V-21*

On pratique aussi la coupe A.T. En considérant la constance des oscillations d'une lame de quartz, on s'aperçoit que le coefficient de température dépend de la taille de cette lame.

Quand les faces sont normales à l'axe électrique, ce coefficient est de $-2 \cdot 10^{-6}$ environ ; quand elles sont à la fois parallèles à l'axe électrique et à l'axe optique, il est égal à $+8 \cdot 10^{-6}$ ; enfin, pour des lames dont les faces sont parallèles à l'axe électrique et dont la normale fait un angle $\theta$ avec l'axe optique, le coefficient est égal à $+8 \cdot 10^{-6}$ pour $\theta = 90°$, à $-8 \cdot 10^{-6}$ si $\theta = 160°$, et il s'annule pour $\theta = 40°$ et 160°. En choisissant un de ces deux derniers angles pour la taille, on obtient des quartz à faible coefficient de température (coupe AT) ; l'effet piézo-électrique est un peu diminué, mais cela ne présente pas d'inconvénient notable en regard des avantages obtenus.

(Un coefficient positif indique que la fréquence augmente en même temps que la température ; pour un coefficient négatif, la fréquence diminue).

Rappelons brièvement les phénomènes dits piézoélectriques que l'on peut observer dans un quartz :

*a*) Si l'on comprime ou dilate une lame de cristal dans le sens de l'axe électrique ou dans le sens de l'axe mécanique, il apparaît, sur les faces perpendiculaires à l'axe électrique choisi au moment de la coupe, une charge électrique.

(1) Enumération provenant des travaux du « Department of Scientific and Industriel Research ».

*b*) Le phénomène précédent est reversible ; si l'on applique entre ces mêmes faces une différence de potentiel continue, l'épaisseur du cristal varie très légèrement en plus ou en moins.

*c*) Si le cristal vibre mécaniquement, la différence de potentiel engendrée est alternative.

*d*) Si l'on applique sur les faces une différence de potentiel alternative, le cristal se met à vibrer.

Dès 1922, l'Américain Walter G. Cady a montré qu'il était possible d'utiliser un cristal de quartz pour la stabilisation en fréquence des oscillations d'un tube triode, la fréquence étant déterminée par l'épaisseur du cristal.

La fréquence propre d'un cristal vibrant suivant son axe électrique est donnée par la formule de Hund :

$$f = \frac{2870}{e}$$

$f$ = fréquence en kilocycles-seconde.

$e$ = épaisseur de la lame de quartz en millimètres.

On en déduit :

$$\lambda = 104\, e$$

$\lambda$ = longueur d'onde en mètres.

On est parvenu à assurer l'entretien d'oscillations commandées par cristal avec une stabilité telle que les variations de fréquence, au cours de journées entières, ne dépassent pas 1/100.000 et même 1/1.000.000 (quartz placé dans une enceinte à température constante contrôlée par thermostat) (1).

En fait, les caractéristiques électromagnétiques (circuit équivalent) du quartz montrent que l'amortissement est excessivement faible, circonstance particulièrement favorable pour la stabilité. D'autre part, la courbe de résonance du quartz est beaucoup plus abrupte que celle d'un C.O. ordinaire (nous avons fait appel à cette propriété dans la réalisation d'étages amplificateurs M.F. à bande très étroite dans les récepteurs demandant une grande sélectivité).

Pour la stabilisation de fréquence, on applique les efforts mécaniques dans le sens de l'épaisseur de la lame de cristal. On place celui-ci entre deux plaques métalliques assurant une pression très douce. Parfois, la plaque supérieure est juste posée sur la face du cristal. On utilise également des supports à « lame d'air », c'est-à-dire qu'un petit espace d'air est laissé entre le cristal et la plaque supérieure.

Un tel support à lame d'air est favorable à la production d'oscillations intenses ; par variation de l'épaisseur de cette lame d'air, on peut également modifier quelque peu la fréquence des oscillations engendrées (ce qui est parfois très intéressant pour se sortir d'un QRM) (1). Dans n'importe quel support, il est capital que les plaques de métal en contact avec la pastille de quartz soient parfaitement planes. De même, les plaques et le cristal doivent être dans un parfait état de propreté. On peut les nettoyer à l'éther ou au tétrachlorure de carbone ; puis, bien laisser sécher à l'abri de l'humidité et de la poussière, avant de remonter le tout.

Dans un montage oscillateur à cristal, l'influence des variations des caractéristiques du tube et de son régime de fonctionnement (variations des tensions d'alimentation) est pratiquement négligeable. Il n'en est pas de même des réactions dues à l'excitation de l'étage amplificateur commandé par le pilote. Les remarques faites précédemment au sujet des maîtres-oscillateurs courants restent applicables. La puissance fournie par un pilote-cristal, bien que pouvant être nettement supérieure à celle d'un « maître-oscillateur » courant, doit cependant rester faible. Le contraire serait d'abord dangereux pour la vie du quartz ; et ensuite, un pilote-cristal ne peut fournir une énergie importante sans perdre partiellement ses qualités de stabilité.

La fréquence des oscillations produites est indépendante, pratiquement, de la fréquence d'accord du C.O. ; il n'en est pas de même de l'énergie H.F. disponible à ses bornes, qui est évidemment maximum lorsque le C.O. est accordé sur la fréquence d'entretien du quartz.

Le quartz n'est pas le seul cristal utilisable dans la stabilisation d'un oscillateur. Des disques taillés de manière convenable dans des cristaux de tourmaline, conviennent très bien également. Ils sont même moins fragiles que les cristaux de quartz, et de 35 % environ plus épais pour une même fréquence d'entretien

$$f = 3.750/e.$$

Ces disques de tourmaline peuvent osciller sur des fréquences très élevées (2).

(1) Notons, à titre d'exemple, l'émission d'ondes étalonnées de la station WWV du Bureau des Standards, à Washington, sur O.C., dont la précision des fréquences, tant « porteuses » que celles des signaux audibles transmis, atteint 1/50.000.000 !
Voir détails sur les émissions de WWV chapitre XXI, § 10.

(1) Un autre procédé de variation de la fréquence d'un quartz est donné plus loin.

(2) Sans avoir recours à des étages multiplicateurs de fréquence, le Dr Harald Straubel (1931) a pu réaliser un oscillateur sur 250 Mc/s ($\lambda$ = 1,20 mètre).

On peut commander directement sur 60 Mc/s, un tube oscillateur d'une dizaine de watts.

**Modification de la fréquence d'un cristal.**

Plusieurs moyens sont à la disposition de l'amateur, suivant qu'il s'agit d'augmenter ou de diminuer la fréquence d'un cristal. Mais, d'une manière générale, ce travail reste du domaine de l'amateur seulement pour une modification de fréquence de quelques kilocycles.

Nous avons vu précédemment la possibilité de variation de la fréquence d'oscillation (1) en modifiant la « lame d'air » d'un support prévu à cet effet. Mais ici, il s'agit de modifier franchement la fréquence du cristal lui-même.

Pour augmenter la fréquence, il suffit de frotter le cristal sur une pierre plane spéciale, afin d'en diminuer l'épaisseur. Il n'est pas besoin de dire combien ce travail est délicat : un cristal étant assez fragile et les deux faces devant rester rigoureusement parallèles. Aussi, si la modification de fréquence à obtenir est importante, il est préférable de confier ce travail à une maison spécialisée.

Pour l'amateur bricoleur, voici un procédé que nous avons expérimenté avec succès (cas de l'augmentation de la fréquence d'un cristal de quelques kilocycles seulement, rappelons-le). Matériel nécessaire : un marbre d'ajusteur ou un morceau de vitre épaisse parfaitement plane ; une gomme d'écolier bien plane également ; et de la pâte à roder les soupapes de moteur utilisée dans les garages (on prendra de la pâte la plus fine possible). Sur le marbre, on étale une légère couche de pâte ; puis, on place le cristal sur la pâte... et la gomme, sur le cristal. On frotte le cristal sur le marbre, en tous sens, en agissant sur la gomme qui fait adhérence parfaite : la couche de pâte abrasive use assez rapidement le cristal ; son épaisseur diminue et sa fréquence augmente. Il est nécessaire, de temps à autre, de nettoyer le cristal à l'éther, de le replacer dans son support, et de le monter sur un petit oscillateur Pierce par exemple (fig. V-23), afin de vérifier si la fréquence du quartz s'approche de la fréquence désirée. Ne jamais appuyer fortement lorsque l'on frotte le cristal sur la pâte abrasive. On arrive ainsi à augmenter la fréquence jusqu'à 12 à 15 kc/s ; au-delà, on supprime toute activité du cristal qui refuse alors d'osciller.

(1) Variation maximum possible : 1 à 3 pour 1.000 selon le type.

Par contre, il existe un moyen simple pour diminuer la fréquence d'oscillation. Il suffit de tremper le cristal dans une solution de mercuro-chrome et de laisser sécher ensuite. Cette solution, en séchant, enveloppe le cristal d'une mince couche qui augmente son épaisseur, et par suite, entraîne l'oscillation sur une fréquence plus faible. Pour atteindre la fréquence désirée, il est parfois nécessaire de tremper le cristal à plusieurs reprises dans la solution ; il convient de bien le laisser sécher entre chaque couche.

Dans le cas où l'on désirerait rendre au cristal sa fréquence primitive, il suffit de le nettoyer à l'alcool ou à l'éther.

**Variations volontaires de fréquence avec un quartz.**

Nous avons vu précédemment qu'un support de quartz à lame d'air permettait, par variation de l'épaisseur de cette lame d'air de modifier légèrement la fréquence d'oscillation du cristal (environ 1 à 3 pour 1 000).

Un autre procédé de variation volontaire de fréquence est indiqué sur la figure V-21-A. Il s'agit d'un montage oscillateur Franck Jones dans lequel la variation de réactance du quartz est obtenue par une bobine à noyau réglable. L'exemple est donné avec un tube EL84-6BQ5. La bobine L, en série avec le cristal, doit résonner sur une fréquence **supérieure** à celle du quartz lorsque son noyau est totalement dévissé. La présence de cette bobine provoque une **diminution** de la fréquence d'oscillation du cristal.

Donnons un exemple pratique en utilisant un quartz 8 025 kHz. Nous allons réaliser une bobine L résonnant sur 9 000 kHz environ, noyau sorti ; pour cela, il nous faut bobiner 28 tours de fil de cuivre émaillé de 3/10 de mm sur un mandrin de 10 mm de diamètre (Lipa). En vissant progressivement le noyau dans le mandrin de la bobine L, on arrive à provoquer une variation de la fréquence d'oscillation du cristal de l'ordre de 5 à 6 kHz plus basse que la fréquence fondamentale. Si cet oscillateur est utilisé au pilotage d'un émetteur V.H.F. pour la bande 144 MHz, cela entraîne une variation possible de 100 kHz sur cette bande (multiplication par 18).

**Montages oscillateurs à cristal.**

Nous verrons maintenant les montages les plus courants d'oscillateurs pilotés par cristal.

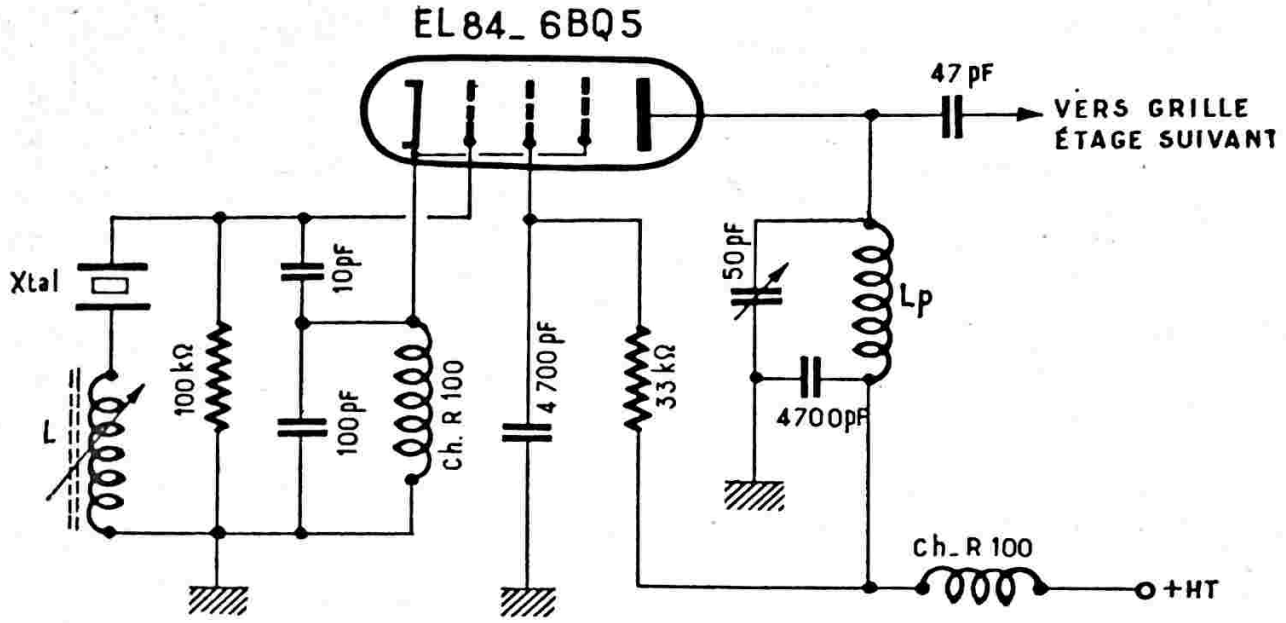



*Fig. V-21-A*

*Oscillateur Pierce* (fig. V-22). — Il découle directement du montage T.P.-T.G., dans lequel on aurait remplacé le C.O. par le cristal (1). Le circuit LC est accordé sur la fréquence du quartz.

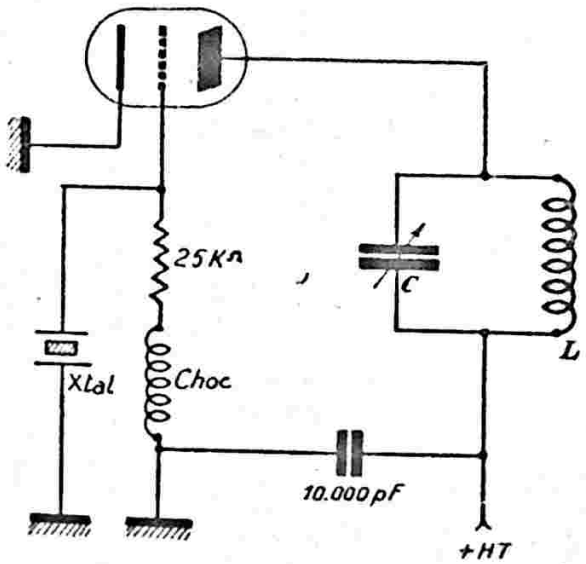



*Fig. V-22*

Une variante de l'oscillateur Pierce est donnée sur la figure V-23 ; la valeur de la capacité $C_1$ est très critique, et le chiffre indiqué (100 pF) doit être scrupuleusement respecté.

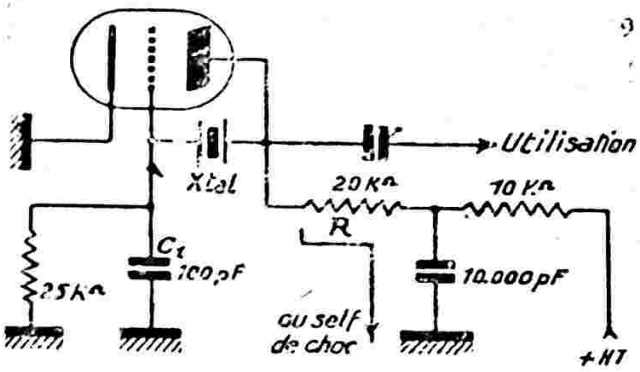



*Fig. V-23*

*Oscillateur Pierce à pentode* (fig. V-24). — Ce montage est également une variante du premier oscillateur Pierce à triode ; il présente cependant un avantage parfois intéressant, à savoir que l'on peut accorder le circuit oscillant LC sur un harmonique *impair* de la fréquence fondamentale du quartz. Il est instructif de noter que ce

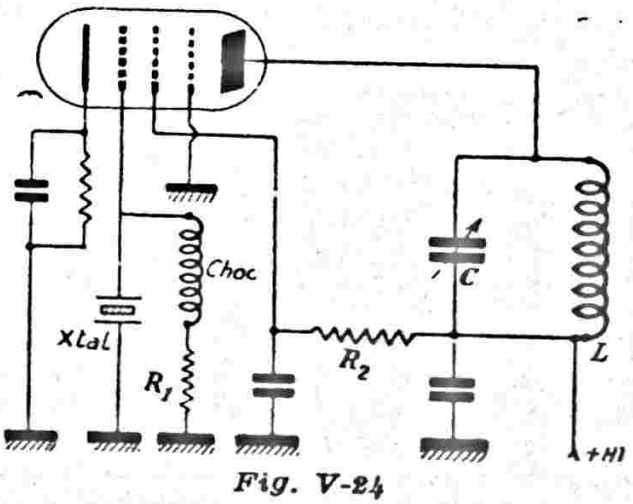



*Fig. V-24*

n'est pas le système qui fonctionne en multiplicateur de fréquence, mais bien le cristal qui oscille sur harmonique.

(1) L'abréviation « Xtal » pour cristal est courante dans le langage des amateurs.

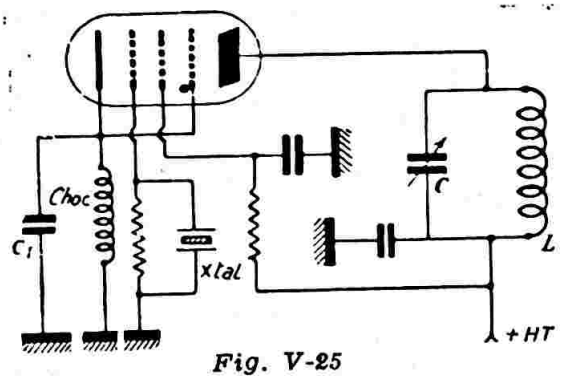



*Fig. V-25*

*Oscillateur Jones* (à réaction cathodique) (fig. V-25). — Ce montage fournit des oscillations intenses, du fait de la bobine d'arrêt partiellement découplée insérée dans le retour de cathode. La valeur de $C_1$ (mica) est très critique ; on la choisit entre 100 et 250 pF. Un pilote de ce genre très coté est donné sur la figure V-26. Il est équipé d'une 6L6 métallique dont l'enveloppe est reliée non pas à la masse, mais à la cathode du tube, de façon à créer un certain couplage capacitif entre cette électrode et la plaque, cela tendant à faciliter le fonctionnement de cet oscillateur. CH est une bobine d'arrêt de 2,5 mH. Le circuit oscillant L.CV. est, en général, accordé sur la même fréquence F que celle du quartz. Néanmoins, on peut réaliser un doublage de fréquence en accordant L.CV. sur 2 F, en conservant une puissance de sortie encore appréciable.

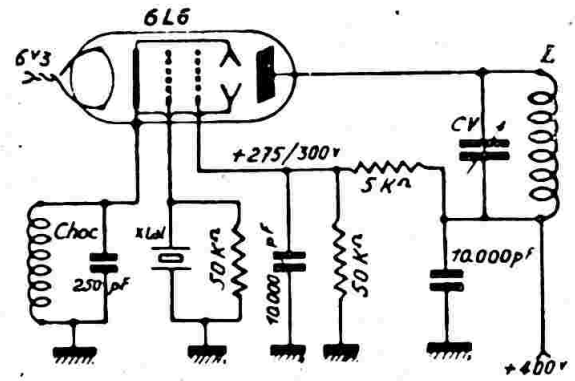



*Fig. V-26*

Si l'on dispose seulement d'un tube 6L6 verre, il y a intérêt à monter entre cathode et plaque une capacité additionnelle de 5 à 10 pF (réalisée par deux fils torsadés fortement isolés, par exemple). Toutes les capacités utilisées sont du type mica.

*Oscillateur Tritet* (fig. V-27). — Les circuits $L_1$-$C_1$ et $L_2$-$C_2$ sont séparés par un écran vertical, afin d'éviter toute action néfaste de l'un sur l'autre.

Pour le réglage, on court-circuite $L_2$-$C_2$ et on accorde $L_1$-$C_1$ sur la fréquence du quartz ; cet accord à la résonance est indiqué par un brusque minimum du courant d'écran. On supprime alors le court-circuit

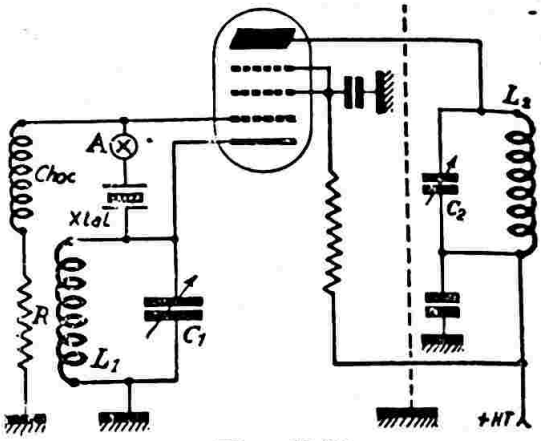



*Fig. V-27*

et on règle $L_2$ $C_2$ (accord indiqué par le minimum de courant plaque). On peut accorder $L_2$ $C_2$ :

1° Soit sur la fréquence fondamentale F du cristal (on réalise alors un montage pilote suivi d'un étage séparateur tampon) ;

2° Soit sur la fréquence 2F. On obtient ainsi un pilote suivi d'un étage séparateur doubleur.

Le courant H.F. qui circule dans le cristal est assez élevé ; aussi est-il recommandé de placer une petite ampoule fusible A de 40 mA en série, afin d'éviter la mort du quartz au cours des réglages !

*Oscillateur E.C.O.-Tritet-Quartz.* — La réalisation indiquée (fig. V-28) permet d'employer tour à tour un des trois modes de fonctionnement, par le simple jeu d'un commutateur. Pour le fonctionnement en oscillateur E.C.O., il est cependant nécessaire de retirer le support du cristal et de le remplacer par une capacité au mica de 250 pF.

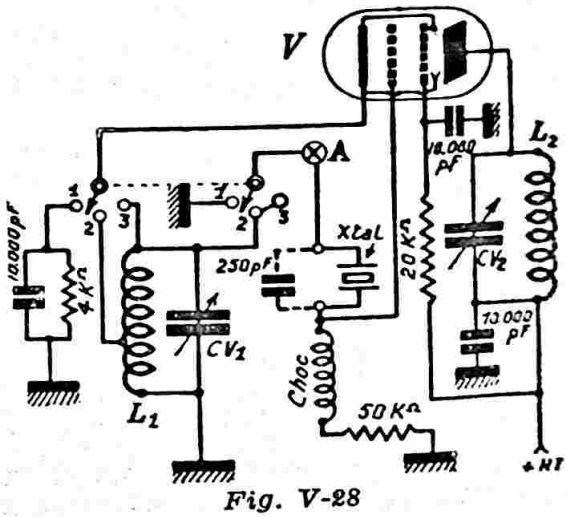



*Fig. V-28*

Oscillateur cristal Pierce : position 1.
Oscillateur E.C.O. : position 2.
Oscillateur cristal Tritet : position 3.

A est une petite ampoule fusible de 40 mA destinée à éviter la rupture du quartz en cas de fausse manœuvre ; V est une 6V6.

**Note sur les oscillateurs quartz à circuit d'anode accordé.**

Le circuit anodique de tels oscillateurs est toujours accordé à la résonance, soit sur la fréquence fondamentale du cristal, soit sur une fréquence harmonique.

Cependant, il y a toujours intérêt à retoucher légèrement le condensateur variable d'accord de plaque, en le faisant tourner du côté de la *capacité minimum* (1 à 2° environ). En d'autres termes, la résonance du circuit anodique se trouve sur une *fréquence très légèrement supérieure*. Au moment du ré-enclenchement de la haute tension, on obtent ainsi un amorçage rapide et certain des oscillations : cas de la manipulation d'un pilote cristal, ou de « break-in » téléphonique (trafic rapide). Tandis que si le condensateur d'accord de plaque est réglé *exactement* à la résonance, on constate souvent quelques « hésitations » dans l'accrochage des oscillations.

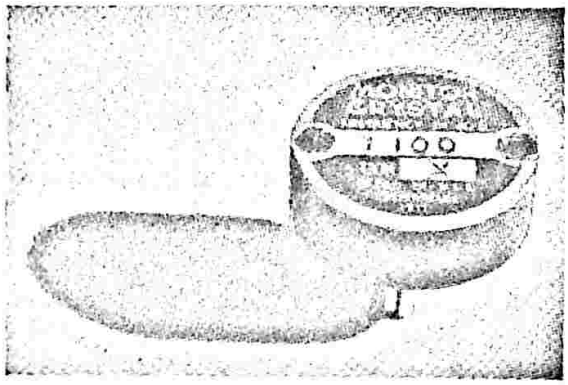


*Fig. V-29*




*Fig. V-30*

**Notes relatives à l'utilisation des cristaux modernes.**

Parmi les montages oscillateurs précédemment décrits, certains peuvent être considérés comme « dangereux » pour la vie des cristaux modernes.

La vibration d'un quartz amène un échauffement, si le courant qui le traverse est trop important ; cet échauffement entraîne, à son tour, une dérive de fréquence.

De plus, si la puissance exigée de l'oscillateur est trop grande, des effluves traversent le cristal. Pour le moins, ces effluves provoquent des traces noires sur les électrodes, et un nettoyage à l'alcool s'impose si l'on veut voir reprendre les oscillations. Pour le plus, les effluves entraînent le claquage du cristal (fêlure) ; le quartz est irrémédiablement perdu.

Dans les quartz d'avant 1940, les supports étaient formés par deux électrodes planes entrant intimement en contact avec le cristal ; il y avait donc, en quelque sorte, amortissement ou freinage des amplitudes des vibrations du cristal (voir aspect figure V-29). Tandis que dans les cristaux modernes (depuis 1940) dont l'allure extérieure est montrée sur la figure V-30, le cristal n'est maintenu par les électrodes que dans ses quatre angles ; il garde toute sa liberté de vibration dans la partie médiane, d'où aucun freinage des amplitudes, et partant, il faut restreindre la puissance de l'étage pilote.

Sur les anciens quartz, on pouvait admettre un courant les traversant de 100 mA environ. Avec les cristaux modernes, ce courant ne doit pas excéder quelques 20 mA. Les ampoules de protection de 100 mA, ou 40 mA, intercalées en série avec le cristal indiquées précédemment, n'apportent donc plus aucune sécurité.

Tous les supports modernes maintiennent les cristaux seulement en quatre points ; il s'agit là, en quelque sorte, d'une normalisation, donnant à ces organes un fonctionnement stable, certain, exempt de tout réglage de pression toujours ingrat, et permettant ainsi une interchangeabilité absolue.

Nous allons donc voir maintenant trois montage convenant particulièrement bien pour l'utilisation des cristaux modernes. Naturellement, tous les montages étudiés précédemment pourraient à la rigueur convenir, *à condition de les alimenter avec H.T. réduite et de ne pas vouloir « en exiger trop de H.F. »*. Tandis que les montages que nous préconisons dans les lignes qui vont suivre fournissent une excitation H.F. relativement forte pour un courant excessivement faible traversant le cristal.

A) — *Oscillateur Pierce* (fig. V-31).

Nous avons vu déjà cet oscillateur précédemment ; nous serons donc bref. Pour

un fonctionnement optimum, $C_1$ a une valeur comprise entre 25 et 75 pF. Le tube V est un tube 6J5 ou un 6C5. Avec la bobine d'arrêt Ch, la H.T. est de l'ordre de 100 à 150 volts. On peut remplacer cette bobine d'arrêt par une résistance au carbone non inductive de 25.000 à 50.000 Ω ; dans ce cas la H.T. sera portée aux environs de 250 à 300 volts.

En V, il est possible d'utiliser une pentode ; le courant à travers le cristal est encore plus faible. Avec un tube type 6AU6, on a : résisance de plaque = 50.000 Ω ; résistance d'écran = 100.000 Ω ; condensateur de fuite entre écran et

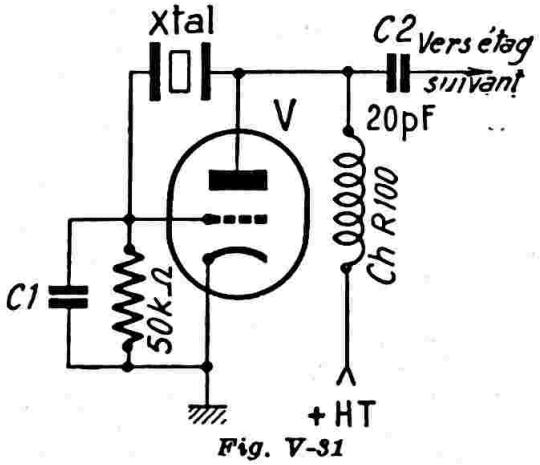



*Fig. V-31*

masse = 10.000 pF au mica ; $C_1$ = 5 à 10 pF ; H.T. = 250 à 300 volts.

L'étage suivant, soit simple tampon, soit doubleur de fréquence, est équipé d'un tube 6V6 ou 6AQ5. Si cet étage suivant doit fonctionner en tripleur de fréquence, on l'équipera d'un tube EL84 se contentant d'une excitation plus réduite.

L'émetteur étant terminé, pour vérifier le rôle de *pilote* de cet étage oscillateur, il suffit d'ôter le tube V ; si le fonctionnement continuait, ceci indiquerait que le tube de l'étage séparateur suivant oscillerait sur le cristal. Il faudrait, alors, réduire la valeur de $C_2$.

B) — *Jones Crystal Oscillator* (1).

C) — *Jones Improved Oscillator.*

Comme nous allons le voir, ces deux montages sont fort ressemblants ; leur schéma est donné sur la figure V-32.

La différence entre les deux oscillateurs réside dans la connexion du condensateur de fuite d'écran. Dans le « Jones Crystal Oscillator », le découplage de l'écran se fait à la masse (point B) ; dans le « Jones Improved Oscillator », ce découplage se fait à la cathode (point C).

Le dernier montage donne, de ce fait, une puissance H.F. de sortie légèrement supérieure, mais surtout amène une réduction encore plus grande du courant traversant le cristal.

L'accord du circuit de cathode $L_1C_1$ n'est pas très critique ; on le règle une fois pour toutes — ou même, pas du tout (!) si l'on ne désire pas « tirer » le maximum de l'oscillateur. Pour un cristal dans la bande des 7 Mc/s, $L_1$ est constitué par une bobine d'arrêt National R 100 de 2,5 mH, et $C_1$ est un condensateur ajustable au mica de 50 pF.

Le circuit accordé de plaque est ainsi constitué :

$L_2$ = 6 tours de fil de cuivre émaillé de 16/10 de mm. bobinés sur un mandrin en stéatite de 25 mm. de diamètre et sur une longueur de 30 mm.

(1) Egalement connu sous le nom de « grid-plate oscillator ».

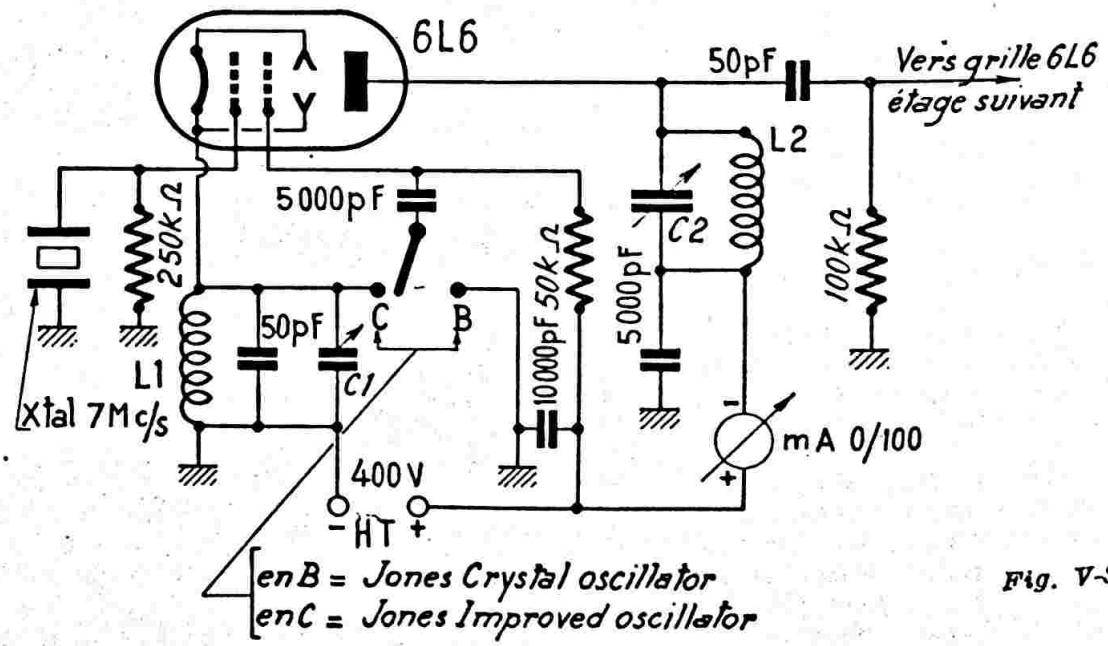



*Fig. V-32*

$C_3$ = condensateur variable à air de 250 pF.

Ce condensateur variable de valeur relativement élevée, permet d'accorder le C.O. de plaque sur les harmoniques 2, 3 et 4 (soit dans les bandes 20 m., 15 m. et 10 m.) simplement par sa variation de capacité.

L'emploi de ces oscillateurs Jones sur la fondamentale de cristal est plus délicat ; dans ce cas, les découplages seront à soigner tout particulièrement et le bobinage $L_2$ comportera 11 tours de fil 16/10 sur un diamètre de 25 mm., avec écartement entre spires égal au diamètre du fil, de façon à obtenir l'accord dans la bande 7 Mc/s par $C_2$.

Pour cette bande des 7 Mc/s, il est également possible de partir d'un cristal 3,5 Mc/s, le circuit anodique $L_2C_2$ étant accordé sur l'harmonique 2.

Le tube utilisé est un 6L6 alimenté sous 400 volts ; un milliampèremètre contrôle l'accord du circuit anodique. Lorsque l'oscillateur est déréglé, la consommation est de 70 mA ; elle tombe à 50 mA, lorsque, par la manœuvre de $C_2$, on s'accorde sur un des harmoniques du cristal.

Comme l'indique le schéma, l'étage suivant (tampon ou doubleur) est équipé d'un tube 6L6 également.

**Nota :** Pour l'utilisation des quartz sur V.H.F., montages spéciaux, quartz « overtone », etc... nous prions nos lecteurs de bien vouloir se reporter au chapitre XV, § 4, N° 4.

**Note concernant la fréquence marquée sur certains cristaux.**

Certains cristaux provenant des surplus militaires américains sont marqués à des fréquences très élevées. Ce marquage du boîtier ne signifie rien quant à la fréquence réelle du quartz : Il s'agit de la fréquence de sortie de l'émetteur.

Bien que très petits, ces quartz ont une fréquence d'oscillation relativement basse ; la vibration du cristal se produit selon l'axe longitudinal et un montage oscillateur spécial (dit à réaction) est nécessaire : Voir figure V-33, l'oscillateur utilisé sur l'émetteur BC604.

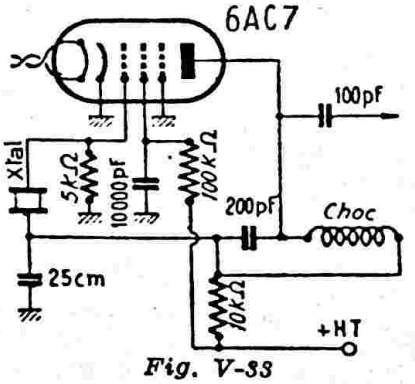


*Fig. V-33*

Les cristaux numérotés de 0 à 79 proviennent des émetteurs BC 604, dont la fréquence de sortie se situe entre 20 et 27,9 Mc/s, selon le quartz. Il faut diviser la fréquence marquée par 54 pour obtenir la fréquence de vibration réelle du quartz.

Les cristaux numérotés de 270 à 389 proviennent des émetteurs BC684 dont la fréquence de sortie se situe entre 27 et 38,9 Mc/s. Pour ceux-ci, il faut diviser la fréquence marquée par 72 pour obtenir la fréquence de vibration réelle du quartz.

Découlant de cette importante remarque, nous voudrions signaler un procédé rapide de vérification de la fréquence d'oscillation d'un quartz. A l'aide de deux tours de fil, il suffit de coupler le cristal au bobinage d'un oscillateur grid-dip de mesure (voir ce dernier appareil au chapitre XXI - § 4). Ce couplage est représenté sur la figure V-33-A. En principe, on doit trouver le « dip », la chute du courant de grille, pour l'oscillation fondamentale et les harmoniques **impairs** (rangs 5 ou 7 maximum)

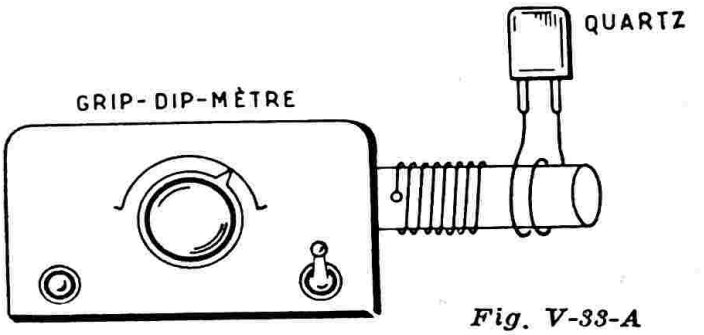


*Fig. V-33-A*

du quartz. Un conseil : Manœuvrer le bouton de réglage de l'oscillateur grid-dip très lentement, car les « dips » sont excessivement pointus. Bien entendu, il ne saurait être question, par ce procédé, de mesurer **avec exactitude** la fréquence d'oscillation d'un cristal, l'oscillateur grid-dip n'étant pas un instrument suffisamment précis pour cela. Mais on a tout de même une indication valable permettant de juger de la fréquence d'oscillation du quartz et de la fréquence marquée sur son boîtier.

**Utilisation d'un cristal sur la fréquence demie de sa fondamentale.**

Ainsi que nous l'avons vu jusqu'à présent, il est facile, avec la plupart des montages oscillateurs, d'obtenir une sortie H.F. dont la fréquence est double, triple ou quadruple de la fréquence fondamentale du quartz. Tous les montages de pilotes à cristal (sauf ceux des figures V-23 et 31) permettent de telles possibilités ; il suffit d'accorder le circuit de sortie sur l'harmonique 2, 3 ou 4. Mais, si l'on veut

obtenir une oscillation d'une fréquence égale à la moitié de la fréquence fondamentale du quartz, il n'en va plus de même : il faut utiliser le montage de la figure V-34. Ce montage permet, par exemple, le pilotage d'un émetteur dans la bande 3,5 Mc/s en partant d'un cristal de 7 Mc/s.

Le schéma découle du Pierce classique, si ce n'est la présence du circuit accordé « maître-oscillateur » (suivant l'expression consacrée) sans cristal.

L'émetteur simple pour débutants que nous conseillons est l'émetteur monolampe piloté par quartz. Un seul étage oscillateur équipé d'une lampe de puissance (genre 6L6, par exemple) permet des DX intéressants ; la mise au point en est très simple et la stabilité bien acceptable, en télégraphie comme en téléphonie.

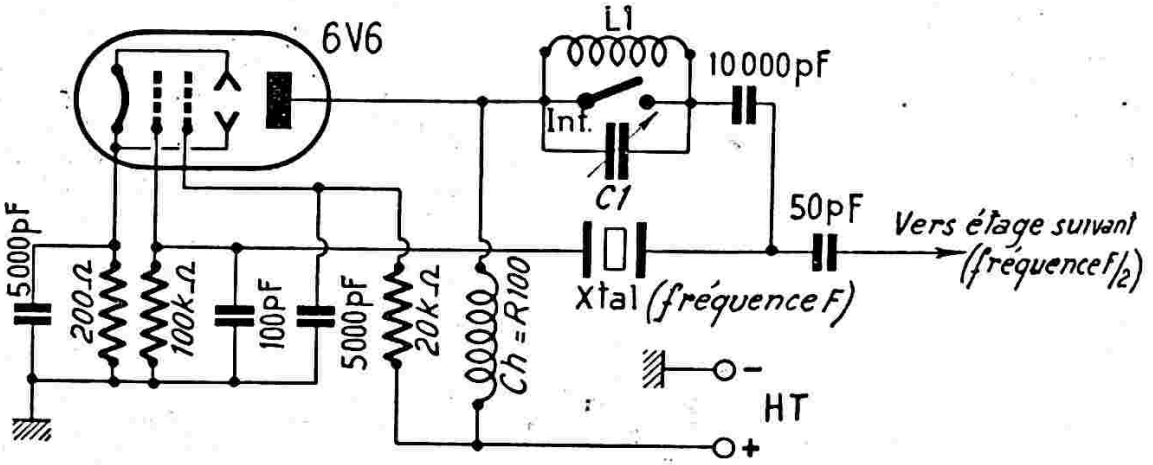



*Fig. V-34*

$L_1C_1$ intercalé entre le quartz et l'anode du tube 6V6. Avec un cristal dans la bande 40 m., le circuit $L_1C_1$ est accordé dans la bande 80 m. Nous avons : $C_1 = 150$ pF, variable à air ; et $L_1 = 40$ spires de fil 16/10 de mm. en cuivre émaillé, écartement entre spires égal au diamètre du fil, sur un mandrin de 30 mm. de diamètre.

Un interrupteur Int. sur céramique, court-circuitant le circuit accordé, permet de revenir au montage normal et d'obtenir une oscillation égale à la fréquence fondamentale du quartz.

Il est nécessaire de faire aboutir tous les retours de masse en un point commun ; d'autre part, la H.T. n'excèdera pas 250 volts.

**Conclusion.**

Nous arrêterons là cette étude sur les étages pilotes (maîtres-oscillateurs et oscillateurs quartz).

Nous aurons, d'ailleurs, l'occasion d'en revoir certains au cours de cet ouvrage, dans les réalisations pratiques qui suivront, et nous donnerons alors quelques précisions techniques pour leur montage. Il existe encore d'autres oscillateurs plus spécialement destinés à la production des U.H.F. (ultra-hautes fréquences). Nous leur accorderons également quelques passages au chapitre XV, réservé à ces hyperfréquences. Avant de terminer, notons que l'amateur a le choix de réaliser un émetteur piloté soit par cristal, soit par

Au contraire, l'émetteur piloté par « maître-oscillateur » sans cristal exige *au moins* trois étages, soit trois lampes. La première lampe équipe l'étage pilote fonctionnant en auto-oscillatrice à très faible puissance ; la seconde, pilotée et excitée par la première, fonctionne en séparatrice (étage tampon) ; la troisième, enfin, équipe l'étage amplificateur H.F., modulé ou manipulé.

Nous avons bien dit « au moins trois étages » ; c'est le strict minimum... encore qu'une telle réalisation soit sujette à reproches ! L'oscillateur cristal mis à part, quel que soit le type de pilote utilisé (Hartley, Colpitts, E.C.O., Clapp, etc.), nous conseillons, pour faire suite au maître-oscillateur, deux étages tampons apériodiques ; ensuite, viennent les étages séparateurs proprement dits : amplificateurs, pour obtenir l'excitation H.F. requise par l'étage de puissance final, et multiplicateurs de fréquence selon la bande de travail choisie.

## § 5. — Excitateurs toutes bandes et V.F.O.

Si l'on veut travailler sur plusieurs bandes, il est très intéressant de réaliser un excitateur toutes bandes en lieu et place d'un pilote simple. On réalise ainsi un ensemble homogène, qui permet de changer rapidement de gamme, tout au moins en ce qui concerne la section pré-

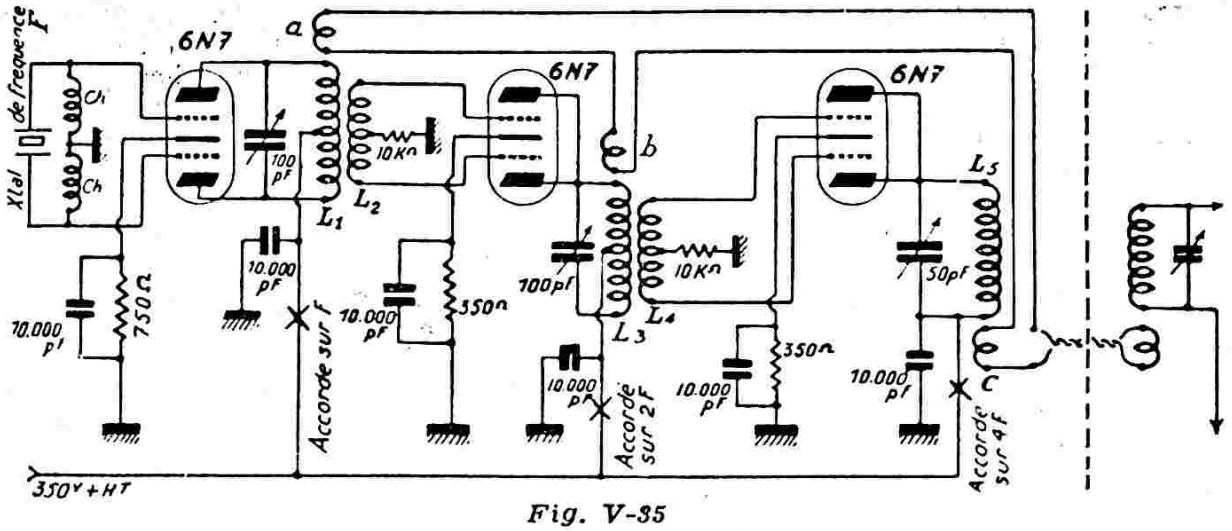



*Fig. V-35*

cédant l'étage amplificateur H.F. final de puissance.

Un tel montage devra, naturellement, présenter les mêmes qualités de stabilité qu'un pilote ordinaire.

Le montage que nous proposons (figure V-35) est absolument automatique et instantané. Il permet, en effet, de changer de bandes (3 bandes disponibles) sans remplacement de bobine ou manœuvre de commutateur. La sortie s'effectue par une ligne comportant 3 spires de couplage en série. Le circuit à droite du pointillé, qui est le circuit accordé de grille de l'étage tampon ou de l'étage amplificateur final, met en évidence l'oscillation de fréquence choisie, et destinée au rayonnement après amplification.

Cet excitateur emploie trois tubes 6N7 ; les bobinages Ch sont des bobines d'arrêt de 2,5 mH. Un milliampèremètre 0/100 mA est inséré aux points X, pour le réglage des divers circuits (le réglage est correct pour le minimum de déviation de l'aiguille). Les boucles de couplage a, b et c comportent chacune deux spires. Pratiquement, les boucles a et b sont placées respectivement autour et au centre des bobines $L_1$ et $L_3$ (vers l'arrivée de la H.T.). La boucle c est couplée également au point « froid » de $L_5$, c'est-à-dire à l'arrivée de la H.T.

$L_1$ : 40 tours de fil cuivre 5/10 de mm, non jointifs, avec point médian ;

$L_2$ : 30 tours même fil, non jointifs, avec point médian ;

$L_3$ : 20 tours de fil cuivre 8/10 de mm., non jointifs, avec point médian ;

$L_4$ : 14 tours de fil cuivre 8/10 de mm., non jointifs, avec point médian ;

$L_5$ : 9 tours de fil cuivre 10/10 de mm., non jointifs.

Toutes ces bobines seront réalisées sur des mandrins d'excellente qualité H.F., de 35 mm. de diamètre.

## V.F.O.

Le point capital de tout émetteur moderne est son *pilote*. Un pilote de qualité doit fournir une onde H.F. absolument pure et parfaitement stable dans le temps. D'autre part, comme nous allons le voir dans un instant, la valeur de la fréquence de cette onde doit pouvoir être *modifiée* au gré de l'opérateur ; de plus, elle doit être *connue avec précision.*

De ces exigences, il résulte que tout pilote, quel qu'il soit, doit être construit avec un soin tout particulier, aussi bien au point de vue électrique que mécanique. Un bon pilote est monté sur un châssis *absolument rigide,* insensible aux vibrations, séparé du reste de l'émetteur (c'est-à-dire complètement blindé), afin de le soustraire aux réactions magnétiques ou statiques indésirables des autres circuits. Nous nous excusons d'insister, de nous répéter même, mais trop d'amateurs ont tendance à monter leur pilote sur un morceau de tôle pliée quelconque !

Un V.F.O. (variable frequency oscillator ; en français : oscillateur à fréquence variable) est un bloc compact autonome dont la stabilité en fréquence est certaine, et dont on connaît la valeur de l'onde pilote avec exactitude.

C'est, en quelque sorte, un pilote perfectionné dont on est maître de la fréquence ; naturellement, il peut être utilisé conjointement avec un oscillateur à quartz, avec lequel il ne fait pas double emploi.

Avant d'aborder la technique proprement dite, nous dirons quelques mots sur ce que l'on appelle « réponse en V.F.O. », méthode très en faveur actuellement chez les amateurs :

Lorsque la station appelante a terminé son « appel général », la station qui désire lui répondre doit venir se placer *exactement sur sa fréquence.*

L'avantage de ce mode de trafic est un encombrement moindre de l'éther : fait incontestable !

Mais il a aussi quelques inconvénients :

*a*) Lorsque plusieurs stations se trouvent en état de répondre, et si toutes font aller leur V.F.O. sur la fréquence de l'appelant, il coule de source qu'elles s'interfèrent effroyablement les unes les autres. L'appelant peut alors ne pas entendre certaines stations faibles, qui sont parfois les plus intéressantes parce que les plus éloignées (DX) ;

*b*) L'usager du pilote-cristal est *injustement* handicapé, si les moyens de sa bourse ne lui permettent pas la construction d'un V.F.O. ; à moins que la fréquence de son quartz ne se trouve précisément sur celle de la station appelante. En effet, actuellement, c'est perdre son temps que de répondre à une station qui vient de lancer « appel général », à moins d'être sur la même longueur d'onde. Néanmoins, il convient de signaler l'excellent trafic de certains opérateurs qui, après avoir écouté leur propre fréquence, font cependant un tour *d'écoute générale* sur la bande.

*c*) Il est bien rare, d'autre part, que la note d'un V.F.O., aussi bon soit-il, tienne en échec la note obtenue à partir d'un pilotage par cristal, et ceci, par suite des fortes « secousses » de l'émetteur dues à la manipulation ou à la modulation qui se transforment en variations de charge importantes sur l'oscillateur et en variations de la tension du réseau d'alimentation.

De toutes façons, un V.F.O. est utile comme complément d'un pilote quartz, en cas de QRM.

Une autre solution est, évidemment, de posséder plusieurs quartz de fréquences différentes et commutables rapidement par un inverseur à plusieurs positions (inverseur sur galette en stéatite). Mais ce procédé devient rapidement onéreux en raison du grand nombre de cristaux nécessaires ; de plus, la variation de fréquence n'est pas progressive, tandis qu'elle l'est avec le V.F.O., appareil permettant de placer son émission n'importe où.

Tout appareil V.F.O. doit avoir une alimentation propre ; la H.T. est enclenchée, soit avec les autres H.T. de l'émetteur, soit séparément. En effet, voici le procédé à employer pour se caler sur la fréquence d'une station appelante :

Cette dernière étant reçue avec le récepteur de trafic, mettre le V.F.O. en service en enclenchant la H.T. ; mais, nous disons bien le V.F.O. *seul*, et non pas tout l'émetteur.

A l'aide du condensateur variable du pilote V.F.O., amener la fréquence (fondamentale ou harmonique) de l'oscillateur aux environs de la fréquence de la station appelante ; il en résulte un battement audible par le récepteur. Chercher à faire coïncider les deux fréquences en manœuvrant lentement le condensateur du V.F.O., et ce, jusqu'au *battement nul* accusé par l'oreille, ou mieux, par l'arrêt des soubresauts de l'aiguille du « S mètre » du récepteur.

Le V.F.O. est réglé. Couper maintenant sa H.T., et attendre l'arrêt de la station appelante. Dès que cette dernière a cessé sa transmission, enclencher l'*émetteur complet* (V.F.O., séparateurs et P.A. final H.F.). Suivant la qualité de la construction et la précision du V.F.O., on est certain que l'émission de la réponse se fait, à quelques cycles près, sur la fréquence de l'appel.

En cours de réponse, pendant que l'émetteur complet est en service, régler rapidement les étages intermédiaires et l'étage final H.F. à la résonance, sur la fréquence pilote du V.F.O. ; rappelons que cette résonance est accusée par la déviation *minimum* des milliampèremètres intercalés dans les circuits d'alimentation anodiques.

Cette mise au point des autres étages de l'émetteur ne doit être faite que lorsque l'appelant a terminé son message ; ceci, afin de ne pas perturber son émission.

### Montages de V.F.O.

Le premier montage proposé est un V.F.O. très simple, construit avec du matériel absolument standard. Il est uniquement destiné à suppléer un quartz bande 80 mètres, en permettant à l'opérateur de modifier sa fréquence porteuse.

D'ailleurs, comme nous le verrons en détail plus loin, la sortie H.F. d'un V.F.O. se connecte purement et simplement en lieu et place du cristal de l'ancien pilote-quartz.

La figure V-36 donne le schéma de ce V.F.O. fournissant, quoique simple, une fréquence très stable.

L'étage oscillateur est équipé d'un tube 6SJ7 (métallique ou métal-verre) ; l'oscillateur est du type E.C.O., circuit oscillant $L_1C_1$. C'est le seul circuit accordé de l'appareil, toutes les autres « branches » étant apériodiques.

En parallèle sur $L_1C_1$, pour l'ajustage de la fréquence avec réglage *étalé*, on monte un condensateur variable CV de 500 pF en série avec $C_2$, de 50 pF au mica. La capacité maximum de CV peut être de 460 pF ou 490 pF également, si l'on veut (condensateur ordinaire à une seule cage). On le

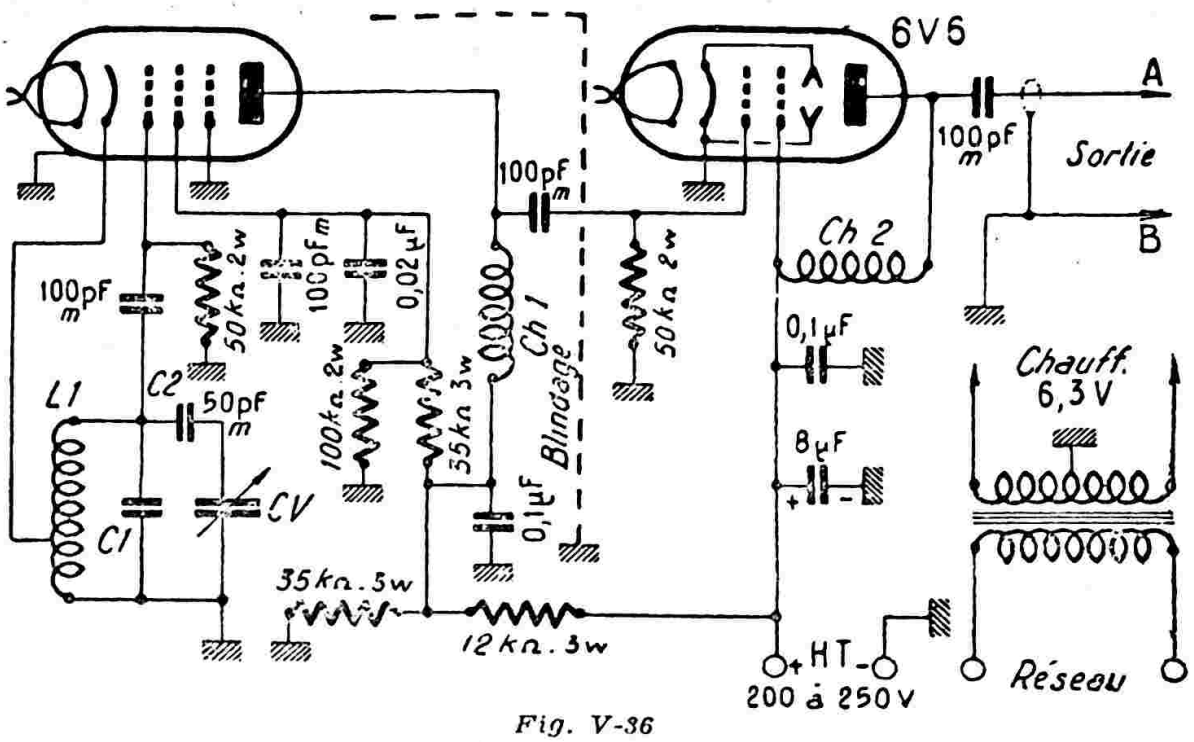



*Fig. V-36*

commande par un bon démultiplicateur avec cadran (démultiplicateur planétaire ou épicyclique). Avec $C_2$ en série, il faut toute la variation de CV pour balayer les bandes, d'où bel étalement et facilité de réglage.

Le V.F.O. doit être établi pour engendrer une fréquence dans la bande 80 mètres (bande de fréquences la plus basse). Le circuit $L_1C_1$ est donc établi pour osciller dans cette gamme.

On a :

$L_1$ = 20 tours de fil de cuivre émaillé 8/10 de mm. sur mandrin stéatite fileté de 20 mm. de diamètre ; prise cathode à 6 tours côté masse.

$C_1$ = 500 pF, condensateur au mica grattable que l'on ajuste pour obtenir l'oscillation dans la bande 3,5 Mc/s.

Remarquons les alimentations écran et anode du tube 6SJ7 faites par ponts diviseurs, et non résistances-série. Par ce procédé (en ajoutant à cela que le tube 6SJ7 travaille avec des tensions d'alimentation relativement faibles), il n'y a pas eu nécessité d'adopter une régulation par tube à gaz. Aucune dérive de fréquence appréciable n'a été notée, ni par suite d'effets thermiques, ni par variations de tension.

Enfin, l'étage oscillateur est entièrement placé dans un blindage parallélipédique, pouvant s'enlever au moment de la mise au point, mais soigneusement vissé au châssis lorsque cette dernière est terminée.

L'étage amplificateur de couplage est muni d'un tube 6V6 apériodique.

Toutes les résistances ont été choisies d'une large puissance, afin qu'elles ne s'échauffent pas du tout, même durant un fonctionnement prolongé.

$CH_1$ et $CH_2$ sont des selfs d'arrêt H.F. de 2,5 mH environ.

L'alimentation H.T. est classique avec valve 5Y3GB et résistance de saignée de 40.000 Ω 4 W après filtrage. Cette alimentation est mise en fonctionnement en même temps que les autres alimentations H.T. de l'émetteur (émetteur en service), et arrêtée de la même façon. Néanmoins, on doit prévoir un interrupteur séparé permettant la mise en circuit de l'alimentation V.F.O., *seule*, cela afin de pouvoir se régler, à l'aide du récepteur, sur la fréquence de son correspondant (à battement nul).

La liaison à l'émetteur se fait par un petit morceau de câble blindé à faible capacité ; la connexion est très simple : il suffit de retirer le quartz du pilote de l'émetteur et de brancher, à la place, les fils de sortie A et B (A côté grille, naturellement).

L'ex-pilote quartz fonctionne alors en tampon : en tampon simple, si le cristal était dans la bande 3,5 Mc/s ; en tampon doubleur, si le cristal était dans la bande 7 Mc/s ; le circuit accordé de plaque est alors réglé sur l'harmonique 2 du V.F.O.

Le passage de quartz à V.F.O., et inversement, peut d'ailleurs être facilité par l'emploi d'un petit commutateur (avec galette stéatite, de préférence).

Aux essais, nous avons commandé par ce V.F.O., successivement, un pilote Pierce,

un pilote tritet, un pilote à réaction cathodique, et ce, toujours avec pleine satisfaction : parfaite stabilité, souplesse des réglages et de la mise au point.

Un autre montage de pilote V.F.O. est donné sur la figure V-37, montage du même genre, quoique légèrement plus complexe puisqu'il utilise une alimentation stabilisée.

Il comporte deux tubes, le premier (6AU6) étant monté en oscillateur E.C.O. ; le second (EL84) en tampon apériodique. L'alimentation chauffage et H.T. est four-

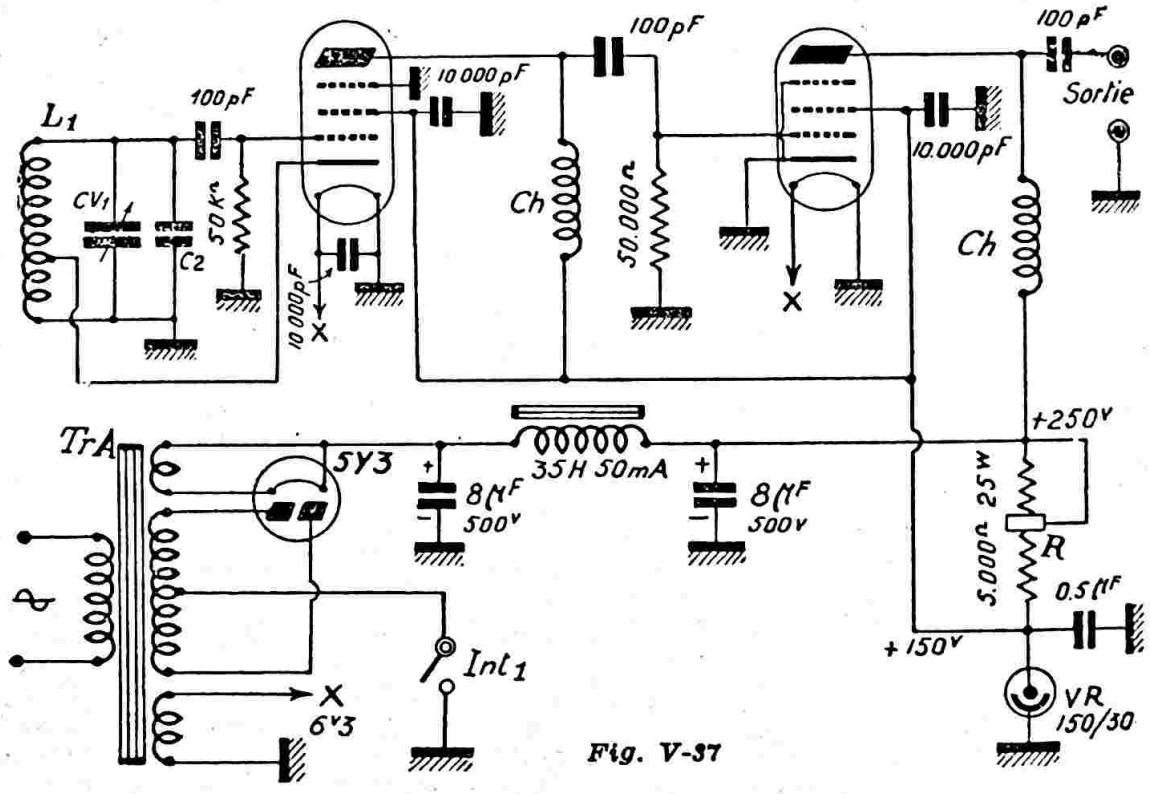



*Fig. V-37*

nie par un transformateur Tr. A et une valve 5Y3. La haute tension (sauf pour la plaque EL84 : 250 volts) est stabilisée à 150 volts par un régulateur à gaz VR150-30 ; on ajuste la consommation de ce régulateur à 30 mA par la résistance à collier R. L'interrupteur Int. 1 permet l'enclenchement de la H.T. et, de ce fait, le démarrage immédiat de l'oscillateur. Cet interrupteur est commandé généralement depuis un petit « tableau de bord » simultanément avec les autres commutateurs assurant la mise en marche de l'émetteur.

Voici les caractéristiques de la bobine $L_1$ : 17 tours de fil de cuivre de 8/10 émaillé, sur mandrin de 25 mm. de diamètre, et enroulés sur une longueur de 28 mm. ; prise cathode à 5 tours, côté masse.

En parallèle, nous avons $C_2$, au mica, de 210 pF, et $CV_1$, de 150 pF.

Ce circuit est accordé dans la bande 3,5 Mc/s ; naturellement, ce V.F.O. permet l'exploitation des bandes de fréquences plus élevées, par le truchement des étages séparateurs doubleurs normaux de l'émetteur.

Comme nous l'avons dit, le bloc V.F.O. a sa sortie H.F. connectée en lieu et place du quartz du pilote cristal normal. Voici, à titre d'exemple, deux montages réalisant l'accouplement d'un V.F.O. à un oscillateur quartz :

1° Figure V-38 A sur oscillateur Xtal tritet ;

2° Figure V-38 B sur oscillateur Xtal Pierce.

D'ailleurs, *dans tous les cas*, il suffit d'isoler le quartz de l'oscillateur Xtal par un commutateur Inv. (inverseur à faibles pertes sur stéatite) et d'utiliser alors l'oscillation disponible à la sortie du V.F.O.

Pour obtenir une grande précision dans le réglage de la fréquence d'émission, on commande le condensateur variable pilote $CV_1$ (fig. V-37) ou CV (fig. V-36) par un bon démultiplicateur entraînant une aiguille sur un *grand cadran* (avec trotteuse, éventuellement). On peut graduer ce cadran directement en kilocycles, si on le désire.

Nous ne reparlerons pas, dans les détails, des V.F.O., au moment où nous étu-

dierons les montages d'ensemble d'émetteurs radiotélégraphiques ou radiotéléphoniques ; mais on conçoit évidemment que n'importe quel bloc V.F.O. peut être adapté sur tout émetteur quel qu'il soit.

dans le circuit de sortie $L_1$ $C_1$ ; cette disposition est indispensable si l'on ne veut pas se trouver en présence de réactions et d'accrochages indésirables impossibles à maîtriser.

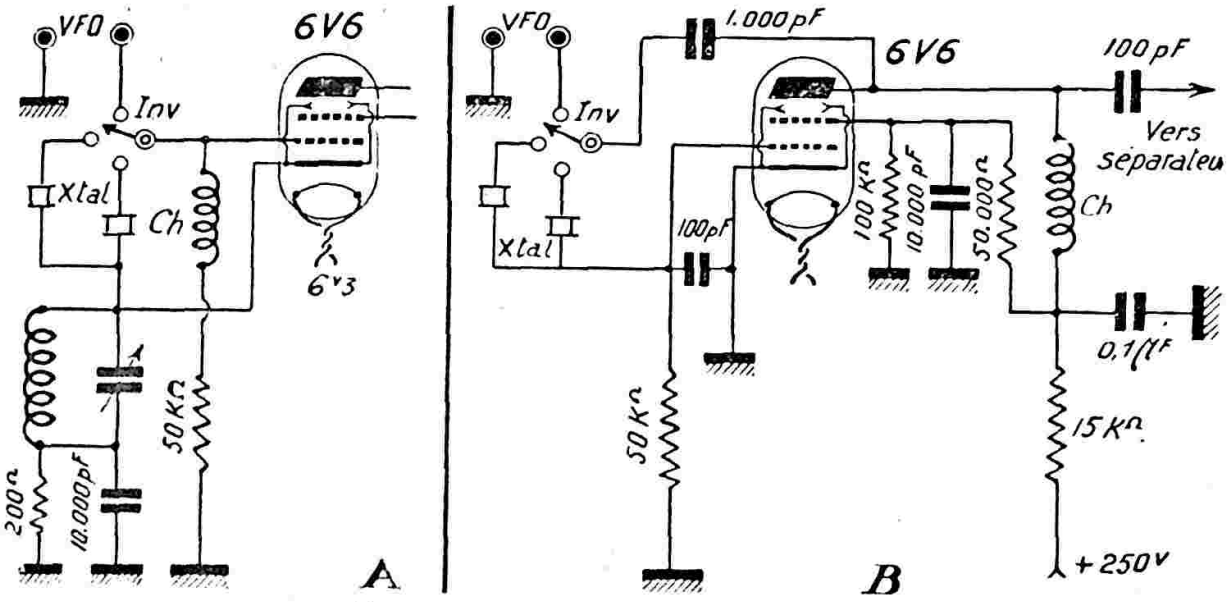



*Fig. V-38*

**V.F.O. Geloso.**

A titre documentaire, la figure V-38-C nous montre le schéma d'une V.F.O. réalisée par la firme italienne Géloso (type 4/104-S). Il utilise un tube 6CL6 en oscillateur Clapp suivi d'un tube 5763 en amplificateur-multiplicateur. L'énergie H.F. délivrée en sortie est suffisante pour exciter directement un étage PA équipé d'un tube 807 ou 6146 sur les cinq bandes décamétriques (10, 15, 20, 40 et 80 m).

La bobine oscillatrice $L_0$ comprend 80 tours de fil de cuivre émaillé de 3/10 de mm, enroulés jointifs et d'une façon très rigide, très tendue, sur un mandrin de polystyrène lisse type 12801 (longueur 40 mm ; diamètre 14 mm) avec noyau réglable.

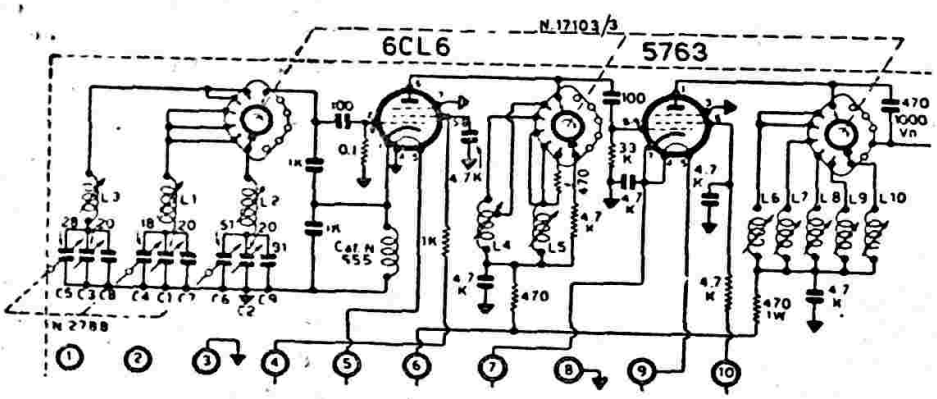



*Figure V-38-C*

**V.F.O. à transistors**

Le schéma complet de ce V.F.O. est représenté sur la figure V-38-D.

L'oscillation est générée par le transistor AF 115 dans la bande 1,75 MHz, avec doublage de fréquence (bande 3,5 MHz)

Le condensateur variable $CV_1$ à air (Aréna CTL 103) de 100 pF permet le balayage total de la bande ; le condensateur variable $CV_2$ (Aréna CTL 18) de 18 pF permet le réglage fin (par exemple, calage précis sur la fréquence du correspondant).

Le condensateur ajustable $C_0$ (Transco 3-30 pF) et le noyau de la bobine $L_0$ permettent de caler l'oscillation de façon à obtenir l'accord par $CV_1$ entre les limites de bande.

En ce qui concerne le circuit de sortie, nous avons :

$L_1$ = 45 tours jointifs, même fil et même type de mandrin que pour $L_0$.

câblage à l'aide des cosses-relais également (pas de support).

Tout le câblage se rapportant à l'étage oscillateur AF 115 doit être réalisé avec

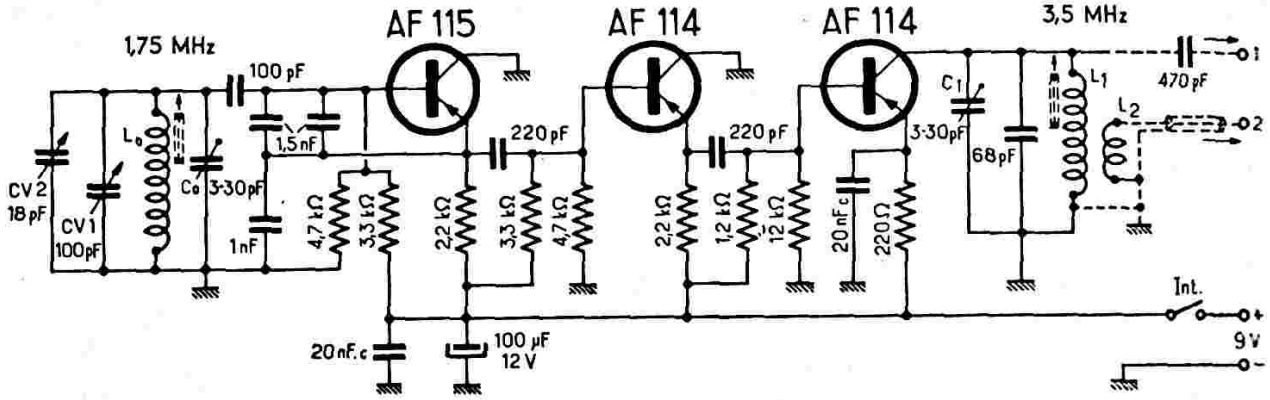



*Fig. V-38-D*

A l'aide du noyau de $L_1$ et du condensateur ajustable à air $C_1$ (Transco 3-30 pF), ce circuit est accordé, une fois pour toutes, vers 3,65 MHz (milieu de bande).

Pour l'attaque de l'étage faisant suite, deux procédés de couplage peuvent être utilisés :

soit (1), couplage par condensateur de liaison de 470 pF ;

soit (2), couplage par ligne coaxiale ; dans ce dernier cas, l'enroulement $L_2$ comporte 8 tours et est bobiné par-dessus $L_1$ du côté masse.

La tension H.F. de sortie de ce V.F.O. est de l'ordre du volt. Cela veut dire que l'étage attaqué par le V.F.O. devra comporter une lampe pentode à faible recul de grille (un tube EF 184, par exemple).

La qualité première d'un V.F.O. étant sa stabilité, certaines précautions d'ordre pratique sont à prendre, *notamment en ce qui concerne l'étage oscillateur*. Les condensateurs $C_0$, $CV_1$ et $CV_2$ doivent être des composants de qualité et l'on se référera aux types indiqués. Même remarque au sujet du mandrin de la bobine $L_0$. Cette dernière, comme nous l'avons dit, doit être bobinée en tendant fortement le fil ; après exécution, l'enroulement est fixé à l'aide d'une couche de vernis.

Concernant les transistors, ne pas acheter des éléments au rabais... mais au contraire des organes de *premier choix*.

L'ensemble est monté sur une plaque d'aluminium ou de laiton très rigide, donc suffisamment épaisse. Cette plaque est munie de nombreuses cosses-relais destinées à recevoir le câblage et les divers composants, et à les maintenir d'une façon très rigide. Les transistors sont soudés directement au

un soin tout particulier : câblage court, en gros fil, parfaitement rigide du point de vue mécanique.

L'alimentation à 9 volts s'effectue, soit à l'aide d'une pile, soit en tension redressée, filtrée et stabilisée par diode Zener (voir montage, chapitre VI, § 8, par exemple).

●

**Pilote V.F.O. - Fréquencemètre F3AV.**

Le V.F.O. dont la description suit est d'une stabilité et d'une précision telles qu'elles permettent son emploi en *fréquencemètre*, appareil obligatoire dans toute station d'émission au même titre que la boucle de Hertz, l'ondemètre à absorption, le contrôleur universel, etc. (et nous pourrions ajouter : l'oscillographe cathodique, si l'on veut faire des émissions exemptes de tout reproche).

La plupart des valeurs sont indiquées sur le schéma ; les autres feront l'objet d'une remarque spéciale dans le texte, et notamment en ce qui concerne $C_4$.

Le schéma de principe de ce V.F.O. est donné sur la figure V-39. Nous allons l'étudier, et nous verrons, ensuite, le montage et la réalisation mécanique qui sont d'importance également.

L'étage oscillateur est le montage « Clapp » équipé d'un tube pentode tel que nous l'avons préconisé au cours du § 3 de ce chapitre. Comme l'indique la figure V-39, le tube oscillateur est un 6SJ7 (ou un 1852) métal ou métal-glass dont l'enveloppe est connectée à la masse.

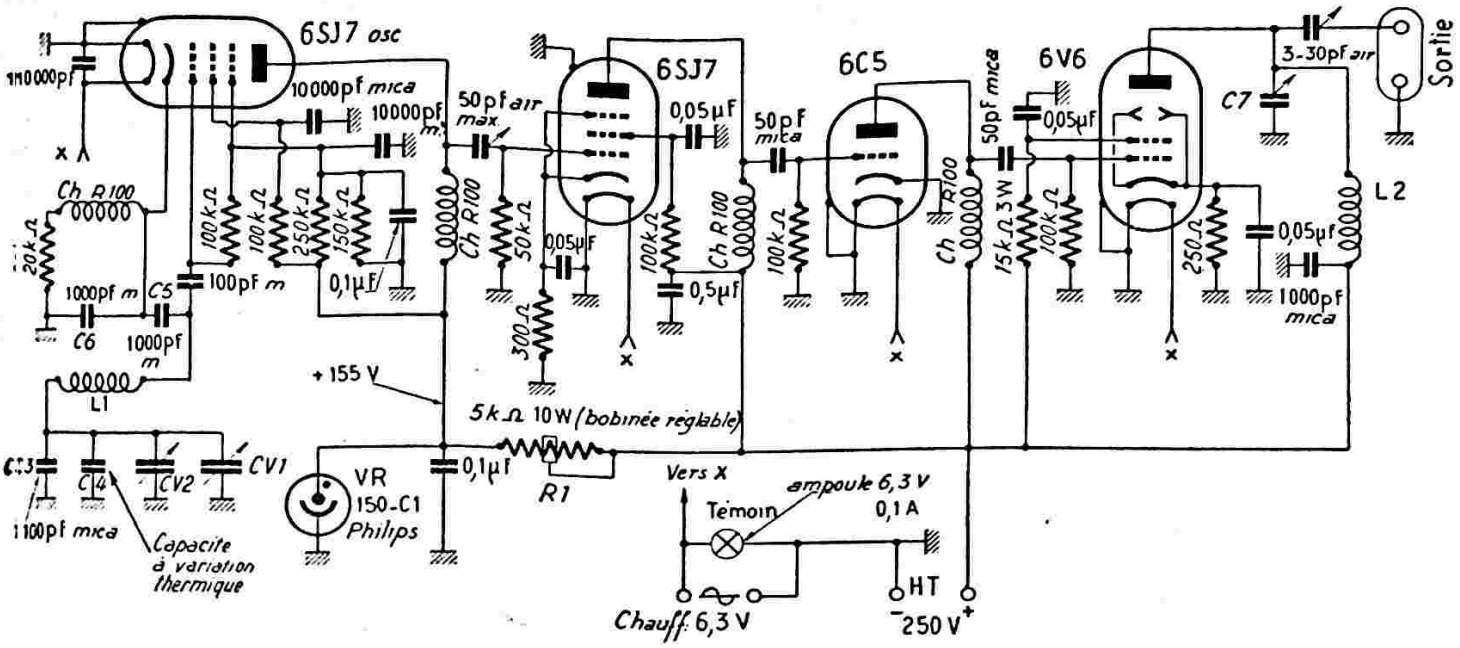



*Fig. V-39*

Le bobinage $L_1$ comporte 40 tours de fil de cuivre émaillé 10/10 de mm. enroulés sur une longueur de 80 mm., sur un mandrin en stéatite de 30 mm. de diamètre. Ce fil est bobiné à chaud ; en se refroidissant, le fil se contracte légèrement, et l'on obtient ainsi un bobinage parfaitement rigide.

La capacité totale en parallèle sur $L_1$ est constituée par la capacité résultante de la connexion en série des condensateurs $C_3$, $C_6$ et du groupe parallèle $CV_1$, $CV_2$, $C_3$, $C_4$.

Tous les condensateurs portant la mention « mica » seront choisis d'excellente qualité, leur stabilité ne souffrant pas la médiocrité. $CV_1$ est un condensateur variable de 100 pF, bâti stéatite, absolument sans jeu, et rotor connecté à la masse par une tresse flexible (proscrire tout contact par « fourchettes »). Ce condensateur est commandé au moyen d'un excellent démultiplicateur sans jeu, muni d'un grand cadran avec trotteuse, de façon à faire aisément une lecture précise de fréquence (démultiplicateur et cadran Wireless type 4256 ou 4257).

Quant à $CV_2$, il s'agit d'un simple petit condensateur variable de 10 pF, commandé par un bouton ordinaire, et permettant le « tarage » éventuel du cadran de $CV_1$.

Le câblage du V.F.O. se fait complètement, en omettant le condensateur $C_4$ ; ce dernier intervient seulement au moment de la mise au point.

La H.F. produite par l'oscillateur est prélevée sur l'anode du tube 6SJ7 osc, et est appliquée sur la grille de commande du tube 6SJ7 de l'étage tampon apériodique faisant suite, au moyen d'un condensateur ajustable à air de faible valeur ; cet étage fonctionne avec un courant grille aussi réduit que possible. Un second étage tampon est muni d'un tube 6C5.

Les bobines d'arrêt marquées Ch sont du type National R100 de 2,5 mH.

L'étage final du V.F.O. est équipé d'un tube 6V6 dont l'anode est chargée par le circuit accordé $L_2$-$C_7$. Le circuit oscillant $L_1$ est réglé dans la bande 3,5 Mc/s, et normalement, le circuit $L_2$ est accordé sur l'harmonique 2, soit dans la bande 7 Mc/s. Néanmoins, pour l'amateur désirant piloter un émetteur dans la bande 3,5 Mc/s à l'aide de ce V.F.O., il est possible de réaliser un circuit $L_2$-$C_7$ accordé sur cette bande : aux essais, aucune réaction n'a été constatée. Voici les caractéristiques du circuit accordé $L_2$-$C_7$ bande 7 Mc/s : $L_2$ = 25 tours de fil de cuivre émaillé de 8/10 de mm. sur un mandrin cylindrique en stéatite de 20 mm. de diamètre ; $C_7$ = condensateur ajustable à air de 50 pF.

La sortie H.F. s'effectue directement à partir de l'anode du tube 6V6 à travers une capacité ajustable à air de 30 pF.

L'alimentation du V.F.O. est classique ; voir figure V-40. Le redressement s'effectue au moyen d'un tube 5Y3GB, et un filtrage soigné a été prévu. Une résistance de saignée de 10.000 Ω, en shunt sur la H.T., tend à stabiliser celle-ci, quoique la fréquence de l'oscillation soit peu sensible aux variations de tension. Une coupure du retour H.T. permet l'arrêt et la mise en service instantanés du V.F.O., à partir du tableau de commande de la station. Néanmoins, un interrupteur séparé Int. 1 per-

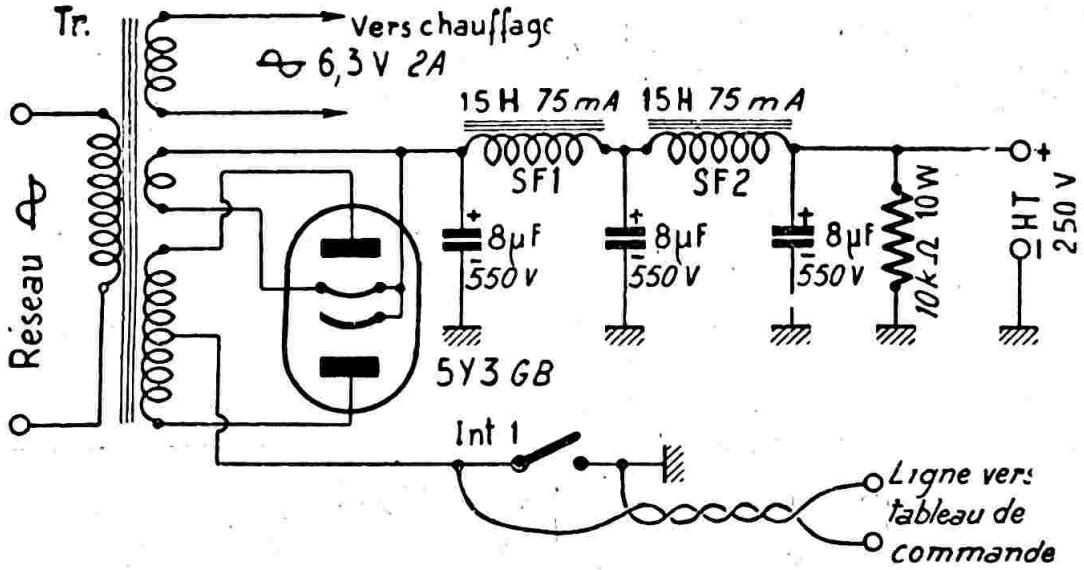



*Fig. V-40*

met la mise en service du V.F.O. *seul*, soit dans le cas de son utilisation en fréquencemètre (1), soit pour se régler sur la fréquence du correspondant (comme nous l'avons dit plus haut). Cette partie « alimentation » est construite sur un *châssis séparé* absolument indépendant du V.F.O. proprement dit.

La figure V-41 donne les détails de construction de l'appareil. Le V.F.O. est monté sur un châssis C, muni d'un panneau avant A et d'un fond B s'emboîtant intérieurement et fixé au moyen de vis « Parker ». Afin de présenter une rigidité mécanique suffisante, cette tôlerie est débitée à partir d'une feuille d'aluminium de 3,5 à 4 mm. d'épaisseur au moins.

Si l'on veut obtenir une stabilité de fréquence parfaite, il convient de disposer les éléments comme il est indiqué sur la figure V-41, à savoir :

Le bobinage $L_1$ et les condensateurs $C_3$ et $C_6$ sont placés sous le châssis, vers le support du tube oscillateur (6SJ7 osc). Les condensateurs $CV_1$, $CV_2$ et $C_8$ sont placés *sur* le châssis, mais à l'intérieur d'un coffret D en aluminium de 3 mm. d'épaisseur, les isolant ainsi électrostatiquement et thermiquement des autres organes. Les quatre tubes, ainsi que la résistance $R_1$ et le régulateur VR, sont montés sur le châssis, de même que le circuit accordé $L_2$-$C_7$ (entre le tube 6V6 et les douilles de sortie H.F. sur stéatite).

Il n'est pas conseillé de fermer la partie supérieure du V.F.O. par un capot ; il est préférable de le laisser tel qu'il est indiqué, afin de faciliter la dissipation de la chaleur. Enfin, pour soustraire l'ensemble aux vibrations mécaniques diverses, on fixe quatre « pieds de chat » en caoutchouc mousse sous le fond B.

Nous allons voir, maintenant, la mise au point et les performances de notre appareil. Les bandes d'amateurs de 3,5, 7, 14 et 28 Mc/s sont très largement couvertes soit par la fondamentale, soit par les harmoniques, au moyen de $CV_1$. Pour la mise au point, il est utile de posséder deux appareils simples, à savoir une boucle de Hertz et un ondemètre à absorption. D'ailleurs, ces appareils doivent se trouver dans toutes les stations d'amateurs, et le lecteur n'hésitera donc pas à en entreprendre la construction (voir chapitre XXI, § 1) ; ils sont d'un montage et d'un emploi faciles, d'une indication instantanée et rendent d'appréciables services.

Le V.F.O. étant terminé, mettons-le sous tension. Nous vérifions tout d'abord l'oscillation correcte du tube 6SJ7 osc. ; avec les valeurs indiquées, elle doit se produire dans la bande 3,5 Mc/s (vérification à l'aide de l'ondemètre à absorption). Ensuite, il suffit d'accorder le circuit $L_2$-$C_7$, par la manœuvre de $C_7$, sur l'harmonique 2, c'est-à-dire dans la bande 7 Mc/s. On obtient cet accord en recherchant l'éclat maximum de la boucle de Hertz couplée à $L_2$. On accorde ce circuit à peu près dans le « milieu » de la bande 40 mètres, c'est-à-dire aux environs de 7.100 kc/s (l'oscillateur 6SJ7 étant réglé sur 7.100 : 2 = 3.550 kc/s), car $C_7$ ne devra pas avoir à être retouché par la suite. On vérifie alors, à l'aide de l'ondemètre à absorption, que l'on dispose bien d'une oscillation H.F. dans la bande 7 Mc/s à la sortie du V.F.O. (ondemètre couplé à $L_3$).

(1) Utilisation des fréquencemètres : voir chapitre XXI, § 1.

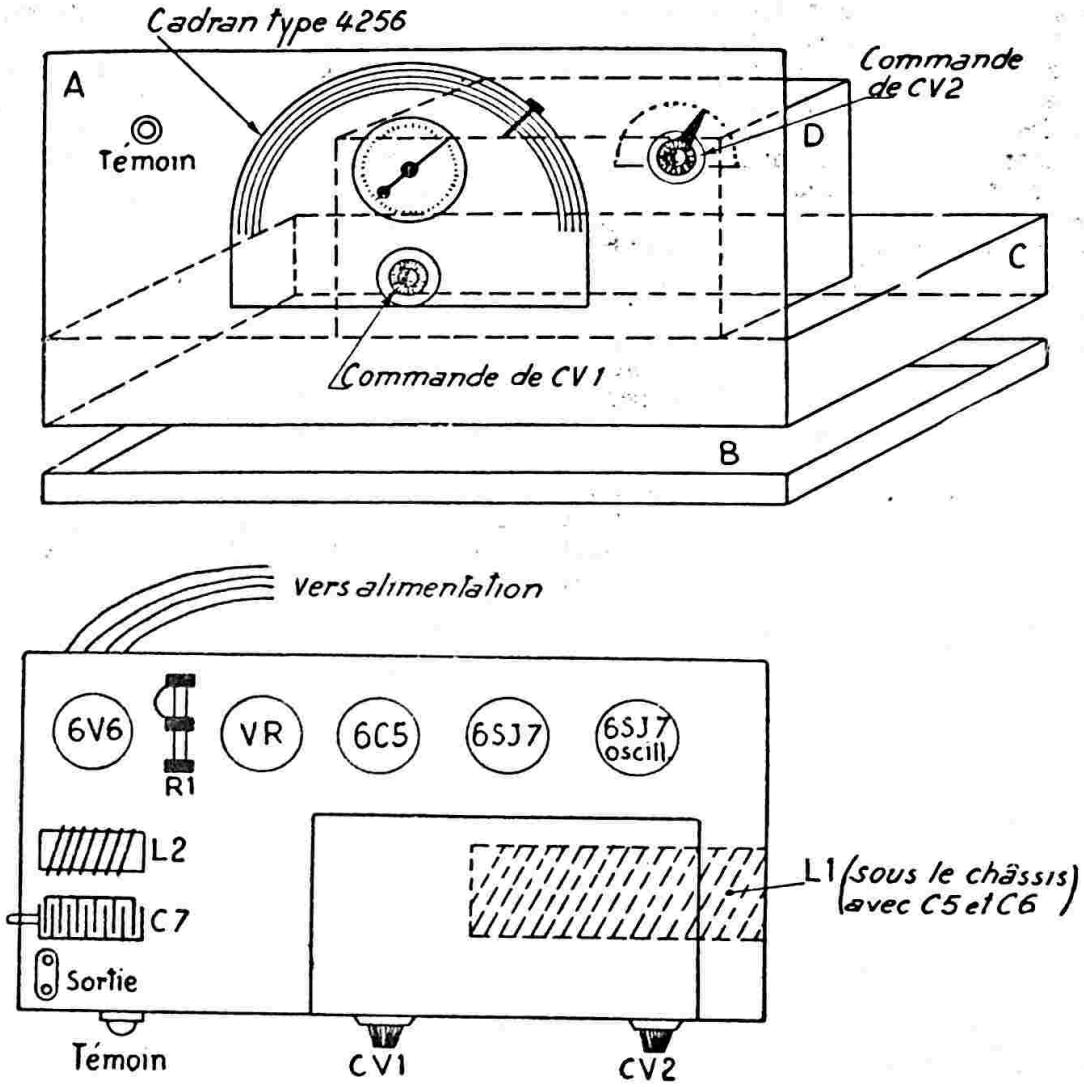



*Fig. V-41*

Nous passons maintenant aux essais de stabilité. Pour cela, faisons interférer le V.F.O., soit avec une station de radiodiffusion O.C., soit avec un générateur étalon à quartz, soit, ce qui est mieux encore, avec l'une des émissions du « Bureau of Standard », stations WWV (voir chapitre XXI, § 10).

En manœuvrant lentement $CV_1$ par son démultiplicateur, on arrive facilement au *battement nul* (2). Ne touchons plus à rien et observons ce qui va se passer : il y a beaucoup de chances pour que la fréquence du V.F.O. glisse très légèrement et qu'un battement audible prenne naissance. De deux choses l'une : ou bien il faudra *augmenter* la capacité de $CV_1$ pour retrouver le battement nul ; ou bien il faudra la *diminuer*. C'est ici qu'intervient la capacité $C_4$ qui est un condensateur de correction à coefficient de température. Dans le premier cas (très rare), $C_4$ sera un condensateur à coefficient positif de température ; dans le second cas, c'est un condensateur à coefficient négatif de température qui sera nécessaire. La valeur de la capacité de ce condensateur est évidemment fonction de l'importance de la dérive de fréquence constatée ; à titre documentaire, sur notre maquette, nous avons dû placer un condensateur $C_4$ à coefficient négatif de température d'une capacité de 50 pF pour que tout soit parfaitement stable. Revenir, ensuite, sur l'accord en diminuant la capacité de $CV_1$.

Aux essais, après 5 à 10 minutes de chauffage, nous avons fait le battement nul, soit sur WWV, soit sur un générateur étalon à quartz, et ce battement nul a tenu, à plusieurs reprises, des journées entières, et ce, malgré des variations volontaires de ± 10 % de la tension du réseau d'alimentation et des variations importantes de la charge sur le V.F.O. (douilles de sortie libres, ou shuntées par une résistance

(2) Le battement est accusé par un récepteur quelconque, ou mieux à l'aide du récepteur de trafic et de son « S mètre ».

de 50 kΩ, ou franchement court-circuitées). En résumé, pratiquement, ce V.F.O. est absolument stable dans le temps ; la valeur de la fréquence engendrée est indépendante des variations normales du réseau d'alimentation et des variations de charge causées par la manipulation ou la modulation de l'émetteur qu'il pilote. (En partant d'un réseau de 120 V, et en tombant la tension à 100 V, on observe un battement négligeable de 3 à 4 cycles-seconde !)

L'étalonnage se fait naturellement dans la bande 3,5 Mc/s uniquement, les autres bandes étant couvertes par les fréquences harmoniques de l'oscillation fondamentale. Ainsi l'oscillation fondamentale de 3.550 kc/s dans la bande 80 m. permettra d'obtenir les fréquences 7.100 kc/s dans la bande 40 m. (harmonique 2), 14.200 kc/s dans la bande 20 m. (harmonique 4), 21.300 kc/s dans la bande 15 m. (harmonique 6) et 28.400 kc/s dans la bande 10 m. (harmonique 8). Toutes ces fréquences harmoniques sont d'amplitude suffisante pour être convenablement audibles avec un récepteur O.C. normal. A l'émission, outre l'harmonique 2 (bande 40 m.) qui peut être mis en évidence directement à la sortie du V.F.O., il va de soi que les autres fréquences harmoniques sont sélectionnées par les étages multiplicateurs de fréquence successifs de l'émetteur.

Tout particulièrement, si l'on veut utiliser le V.F.O. en fréquencemètre, il est indispensable de faire un étalonnage du cadran avec la plus grande précision. L'amateur disposant d'un générateur H.F. d'harmoniques à quartz 100 kc/s pourra faire cet étalonnage lui-même. En combinant, d'autre part, ce générateur à un multivibrateur synchronisé sur 100 kc/s et donnant 10 kc/s, on aura des points de 100 en 100 kc/s, et de 10 en 10 kc/s, etc. A défaut, un laboratoire peut se charger de ce travail. L'étalonnage est fait en plaçant le condensateur $CV_2$ à mi-course, de façon à pouvoir « tarer » le cadran en cas de dérive éventuelle par la suite (par exemple : remplacement du tube oscillateur).

Avant d'en terminer avec ce V.F.O., quelques remarques s'imposent :

1° Au sujet de $CV_1$, nous ne cacherons pas qu'il est difficile de trouver un condensateur variable d'excellente qualité : contact du rotor parfait, lames très rigides, bâti indéformable, etc. Lorsqu'un oscillateur glisse, on a vite fait d'incriminer le tube, la bobine, alors que le mal réside souvent dans le condensateur variable. Personnellement, nous avons utilisé un condensateur made in U.S.A. Cardwell ; mais il existe certainement d'autres firmes fabriquant d'excellents condensateurs variables. En tout cas, il est possible de tourner la difficulté en connectant un condensateur fixe au mica (à la place de $CV_1$), et en utilisant une bobine à noyau de fer réglable (sans jeu). On devra alors réaliser un bobinage $L_1$ de diamètre plus petit. Le déplacement du noyau est créé par une tige filetée et on obtient ainsi une parfaite démultiplication.

2° Comme nous l'avons dit précédemment, dans ce chapitre, au § 3, sous le sous-titre « Notes importantes » (note n° 4), il est possible de constater une dérive intermittente due à l'activité H.F. de la cathode du tube oscillateur et à la capacité interne cathode-filament. Le remède est indiqué dans le texte que nous venons de citer et sur la figure V-20. Nous n'avons cependant pas eu à constater ce phénomène.

3° Enfin, derniers conseils : veiller à la réalisation mécanique, au même titre que la réalisation électrique (rigidité parfaite). Veiller à l'absence de mobilité ou de déformation des connexions ; surveiller les contacts des broches des tubes, des rotors des C.V. ; utiliser des matériaux aussi peu sensibles que possible aux variations de température, à dilatation réduite ; faire des soudures impeccables.

Indiquons aussi, qu'à la station F3AV, nous avons prévu un régulateur fer-hydrogène pour la stabilisation du chauffage du tube oscillateur 6SJ7.

**Notes pour l'oscillation sur 160 m.**

Pour obtenir l'oscillation sur 160 m, les capacités de $C_5$ et $C_6$ doivent être de 1500 pF (fig. V-39) ; en parallèle sur $C_5$, on place un autre condensateur au mica de 420 pF d'excellente qualité. La bobine $L_1$ n'a pas à être modifiée.

Dans ce cas, bien entendu, le circuit de sortie $L_2$ $C_7$ doit être accordé sur 80 m ; pour obtenir la résonance dans cette bande, il suffit de connecter, en parallèle sur $L_2$, un condensateur de 220 pF (mica ou céramique).

**Excitateur toutes bandes. - V.F.O. - Xtal.**

Avec cet appareil, nous anticipons un peu ; en ce sens, que certains de nos lecteurs comprendront mieux le fonctionnement d'un tel excitateur seulement après avoir lu le paragraphe suivant (§ 6). Il est cependant normal de placer cette étude dans la partie consacrée aux *pilotes*.

Cet excitateur permet l'exploitation des bandes 10, 20, 40 et 80 mètres, soit sur cristal, soit en V.F.O., simplement par la manœuvre de commutateurs. Avec lui, on réalise une grande partie de l'émetteur, en ce sens qu'il suffit d'ajouter simplement un étage P.A. final H.F. et, éventuellement, un amplificateur B.F. de modulation. En effet, la sortie H.F. de cet appareil est

suffisante pour exciter la plupart des tubes courants utilisés en amplificateur final de puissance.

Le schéma de l'appareil (sauf son alimentation) est donné par la figure V-42. Nous avons un tube 6SJ7 monté en oscillateur E.C.O., suivi d'un étage tampon apériodique avec 6V6 (oscillation bande 80 m.). D'autre part, nous disposons d'un oscillateur cristal Pierce avec tube 6J5 (quartz bande 80 m.).

La première 6L6, qui fait suite, fonctionne en tampon amplificateur accordé sur 80 m. également (circuit anodique $L_2$). Chaque lampe 6L6 suivante fonctionne en doubleuse de fréquence. Ces lampes ont leur circuit anodique accordé respectivement sur 40, 20 et 10 mètres. Toutes les bobines d'arrêt marquées Ch sont du type National R100. Chaque circuit anodique possède un jack à court-circuit intercalé dans l'alimentation H.T. ; ces jacks sont représentés par des petits cercles notés mA ; en effet, ils permettent d'intercaler, au moyen d'une fiche, un milliampèremètre (de 0 à 100 mA) nécessaire au moment du réglage de chaque circuit accordé.

L'inverseur Inv. 1 permet le passage du pilotage V.F.O. au pilotage cristal, et inversement : $a$ = V.F.O. ; $b$ = Xtal.

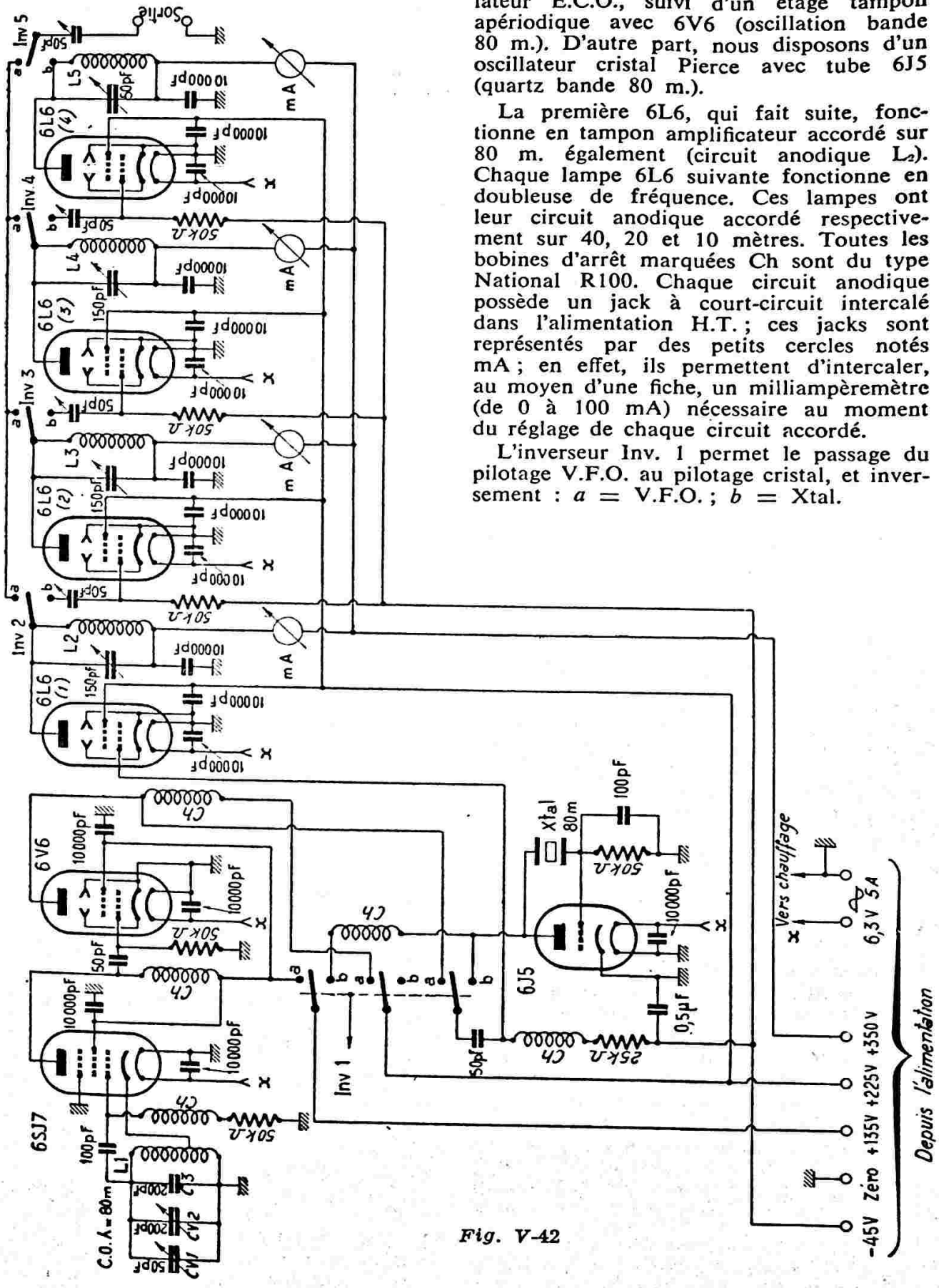



*Fig. V-42*

Le tableau ci-dessous résume les *positions* des inverseurs Inv. 2, 3, 4 et 5, suivant la bande de travail choisie (1).

| | Inv. 2 | 3 | 4 | 5 |
|---|---|---|---|---|
| 80 ... | a | b | b | a |
| 40 ... | b | a | b | a |
| 20 ... | b | b | a | a |
| 10 ... | b | b | b | b |

Voici, d'autre part, les caractéristiques des bobines $L_1$, $_2$, $_3$, $_4$ et $_5$ :

$L_1$ = 28 spires sur un mandrin de 40 mm. de diamètre ; prise cathode à la 9e spire comptée à partir de la masse.

$L_2$ = 38 spires, écartement entre spires de 3 mm., mandrin 40 mm. de diamètre (circuit accordé sur 80 m.).

$L_3$ = 25 spires, écartement entre spires de 3 mm., mandrin 40 mm. de diamètre (circuit accordé sur 40 m.).

$L_4$ = 13 spires, écartement entre spires de 3 mm., mandrin 20 mm. de diamètre (circuit accordé sur 20 m.).

$L_5$ = 5 spires, écartement entre spires de 3 mm., mandrin 20 mm. de diamètre (circuit accordé sur 10 m.).

Pour le travail dans la bande 15 m., placer les inverseurs comme il est indiqué pour la bande 20 m., mais utiliser en $L_4$ une bobine comportant seulement 9 spires. Le circuit anodique $L_4$ est évidemment accordé dans la bande 15 mètres, et le troisième tube 6L6 fonctionne alors en tripleur de fréquence.

Tous les condensateurs fixes de faible valeur sont du type « mica » ; de plus, le condensateur $C_3$ de 200 pF est du type à coefficient inverse (ou négatif) de température.

Quant aux condensateurs variables, $CV_2$ est le condensateur dit « de bande », tandis que $CV_1$ est utilisé pour se caler à battement nul avec précision. Ils sont commandés au moyen de démultiplicateurs épicycliques avec cadrans gradués circulaires.

L'alimentation, non schématisée, est classique ; elle comporte un transformateur de chauffage avec secondaire 6,3 volts, 5 ampères et un redresseur H.T. équipé d'une valve 5Z3 avec cellule de filtrage. Les tensions intermédiaires de 135 et 225 volts sont prises sur une résistance de saignée de 10.000 ohms 25 watts munie de deux colliers. La tension de polarisation de —45 volts est fournie par une petite batterie de piles ; on peut l'obtenir également en intercalant, entre —H.T. et la masse, une résistance provoquant la chute de tension requise.

Un autre montage d'excitateur « toutes bandes » utilisant des tubes 6AQ5 et EL84 est représenté sur la figure XII-14 (chapitre XII § 10). Voir également le paragraphe suivant (fig. V-47-A).

(1) Les inverseurs Inv. 1, 2, 3, 4 et 5 sont du type « sur stéatite », bien entendu.

## § 6. — Rôle des étages tampon et doubleur

Nous avons vu que la stabilité d'un pilote dépendait de plusieurs facteurs ; en particulier :

1° Ne demander à un tel étage qu'une très faible énergie H.F. ;

2° Réduire au minimum la réaction de l'étage amplificateur H.F. sur le pilote.

Le respect de ces deux points exige, répétons-le, l'emploi d'un étage séparateur entre le pilote et l'étage amplificateur haute fréquence modulé ou manipulé. Cet étage séparateur supprime, en effet, pratiquement la réaction de l'étage H.F. modulé sur le pilote, évitant ainsi des dérives de fréquence. D'autre part, un pilote travaillant à faible régime serait incapable de fournir une excitation H.F. suffisante pour le fonctionnement correct de l'amplificateur final.

La faible énergie H.F. du pilote sera donc accrue par l'étage séparateur avant de s'offrir, en partie, aux besoins de l'amplificateur final.

Pratiquement, ce n'est pas *un* étage séparateur que l'on utilise, mais *plusieurs*. Ceci soit pour réduire à néant la réaction du PA sur le pilote (cas où l'on utilise un maître-oscillateur non contrôlé par cristal) soit pour atteindre les bandes de fréquences élevées par doublages successifs (voir montage de l'excitateur, fig. V-42).

Suivant que l'étage séparateur amplifiera la fréquence fondamentale F de l'oscillateur pilote ou la fréquence 2F (harmonique 2), il sera appelé étage tampon ou étage doubleur.

On peut faire fonctionner aussi un étage séparateur sur l'harmonique 4 de l'étage pilote (amplification de la fréquence 4F, quadruplage de fréquence). De même, il est possible d'utiliser plusieurs étages doubleurs de fréquence en cascade, de façon à obtenir une multiplication importante de la fréquence du pilote ; on peut ainsi, en partant d'un cristal dans la bande 37 mètres, obtenir une oscillation dans la bande

2 mètres dans le dernier amplificateur H.F. de puissance. Les schémas d'un étage tampon ou d'un étage doubleur (ou quadrupleur) sont très souvent similaires ; seules varient les valeurs L et CV du circuit oscillant monté dans l'anode. C'est, en effet, ce circuit oscillant qui met en évidence la fréquence F, 2F ou 4F amplifiée par l'étage séparateur à partir de la fréquence fondamentale F, transmise par le pilote.

Nous donnons sur les figures V-43 et V-44 deux schémas d'étages séparateurs monolampes.

Le premier (fig. V-43) est indiqué avec une triode (genre 2A3, par exemple). Cet étage devant uniquement amplifier, il est indispensable de prévoir un neutrodynage (1) pour éviter l'auto-oscillation du

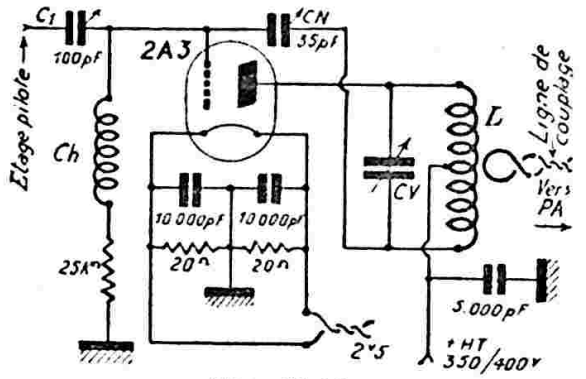



*Fig. V-43*

tube (petit condensateur variable à air CN de 35 pF). L'excitation grille est dosée par le condensateur ajustable $C_1$ à air de 100 pF.

Notons qu'une triode fonctionnant en amplificatrice *multiplicatrice de fréquence* se passe très souvent de neutrodynage, du fait que ses circuits de grille et de plaque ne sont pas accordés sur la même fréquence (cas du montage de la figure V-45, par exemple) ; il faut cependant éviter tout couplage capacitif entre anode et grille, extérieurement au tube, en éloignant les connexions et en prévoyant des écrans-blindages.

Sur la figure V-44, nous avons un étage séparateur équipé avec une lampe tétrode du type 6L6. L'avantage de cette lampe est de n'exiger qu'une excitation H.F. relativement réduite. D'autre part, la capacité interne grille/anode étant très faible, on peut se passer du neutrodynage. Dans ce l'étage est obtenue d'une part par la chute de tension du courant cathodique à travers la résistance de 300 ohms, d'autre part par la chute de tension du courant grille 1, né de l'excitation H.F., dans la résistance

(1) Le neutrodynage d'un étage amplificateur H.F. quelconque sera, d'ailleurs, étudié spécialement au paragraphe 10 de ce chapitre.

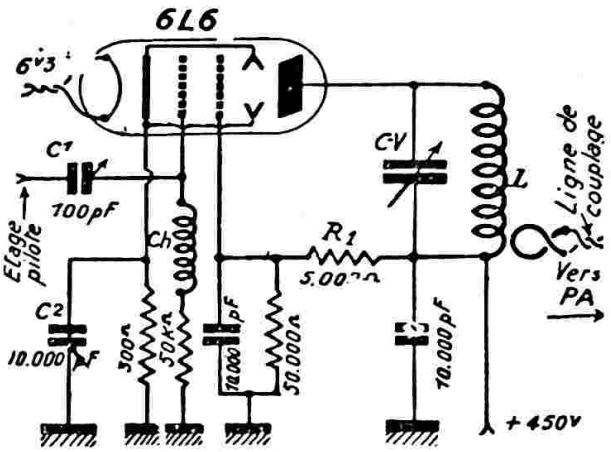



*Fig. V-44*

montage, la polarisation nécessaire à de fuite de 50.000 ohms. La polarisation est donc égale à la somme de ces deux tensions.

Cette polarisation fragmentée présente, en fait, un gros avantage : si, pour un motif quelconque, le tube pilote vient à décrocher, la lampe de l'étage séparateur est encore polarisée partiellement par la résistance de cathode, ce qui évite bien souvent sa détérioration. D'autre part, on peut réduire la capacité $C_2$ jusqu'à 100 pF, de façon à créer un léger couplage cathodique ; cette réaction est inférieure à celle qui est nécessaire à l'auto-oscillation du tube. On améliore de cette façon le rendement déjà très intéressant de cet étage. Notons, enfin, que la valeur de la résistance $R_1$, déterminant la tension d'écran, influe énormément sur la puissance H.F. fournie par l'étage. Il est toutefois recommandé de ne pas dépasser 275 à 300 volts pour la vie du tube.

Il est parfois intéressant d'utiliser un étage séparateur doubleur à deux lampes (ou à lampe double), si l'étage amplificateur final exige une puissance d'excitation assez forte. Un tel montage est donné sur la figure V-45. Les deux grilles sont attaquées en opposition en les réunissant aux bornes d'un circuit accordé à prise médiane excité par une ligne de couplage à partir de l'étage pilote. Les deux plaques sont

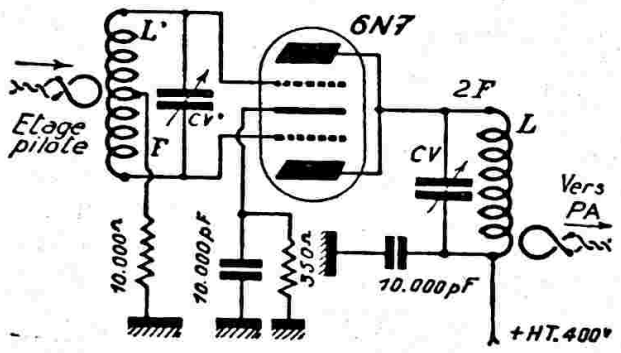



*Fig. V-45*

montées en parallèle et réunies à un circuit accordé sur le double de la fréquence du circuit d'entrée. Le tube utilisé est un 6N7 (ou 6A6, ou 53) ; les valeurs des différents organes sont données sur le schéma. Ces montages portent également le nom de push-push doubleur. On peut trique de grille est accordé par le condensateur variable CV'. C'est un condensateur double à deux stators et un rotor commun (« split stator condenser » des Américains). Une autre représentation schématique de CV', également utilisée, est donnée au bas de la figure.

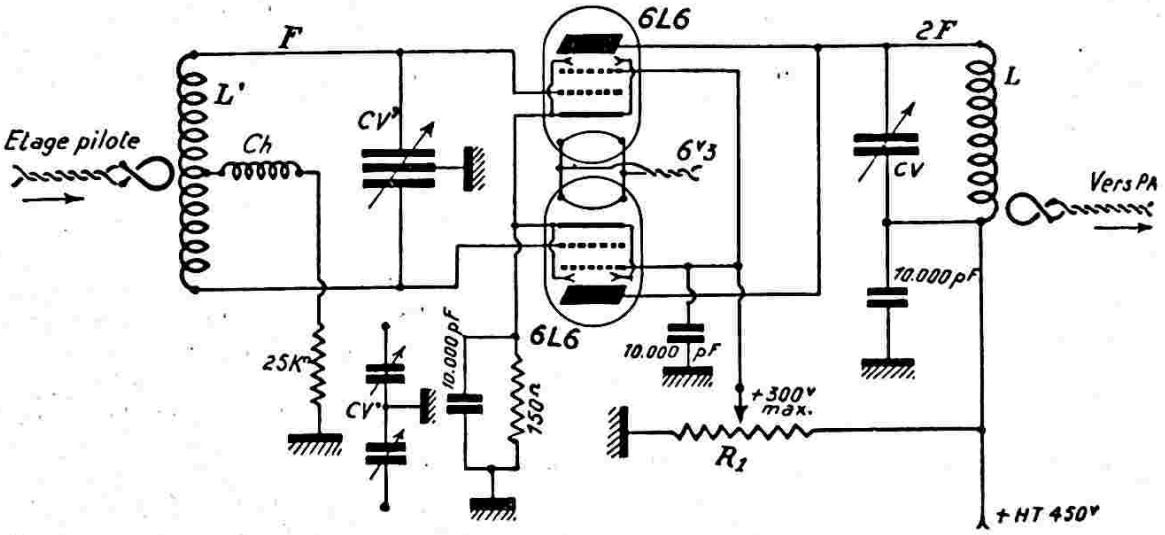



*Fig. V-46*

évidemment réaliser un étage doubleur de ce genre en utilisant deux tubes séparés.

Nous donnons (fig. V-46) un doubleur push-push équipé de deux 6L6 (ou 807). La tension d'écrans est déterminée par le collier d'une résistance-bleeder $R_1$ de 25.000 ohms/50 watts. Le circuit symé-

Enfin, la figure V-47 montre le schéma d'un étage symétrique tripleur de fréquence étudié pour l'exploitation de la bande 4 mètres. Nous avons, tout d'abord, un tube 6L6 monté en « Jones Improved Oscillator », oscillateur étudié précédemment, et dont le circuit anodique est déjà

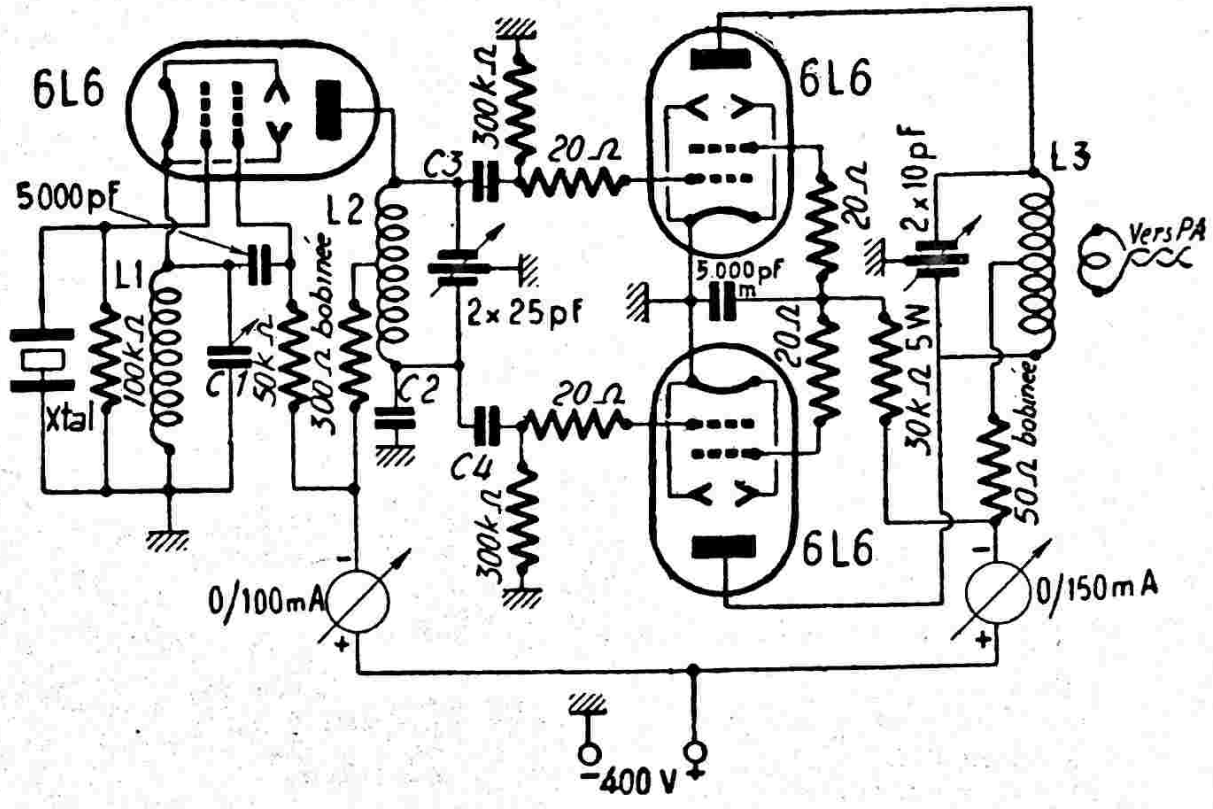



*Fig. V-47*

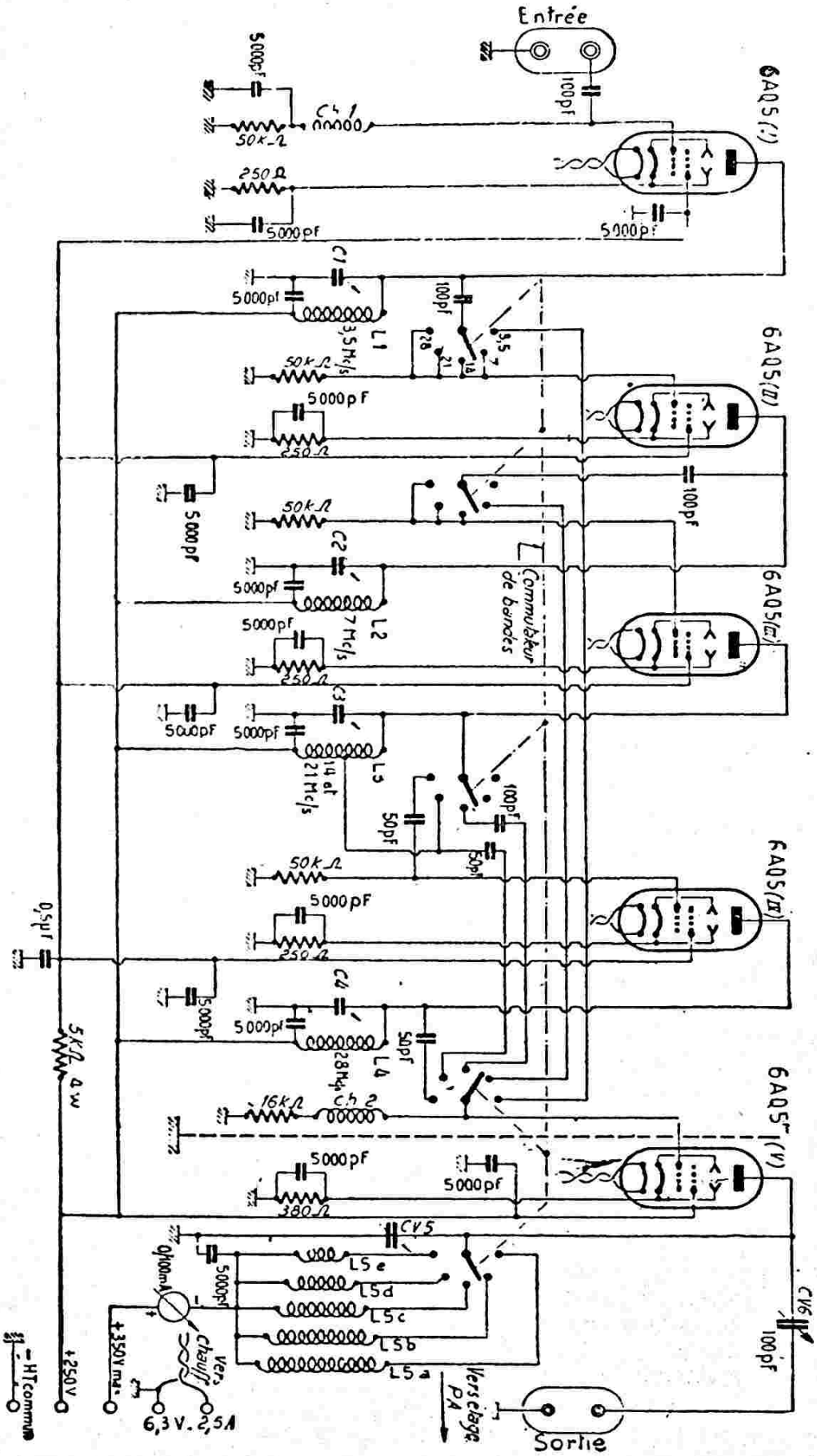

Entrée
100pF
5000pF
Ch 1
50kΩ
250Ω
5000pF
6AQ5 (I)
C1
L1
3,5 Mc/s
100pF
50kΩ
5000pF
250Ω
6AQ5 (II)
100pF
50kΩ
C2
L2
7 Mc/s
Commutateur de bandes
6AQ5 (III)
C3
L3
14 et 21 Mc/s
50pF
100pF
50kΩ
6AQ5 (IV)
C4
L4
28 Mc/s
50pF
16kΩ
Ch 2
6AQ5 (V)
380Ω
CV5
L5e
L5d
L5c
L5b
L5a
CV6
100pF
Vers étage PA
Sortie
0,5µF
5kΩ 4W
0/100mA
Vers chauff.
+350V max
+250V
-HT commun
6,3V. 2,5A

*Fig. V-47-A*

accordé sur l'harmonique 3 du cristal. Ensuite, nous avons l'étage push-pull tripleur de fréquence, proprement dit, muni de deux tubes 6L6 également. Ainsi, en partant d'un quartz 8.055 kc/s, par exemple, le circuit $L_2$ est accordé sur 24.165 kc/s (harmonique 3), et par le nouveau triplage de fréquence, on dispose, sur le circuit $L_3$, d'une tension H.F. de 72.495 kc/s (bande 4 mètres) utilisable pour l'excitation du P.A. final.

Voici les caractéristiques des bobinages du montage de la figure V-47, pour l'exemple que nous venons de donner :

$L_1$ = 2,5 mH (bobines d'arrêt National type R100).

$L_2$ = 15 spires fil 10/10 de mm., sur mandrin stéatite de 25 mm. de diamètre et bobinées sur une longueur de 45 mm. (avec prise médiane).

$L_3$ = 4 spires fil 16/10 de mm. sur air, diamètre 20 mm., longueur 25 mm. (avec prise médiane).

$C_1$ = trimmer au mica sur céramique de 100 pF.

$C_2$ = condensateur d'équilibrage de la capacité de sortie du tube 6L6 oscillateur (10 pF céramique fort isolement).

$C_3 = C_4$ = 100 pF céramique fort isolement.

Tous les montages types que nous venons de voir sont des exemples ; il y a encore d'autres variantes, que nous aurons l'occasion de voir au cours de cet ouvrage.

Rappelons encore la nécessité de faire des découplages courts avec des condensateurs à diélectrique mica, dont les connexions de masse aboutiront en un même point.

Un milliampèremètre doit être placé en série dans l'alimentation plaque d'une façon permanente ou, tout au moins, au moment des réglages. L'accord à la résonance des circuits accordés d'anode se traduit par le *minimum* de déviation de l'aiguille. L'accord à la résonance des circuits grille est indiqué : soit par la déviation *maximum* d'un milliampèremètre placé en série avec la résistance de fuite de grille 1, soit par l'accroissement *maximum* de la valeur du milliampèremètre d'anode de l'étage pilote (le C.O. plaque du pilote ayant été préalablement réglé naturellement à la résonance d'une façon correcte).

De plus, au moment du réglage d'un étage multiplicateur de fréquence quelconque, il est toujours bon de vérifier, au moyen d'un ondemètre à absorption, que l'on accorde bien le circuit considéré sur la fréquence désirée (en d'autres termes, que l'on ne se trompe pas d'harmonique).

Disons, pour terminer, qu'une lampe séparatrice tampon ou multiplicatrice de fréquence doit être polarisée négativement au moins à trois fois la tension qui annule le courant plaque en fonctionnement statique, c'est-à-dire en l'absence de toute excitation (polarisation classe C).

De plus, dans le cas d'étages multiplicateurs de fréquence, les tubes à coefficient d'amplification élevé sont préférables ; ainsi, des triodes dont le coefficient d'amplification est compris entre 3 et 10 ne sauraient donner satisfaction comme doubleuses de fréquence. C'est pourquoi le montage de la figure V-43 utilisant un tube 2A3 ($k$ = 4,2) a été donné comme simple tampon séparateur ; en doublage de fréquence, ce tube ne convient pas.

Le circuit oscillant relié à la grille d'une lampe multiplicatrice de fréquence doit présenter un rapport self/capacité élevé. Même remarque pour le circuit accordé de plaque, afin de réaliser une impédance élevée pour l'oscillation de fréquence harmonique que l'on désire faire apparaître.

Le rendement maximum est obtenu avec des circuits à forte self-induction, une tension anodique d'alimentation élevée et une polarisation fortement négative.

Pour conclure, rappelons les précisions suivantes :

*a*) Un étage séparateur comportant une *lampe unique* (ou plusieurs lampes avec grilles et plaques en parallèle) peut avoir son circuit anodique accordé sur la fréquence fondamentale d'excitation et sur tous les harmoniques : F, 2F, 3F, 4F, etc.

*b*) Un étage comportant deux lampes en *push-push* (attaque de grilles symétrique, et anodes en parallèle) ne peut avoir son circuit anodique accordé que sur les harmoniques pairs de la fréquence d'excitation : 2F, 4F, etc.

*c*) Un étage comportant deux lampes en *push-pull* (étage symétrique) peut avoir son circuit anodique accordé sur la fréquence fondamentale d'excitation et sur tous les harmoniques impairs : F, 3F, 5F, etc.

**Multiplicateur de fréquence toutes bandes.**

La construction d'un tel groupe excitateur est possible du fait que toutes les bandes d'amateurs sur ondes décamétriques sont en relation harmonique. (Nous avons déjà eu un exemple avec le montage de la figure V-42.) Pour les diverses étendues de bandes et leur relation harmonique, veuillez vous reporter au chapitre XXII, § 2. Le problème est donc de produire une oscillation d'amplitude convenable pour exciter correctement l'étage H.F./P.A., et de fréquence adéquate pour travailler tour

à tour sur toutes les bandes, ceci en partant de la bande de fréquence la plus basse, c'est-à-dire bande 3,5 Mc/s (80 m).

On pourrait concevoir un étage multipliant par 2 la fréquence de départ 3,5 Mc/s pour obtenir l'excitation nécessaire sur 7 Mc/s : multipliant par 4 pour le 14 Mc/s ; multipliant par 6 pour le 21 Mc/s, etc... Malheureusement, dans un étage multiplicateur de fréquence, il faut pratiquement se limiter au rang 2, ou au rang 3 au maximum ; en fait, les harmoniques de rangs supérieurs susceptibles d'être mis en évidence dans le circuit anodique sont d'amplitude trop faible pour être correctement utilisables.

La solution réside dans l'emploi d'étages doubleurs ou tripleurs (suivant le cas) *en cascade* qui, globalement, apportent la multiplication de fréquence requise.

Le schéma d'ensemble du multiplicateur réalisé est donné sur la figure V-47-A. Le passage d'une bande à l'autre se fait uniquement par la manœuvre d'un commutateur multiple à 5 circuits, 5 positions : 3,5, 7, 14, 21 et 28 Mc/s. Tous les tubes utilisés sur l'appareil sont du même type : cinq tétrodes miniatures 6AQ5. Nous allons étudier, étage par étage, les fonctions de ces tubes.

On sait que pour obtenir une manipulation sans piaulements, ou une modulation d'amplitude correcte exempte de toutes traces de modulation de fréquence, il faut, *entre autres*, que l'oscillation du pilote V.F.O. se fasse sur une fréquence égale à la moitié de la fréquence la plus faible que l'on se propose d'utiliser pour le trafic. Ainsi donc, pour trafiquer correctement dans la bande 3,5 Mc/s (80 m), l'oscillation du V.F.O. doit se produire dans la bande 1,75 Mc/s (160 m). Sur le châssis V.F.O. proprement dit, outre l'oscillateur-pilote, on rencontre toujours quelques étages tampons *apériodiques* qui font suite ; parfois même, le dernier étage du V.F.O. fonctionne en *doubleur* de fréquence. En conséquence, deux cas peuvent se présenter :

1° La sortie du V.F.O. s'opère dans la bande 1,75 Mc/s. Le premier étage 6AQ5 (I) de notre multiplicateur fonctionne, alors, comme il se doit, c'est-à-dire en doubleur de fréquence (bande 3,5 Mc/s mise en évidence aux bornes du circuit anodique $L_1$ $C_1$).

2° La sortie du V.F.O. bénéficiant d'un étage doubleur s'opère déjà dans la bande 3,5 Mc/s. Dans ce cas, le premier étage 6AQ5 (I) de notre multiplicateur fonctionne alors en simple étage tampon (bande 3,5 Mc/s aux bornes de $L_1$ $C_1$).

Au fait, nous avons oublié de dire que la sortie du V.F.O. doit être connectée aux douilles « entrée » du multiplicateur. Est-il nécessaire de le préciser ?

Pour le trafic bande 3,5 Mc/s, le commutateur multiple canalise l'oscillation disponible aux bornes de $L_1$ $C_1$, sur l'étage final 6AQ5 (V) du multiplicateur. Pour toutes les autres bandes cette oscillation est envoyée sur le second étage 6AQ5 (II) qui fonctionne en doubleur de fréquence.

Une oscillation dans la bande 7 Mc/s est disponible aux bornes du circuit anodique $L_2$ $C_2$.

Pour le trafic bande 7 Mc/s, le commutateur multiple canalise cette oscillation directement sur la grille de l'étage final 6AQ5 (V) du multiplicateur. Pour toutes les autres bandes de fréquences supérieures, cette oscillation est appliquée sur le troisième étage 6AQ5 (III). Cet étage est utilisé pour le trafic dans les bandes 14, 21 et 28 Mc/s :

*a*) Pour la bande 14 Mc/s, il fonctionne en doubleur de fréquence : il double l'oscillation 7 Mc/s appliquée sur sa grille. L'oscillation 14 Mc/s apparaissant aux bornes de $L_3$ $C_3$ est canalisée sur l'étage de sortie 6AQ5 (V).

*b*) Pour la bande 21 Mc/s, il fonctionne en tripleur de fréquence : il multiplie par 3 l'oscillation 7 Mc/s appliquée sur sa grille. L'oscillation 21 Mc/s apparaissant aux bornes de $L_3$ $C_3$ ($L_3$ étant en partie court-circuitée pour obtenir la résonance sur 21 Mc/s) est dirigée sur l'étage de sortie 6AQ5 (V).

*c*) Pour la bande 28 Mc/s, l'étage III fonctionne de nouveau en simple doubleur (comme en *a*), mais l'oscillation 14 Mc/s disponible aux bornes de $L_3$ $C_3$ est appliquée sur la grille de l'étage suivant 6AQ5 (IV) fonctionnant en doubleur de fréquence à son tour. Une oscillation dans la bande 28 Mc/s est donc mise en évidence dans le circuit anodique, aux bornes de $L_4$ $C_4$, et appliquée à la grille de l'étage de sortie 6AQ5 (V).

Les quatre premiers tubes 6AQ5 du multiplicateur fonctionnent, comme il se doit, en classe C archi-polarisée et à faible régime. Pour exciter correctement l'étage P.A. qui suit le multiplicateur, il est nécessaire de disposer d'une oscillation d'amplitude convenable dans la bande considérée. C'est le rôle de l'étage 6AQ5 (V) qui fonctionne en amplificateur tampon, classe C, pour toutes les bandes. La commutation des bobines $L_5$, selon la bande de travail, s'effectue toujours par le commutateur multiple unique. Il convient de parfaire la résonance du circuit anodique, sur la *fréquence* de trafic, en réglant $CV_5$ (minimum de courant anodique accusé par le milliampèremètre). Par ailleurs, le condensateur variable à air $CV_6$ permet de doser l'exci-

tation appliquée à l'étage H.F./P.A. de l'émetteur.

On peut également supprimer $CV_6$ et le remplacer par un condensateur fixe de 47 pF. Le réglage de l'excitateur H.F. (pour l'étage P.A. faisant suite) s'effectue alors par variation de la tension d'écran du tube 6AQ5 (V) au moyen d'un potentiomètre bobiné. Un tel système de réglage a été utilisé dans l'émetteur décrit au chapitre XIV § 2, montage auquel on pourra se reporter éventuellement.

La tension anodique de l'étage 6AQ5 (V) est de 350 volts maximum. Par ailleurs, en fonctionnement normal de cet étage, on a : $Vg_2 = 250V$ ; $Ig_2 = 7mA$ environ ; $Ia = 45$ mA environ. Un milliampèremètre intercalé, au moment de la mise au point, entre la résistance de grille de 16 kΩ et la masse, devra indiquer un courant de l'ordre de 5 mA. Ainsi, compte tenu de la polarisation cathodique de sécurité, on aura : $Vg_1 = -100$ V environ. De cette façon, cet étage est capable de fournir une puissance de sortie approximative de 10 watts H.F. ...de quoi exciter correctement un P.A. équipé d'une triode moyenne par exemple, et plus qu'il n'en faut pour exciter un P.A. muni d'une tétrode ou d'une pentode (même puissante).

Du point de vue disposition pratique, voici, à titre de suggestion, le montage adopté. Ce multiplicateur de fréquence a été câblé sur un châssis rectangulaire très allongé, en respectant la disposition indiquée sur le schéma théorique de la figure. Le panneau avant est fixé sur un bout (l'un des côtés étroits du rectangle), si bien que le châssis se présente « en long » (et non pas en « large »).

L'étage de sortie 6AQ5 (V) est monté tout de suite contre le panneau avant et les autres étages en file indienne d'avant en arrière. L'entrée de l'appareil se trouve donc à l'arrière et la sortie à l'avant. Cette disposition est motivée par les faits suivants :

Le milliampèremètre doit être sur le panneau avant. De plus, et surtout, les commandes de $CV_5$ et de $CV_6$ doivent être sorties sur le panneau avant. Tandis que les autres réglages ($C_1$, $C_2$, $C_3$ et $C_4$) sont faits, une fois pour toutes, au moment de la mise au point.

En conséquence, pour avoir des connexions courtes, l'étage V est monté le plus près possible du panneau avant et séparé des autres étages par un blindage en aluminium (pointillés sur la figure).

Sur le panneau avant, se trouve également le bouton de commande du commutateur de bandes. Ce commutateur comprend 5 galettes en stéatite (5 positions chacune). Chaque galette doit être placée en regard de l'étage à commuter, ceci dans le but de faire des connexions courtes ; des entretoises de longueur convenable maintiennent les galettes en position correcte. En d'autres termes, le commutateur multiple traverse le châssis sur presque toute sa longueur ; il est fixé, d'une part, par le canon fileté de l'axe (au panneau avant) et, d'autre part, à l'aide d'une petite équerre à l'extrémité opposée (sur l'arrière du châssis). Une fois de plus, le montage pratique respecte la disposition montrée sur le schéma de principe.

Le contacteur, par lui-même, doit être très aéré. Dans son câblage, éviter les fils collés au châssis ; mais, au contraire, câbler très dégagé, de façon à minimiser les capacités parasites qui risqueraient de perturber le bon fonctionnement de l'appareil.

Nous n'avons pas représenté l'alimentation qui vraisemblablement sera prélevée sur les dispositifs déjà installés sur l'émetteur. Si l'on veut, néanmoins, construire une alimentation autonome, disons simplement qu'elle est absolument classique : valve 5Z3 et cellule de filtrage.

Comme nous l'avons déjà dit, à part le circuit de sortie $L_5$ $CV_5$, tous les autres circuits s'ajustent une fois pour toutes, à la mise au point, vers le milieu de la bande considérée. Nous allons donner, ci-dessous, les caractéristiques de ces divers circuits.

$L_1$ = 40 spires, écartement entre spires de 3 mm, sur mandrin en carton bakélisé de 40 mm de diamètre ; à accorder vers 3,6 Mc/s par $C_1$.

$L_2$ = 26 spires, écartement entre spires de 3 mm, sur mandrin en carton bakélisé de 40 mm de diamètre ; à accorder vers 7,1 Mc/s par $C_2$.

$L_3$ = 12 tours sur un mandrin lisse en stéatite de 20 mm de diamètre ; longueur de l'enroulement : 40 mm environ ; prise à 5 1/2 tours comptés à partir du côté plaque. Ce circuit est à accorder, par $C_3$, vers 14,2 Mc/s pour la bande 20 m, et vers 21,3 Mc/s pour la bande 15 m. Bien entendu, ces deux accords doivent avoir lieu pour le *même réglage* de $C_3$. Avec la position indiquée pour la prise sur le bobinage (5 1/2 tours court-circuités), on arrive facilement à ce résultat en agissant, le cas échéant, sur l'écartement entre spires des deux portions du bobinage.

$L_4$ = 5 tours, écartement de 3 mm entre spires, sur un mandrin en stéatite de 20 mm de diamètre ; à accorder vers 29 Mc/s par $C_4$.

$L_5$ a = mêmes caractéristiques que $L_3$ : bande 80 m.

$L_5$ b = mêmes caractéristiques que $L_3$ : bande 40 m.

$L_5$ c = mêmes caractéristiques que $L_3$ sans la prise (c'est-à-dire avec 12 tours) : bande 20 m.

$L_5$ d = mêmes caractéristiques que $L_3$ en supprimant la portion court-circuitée (c'est-à-dire que $L_5$ d comporte seulement 6 1/2 tours) ; bande 15 m.

$L_5$ e = mêmes caractéristiques que $L_4$ ; bande 10 m.

L'accord précis à la résonance sur la fréquence du trafic, des bobines $L_5$ dans la bande considérée, s'effectue par la manœuvre de $CV_5$ (minimum de courant anodique accusé par le milliampèremètre).

Pour tous ces bobinages, le fil employé est du fil de cuivre émaillé de 16/10 de mm de diamètre.

D'autre part, nous avons :

$C_1 = C_2$ = condensateur ajustable à air de 100 pF.

$C_3 = C_4$ = condensateur ajustable à air de 50 pF.

$CV_5$ = condensateur variable à air, bâti stéatite, de 100 pF.

Il est possible d'adopter des modèles à faible interlame, les risques d'amorçage d'étincelles étant restreints dans les conditions de fonctionnement exposées.

Enfin, nous avons :

$Ch_1 = Ch_2$ = bobine d'arrêt National R 100.

Tous les condensateurs fixes d'une capacité égale ou inférieure à 5 000 pF sont obligatoirement à diélectrique mica.

La mise au point de ce multiplicateur de fréquence est donc relativement facile : il suffit de régler chaque circuit vers les fréquences approximatives (milieux de bandes) indiquées précédemment. Pour cela, on commence par la bande la plus basse en fréquence (3,5 Mc/s), puis l'on règle successivement étage par étage en tournant chaque fois le commutateur dans la position correspondante. La fréquence de réglage est évidemment donnée par le V.F.O. pilote connecté normalement à l'entrée du multiplicateur.

Naturellement, il faut bien faire attention de ne pas se tromper sur le rang de l'harmonique à sélectionner. Pour cela, une vérification à l'ondemètre à absorption est indispensable.

Ce contrôle élémentaire étant exécuté, il suffit de chercher à obtenir le maximum d'éclat d'une boucle de Hertz couplée à la bobine de l'étage à accorder, ceci en réglant le condensateur ajustable associé à ladite bobine.

Voilà donc un multiplicateur de fréquence qui, sous une forme extrêmement compacte, permet le passage *rapide* d'une bande à l'autre et l'excitation généreuse de n'importe quel étage P.A. de station d'amateur. En lieu et place des tubes 6AQ5 préconisés, indiquons que des tubes EL84 sont également très recommandés.

## § 7. — Rôle de l'étage amplificateur H.F. Etage P.A. (1)

Le rôle du P.A. est d'amplifier au maximum l'oscillation qui lui est appliquée par l'étage précédent (en général étage séparateur, quelquefois étage pilote-quartz) avant de transmettre cette énergie dans l'antenne pour le rayonnement. Il est équipé d'une lampe de puissance qui doit amplifier et non auto-osciller ; pour cela, on la neutrodynera, si besoin est.

Habituellement, c'est sur cet étage final travaillant en classe C que l'on applique la modulation ou la manipulation, sur une électrode quelconque ou sur plusieurs, simultanément.

Notons que si cet étage classe C modulé est suivi d'un ou de plusieurs étages amplificateurs de haute fréquence modulée, ceux-ci devront fonctionner en classe B. Mais, d'ordinaire, l'amateur module toujours sur le dernier étage de son émetteur, car le rendement d'un étage ampli H.F. classe B est nettement inférieur à celui d'un étage classe C.

Avant de voir quelques réalisations pratiques, nous allons nous pencher quelque peu sur le calcul d'un tel amplificateur H.F. de puissance classe C. C'est, en effet, de ce dernier étage que dépend le rendement et l'efficacité d'un émetteur. Tous les soins apportés à son calcul, puis à sa réalisation, ne seront donc jamais superflus et seront récompensés par de beaux DX (liaisons à grande distance).

### Influence de la capacité du condensateur d'accord plaque de sortie.

Nous avons vu précédemment (chapitre II) qu'en régime C, le courant plaque cesse d'agir pendant une fraction du cycle. (Il ne passe que pendant le tiers du cycle environ avec une tension de déchet $V_d = 0{,}2\ V_p$, $V_p$ étant la tension d'alimentation d'anode.) Or, les oscillations transmises à la charge (ici l'antenne) doivent être complètes et sinusoïdales.

Pour cela, on place un circuit antirésonnant dans l'anode, lequel emmagasine de l'énergie pendant les impulsions du courant plaque, pour ne la restituer que progressivement pendant le reste de la durée du cycle. (Le rôle de ce circuit accordé peut être comparé à celui du volant d'un moteur à vapeur.)

Mais cette quantité d'énergie doit, cependant, être dosée ; en effet, si elle est trop importante, les pertes dans le C.O. par

(1) Abréviation du langage amateur, voir chapitre XXII.

effet Joule, hystérésis, etc., deviennent elles-mêmes trop grandes. Par contre, plus faible est cette énergie, plus les oscillations s'écartent de la forme sinusoïdale.

D'importants harmoniques prennent naissance, absorbant une partie de l'énergie utile ; et, de plus, ils risquent d'être rayonnés par l'antenne.

Il faut donc adopter un compromis, et l'on démontre que l'énergie $P_e$ emmagasinée par le circuit oscillant (2) et l'énergie $P_p$ utilisée et fournie par le tube pendant une période doivent être dans le rapport $P_e/P_p > 2$. Pratiquement, on fait varier ce rapport entre 2 et 4 ; en effet, une valeur élevée est plus favorable à la modulation (3) (modulation linéaire).

Si l'on ne s'occupe pas de ce rapport, il existe évidemment une infinité de solutions quant aux valeur L et C du C.O. permettant l'accord à la résonance. Mais, puisqu'une certaine valeur optimum permet une nette amélioration du fonctionnement, pourquoi la négliger ?

L'énergie utile fournie pendant une période, $P_p$, est donnée, puisque l'on a : $P_p = W/f$, relation dans laquelle W = puissance H.F. de la lampe en watts, et $f$ = fréquence, en cycles/seconde. Donc, si nous nous fixons le rapport $P_e/P_p$, c'est sur l'énergie emmagasinée $P_e$ qu'il faut agir et, en fin d'analyse, sur la *capacité du condensateur variable* d'accord, puisque, d'une part : $P_e = \frac{C \cdot V^2}{2}$ et que, d'autre part, V, tension H.F. maximum, est limitée à 0,8 $V_p$, comme nous l'avons vu précédemment (tension de déchet = 0,2 $V_p$).

Il existe une formule approximative simple permettant de trouver la valeur optimum, en picofarads, du condensateur variable à employer :

$$C = \frac{14.500\ I \cdot \lambda}{V_p}$$

(formule A), formule dans laquelle $\lambda$ est la longueur d'onde de travail, en mètres ; I, le courant d'alimentation anodique, exprimé en ampères ; $V_p$, la tension d'alimentation anodique, en volts. Pour l'établissement de cette relation (A), on a fait le rapport $P_e/P_p$ égal à 2.

Connaissant C, il est facile de déterminer la valeur de L qui permettra l'accord sur la fréquence de travail choisie (de nombreux abaques et tableaux permettent la résolution de ce problème [1]). On peut, d'ailleurs, calculer également L d'après la relation bien connue :

$$L = \frac{1}{4\pi^2 \cdot C \cdot f^2}$$

Il est intéressant de noter que la valeur optimum de C trouvée par le calcul indique, non pas la *capacité maximum* caractérisant le condensateur variable, mais bien la *capacité qu'il doit faire à l'accord*.

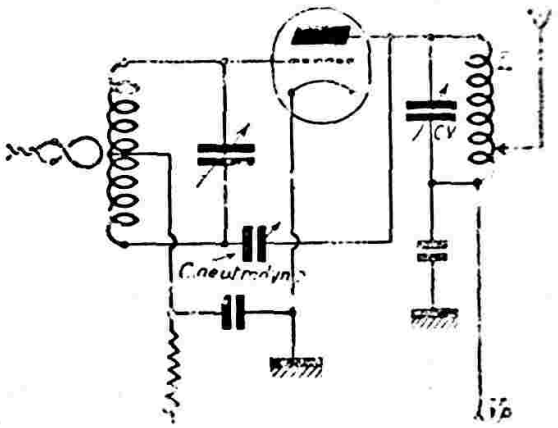



*Fig. V-48*

La formule (A) permettant le calcul du C.V. est valable pour un C.O. monté suivant la figure V-48 (schéma classique). Dans le cas du montage de la figure V-49, utilisant un condensateur équilibré, c'est-à-dire un condensateur variable divisé en

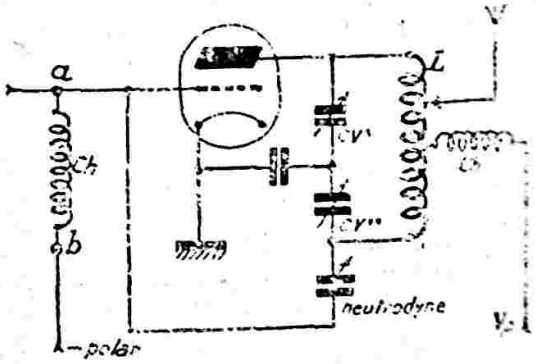



*Fig. V-49*

(1) Voir notamment chapitre VII, § 2.

(2) On sait que l'énergie emmagasinée dans un C.O. a pour valeur : $\frac{C \cdot V^2}{2}$ ou $\frac{L I^2}{2}$

C étant la capacité réelle du condensateur d'accord, en farads ;
V l'amplitude de la tension H.F. aux bornes de ce condensateur, en volts ;
I l'amplitude du courant H.F. dans le C.O., en ampères ;
L la self-induction, en henrys.

(3) On fait en général $P_e/P_p = 2$ pour une station destinée à travailler uniquement en télégraphie et $P_e/P_p = 4$ pour une station destinée à travailler soit en *téléphonie*, soit en télégraphie.

deux parties égales avec lames mobiles communes (split stator tank condenser des Américains), nous aurons :

$$CV' = CV'' = \frac{C}{2}$$

C étant, rappelons-le, la valeur donnée par la formule (A).

D'autre part, avec le montage de la figure V-50, il faut faire :

$$CV_2 = \frac{C}{4}$$

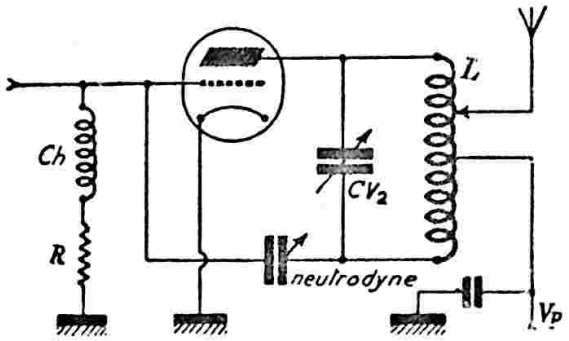



*Fig. V-50*

Enfin, avec un montage push-pull du genre de la figure V-51 :

$$CV_1' = CV_1'' = \frac{C}{4}$$

Mais nous avons dit plus haut que la formule (A) avait été établie en faisant le rapport $P_e/P_p$ égal à 2 ; c'est le cas d'un émetteur uniquement destiné à travailler en télégraphie. Pour un émetteur radiotéléphonique (ou télégraphie et téléphonie), il suffit de multiplier par 2 les valeurs trouvées dans chacun des cas (fig. V-48, 49, 50 et 51), puisque l'on fait pratiquement : $P_e/P_p = 4$.

Rappelons, pour bien fixer les idées, que ces valeurs optima de capacité sont guidées par la quantité d'énergie $P_e$ à emmagasiner

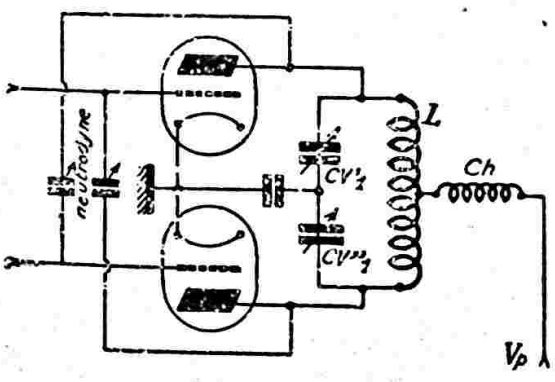



*Fig. V-51*

suivant chaque cas de caractéristiques du circuit ou d'exploitation (phonie ou graphie). Cela n'empêche pas que la *capacité résultante* d'un condensateur variable à deux sections est égale à la moitié de la capacité d'une seule section (exemple : un CV de 2 × 50 pF a une capacité résultante de 25 pF).

D'autres ouvrages traitant de l'émission définissent l'« effet de volant » nécessaire comme le rapport des voltampères H.F. à la puissance de sortie réelle, soit $\frac{V.A}{W}$.

Ce rapport est équivalent au coefficient de qualité Q du circuit L.CV, et est voisin de 12 en général (1). En effet, le Q d'un circuit dépend de la résistance en série avec la bobine et le condensateur. Cette résistance est très minime pour une bobine à faibles pertes, et *non chargée* par le circuit d'antenne. Dans ces conditions, on peut atteindre un Q de 100 à 300 ! *Mais,* le couplage de l'antenne au circuit accordé final a pour effet d'augmenter cette résistance série ; cependant tout est bien, puisque dans ce cas, la puissance consommée est précisément due au rayonnement utile de l'antenne.

Le couplage de l'antenne peut être réglé de manière à obtenir pour Q des valeurs allant de 3 à 200, par exemple. Il nous faudra faire ce réglage pour avoir Q = 12 pour un étage simple, et Q = 6 pour un étage push-pull (cette dernière valeur étant suffisante dans ce cas pour obtenir l'effet de volant correct).

Avec une valeur moindre pour Q, la puissance emmagasinée est insuffisante : la tension de sortie n'est pas sinusoïdale, et une partie de la puissance est perdue en rayonnement d'harmoniques. D'autre part, une valeur supérieure de Q amène des pertes excessives de courant H.F. dans le circuit accordé, d'où une sortie effective moindre vers l'antenne.

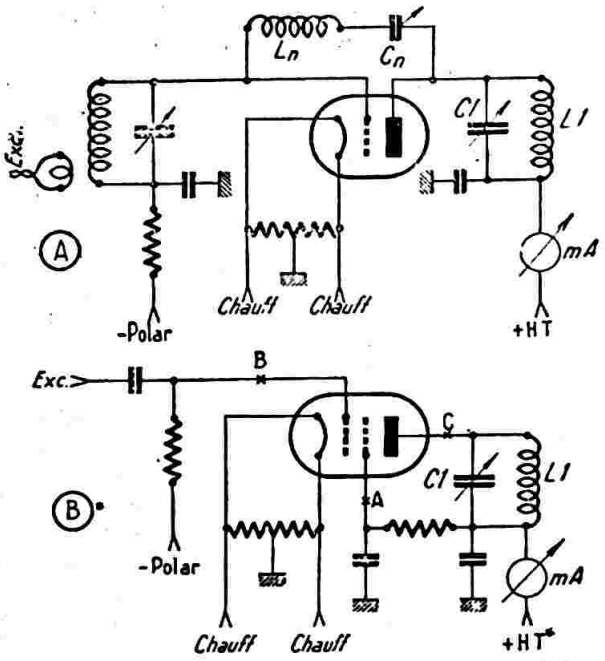
Ainsi, nous adoptons 12 pour l'étage final simple et 6 pour l'étage final push-pull. Généralement, ces valeurs ne seront pas obtenues pour les valeurs normales d'alimentation du tube (ou des tubes), de l'amplificateur classe C considéré, *à moins que le rapport L/CV du circuit accordé L.CV ne soit correct pour la fréquence de travail.*

Ainsi donc, par un chemin différent, nous retombons toujours sur la détermination de la valeur optimum du condensateur variable CV devant accorder le circuit anodique final.

---

(1) $Q = \frac{\omega L}{R}$

Dans leurs ouvrages, les Américains préfèrent la détermination graphique de CV. Aussi, pour être complet, allons-nous donner trois diagrammes permettant de trouver rapidement la valeur requise du condensateur variable.



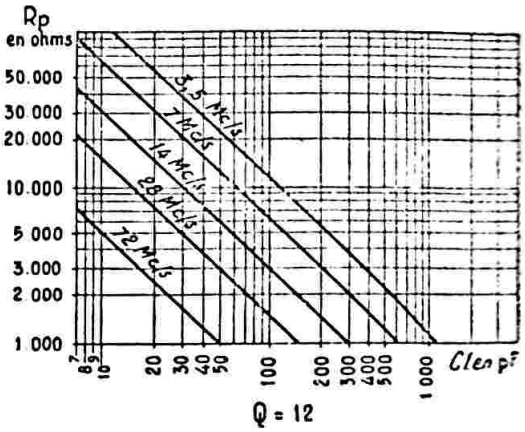



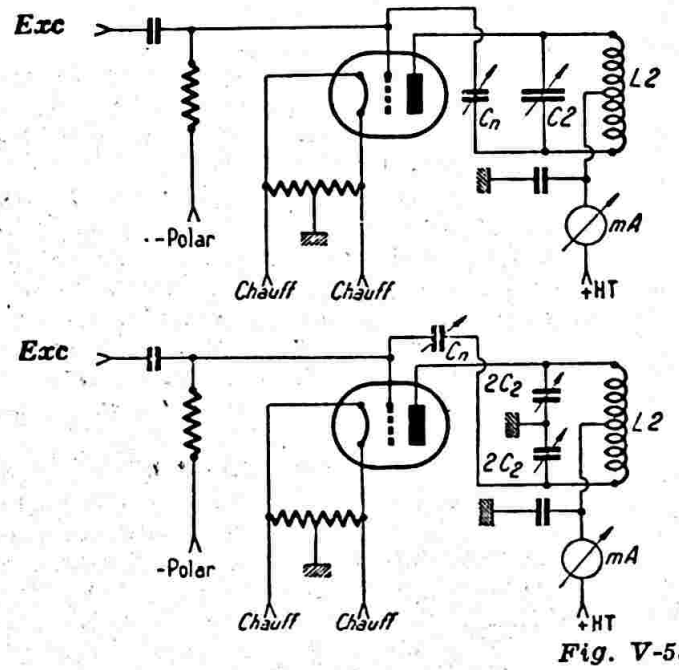

*Fig. V-52*

Le premier, figure V-52, convient à un amplificateur triode neutrodyné par bobine (1), et, également, à un amplificateur muni d'un tube tétrode ou pentode (schémas en marge) ; on a choisi Q = 12.

Le second, figure V-53, convient à un amplificateur triode neutrodyné par l'anode (1) avec CV ordinaire ou CV divisé (schémas en marge) ; on a choisi Q = 12.

Enfin, le troisième, figure V-54, est calculé pour un amplificateur push-pull (schéma en marge) ; comme il a été dit plus haut, on a adopté Q = 6.

La valeur du condensateur optimum pour l'accord du circuit fournie par ces tableaux est la valeur totale en parallèle sur la bobine. Elle comprend donc, en réalité, la capacité du CV (naturellement), la capacité des connexions, la capacité répartie de la bobine et les capacités internes du tube. Hors mise la capacité propre



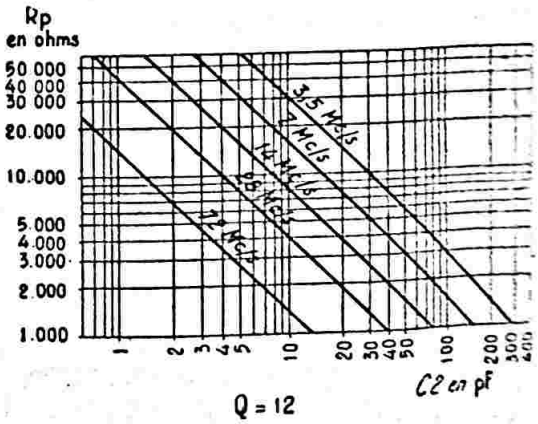




*Fig. V-53*

(1) Voir § 10 de ce chapitre.

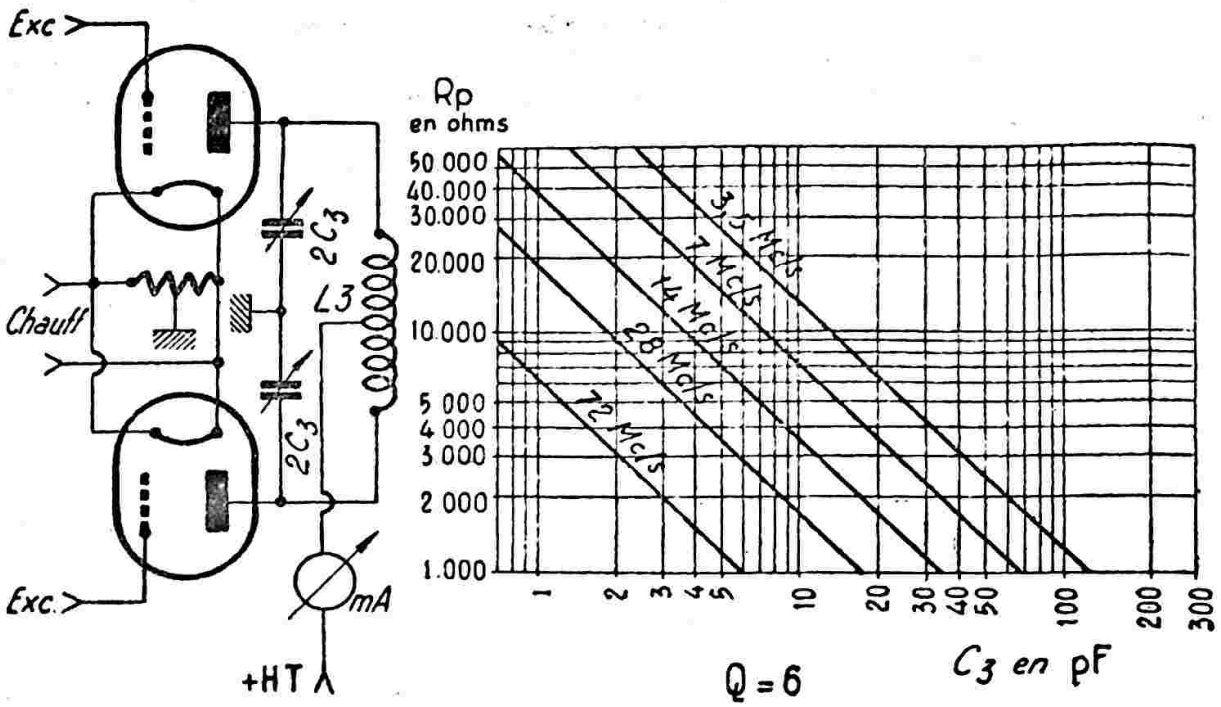



*Fig. V-54*

du CV, la somme des autres capacités peut varier entre quelques picofarads et 30 picofarads environ ; il y a donc lieu, dans certains cas, de les évaluer avec soin.

Comme l'indiquent les figures V-53 et V-54, lorsqu'on utilise un condensateur divisé, chaque partie doit avoir une capacité double de la capacité indiquée directement par les diagrammes.

De plus, les capacités trouvées à l'aide des tableaux sont les capacités *minima* recommandées ; elles peuvent donc être augmentées quelque peu. Ces diagrammes ayant été établis pour le fonctionnement en *télégraphie,* il convient de multiplier par 2 les valeurs trouvées pour un fonctionnement correct en *téléphonie.*

Quant à $R_p$, il s'agit simplement du quotient de la tension continue d'alimentation de plaque par le courant de plaque (exprimés, respectivement, en volts et en ampères).

En résumé, voici un petit exemple indiquant la marche à suivre. Nous avons au P.A. de notre émetteur, un tube tétrode à faisceaux dirigés alimenté sous 640 volts et consommant, en charge normale d'après le constructeur, 80 milliampères. Ce qui nous donne $R_p = 8.000\ \Omega$. Nous prenons donc, puisqu'il s'agit d'une tétrode, le tableau de la figure V-52. Calculons la valeur optimum de $C_1$ pour le travail dans la bande 40 mètres (soit 7 Mc/s) ; nous trouvons 75 pF environ. Prenons un C.V. de 100 pF que nous réglons à 75 pF, et établissons une bobine qui satisfasse à la résonance (minimum du milliampèremètre) pour une position du C.V. très voisine du réglage à 75 pF. Couplons progressivement la charge (antenne), de façon à amener la consommation du tube aux 80 mA. prévus par le constructeur ; on peut alors être certain de voisiner le $Q = 12$ déterminé comme étant le plus favorable. Pour le fonctionnement en téléphonie, avec les valeurs indiquées pour l'alimentation, il eût fallu prendre $C_1 = 2 \times 75$ pF, soit 150 pF.

Les abaques des figures V-52, 53 et 54 fournissent donc des renseignements précieux et d'une manière très rapide.

**Tension d'isolement du condensateur variable d'accord.**

Nous avons vu que l'amplitude V de la tension H.F. entre anode et cathode du tube pouvait atteindre 0,8 $V_p$ ($V_p$ étant la tension anodique d'alimentation). Pour la simplicité des calculs, et ce qui amènera une sécurité encore plus grande, admettons que $V = V_p$. Nous aurons alors, dans le cas de la figure V-48, une tension maximum égale à $V_p$ entre les lames du condensateur variable, pour le régime télégraphique. En régime téléphonique, la tension entre lames variera entre zéro et $2V_p$ (modulation plaque 100 %). Pour la figure V-49, nous aurons comme tension entre lames : télégraphie, $2V_p$ ; téléphonie modulation plaque, $4V_p$ ; téléphonie modulation par une grille, $2V_p$.

La tension de service guide donc le choix d'un condensateur variable, nous donnons ci-dessous quelques tensions de

service pour des condensateurs à lames épaisses et à bords arrondis (diminution de l'effet de pointes) :

750 volts pour un espace entre lames de 0,75 millimètre.

1.500 volts pour un espace entre lames de 1,25 millimètre.

3.000 volts pour un espace entre lames de 1,75 millimètre.

3.500 volts pour un espace entre lames de 1,95 millimètre.

Les tensions indiquées et celles qui sont calculées comme indiqué plus haut — $V_p$, $2V_p$ ou $4V_p$, suivant le cas — sont pratiquement des tensions *haute fréquence*, ne l'oublions pas. Aussi, lorsque l'on dispose d'un C.V. dont l'inter-lame est tout juste de la dimension requise, est-il recommandé de soustraire ledit condensateur variable à la tension continue de plaque ; pour cela, on adoptera les montages indiqués sur les figures V-48 et 49, suivant le cas, plutôt que les montages de la figure V-55 dans lesquels le C.V. est, de plus, soumis à la H.T. d'alimentation.

Il arrive cependant, même en adoptant les écartements inter-lames ci-dessus, qu'il y ait amorçage d'étincelles pendant les réglages sans charge (sans antenne). En effet, à ce moment, la tension aux bornes du C.O. devient beaucoup plus importante qu'en charge (l'impédance du circuit oscillant étant, dans ces conditions, très grande).

En conséquence, il est sage de ne pas appliquer la H.T. totale durant des essais *sans charge*.

Dans les montages de la figure V-55, lorsqu'il se produit une décharge dans le condensateur variable, le dispositif d'alimentation est court-circuité par l'étincelle. Avec les montages des figures V-48 et V-49, c'est le circuit accordé qui, pratiquement, est court-circuité ; ce qui entraîne une intensité anodique exagérée pouvant détériorer le tube.

Nous reverrons d'ailleurs plus loin, cette question d'installation des circuits anodiques sous le titre « Montages courants des circuits accordés d'anode dans les amplificateurs de puissance ».

**Tension et puissance d'excitation d'un étage amplificateur H.F.**

Ordinairement, les constructeurs de tubes amplificateurs H.F. de puissance renseignent leurs clients en ce qui concerne la commande de grille ; en général, la puissance de commande est mentionnée sur les caractéristiques (tableaux de lampes). Cela permet de prédéterminer l'étage précédent sans courir le risque de le voir ou trop faible (excitation insuffisante) ou trop puissant (gaspillage inutile d'énergie).

Pour l'amateur, deux choses sont finalement à connaître : la tension de crête de l'oscillation d'attaque fournie par l'étage précédent et le courant continu moyen de grille du tube amplificateur de puissance.

Dans un amplificateur classe C, les variations sinusoïdales H.F. appliquées sur la grille ont une amplitude telle qu'elles rendent la grille positive pendant une fraction du cycle. Pendant ce temps, il y a donc naissance d'un *courant instantané* de grille. Si l'on insère un milliampèremètre dans le retour du circuit grille, cet appareil dévie en indiquant la valeur du *courant moyen* de grille $I_g$ proportionnelle à la valeur maximum du courant instantané.

Quant à la valeur de la tension de crête de l'oscillation H.F. ($E_{g\,max}$) appliquée sur la grille de commande, elle est naturellement égale à l'amplitude maximum de la sinusoïde représentant cette tension d'attaque.

La puissance exigée par l'excitation du tube amplificateur (ou puissance perdue sur la grille) est égale à :

$$W_{exc.} = E_{g\,max} \times I_g$$

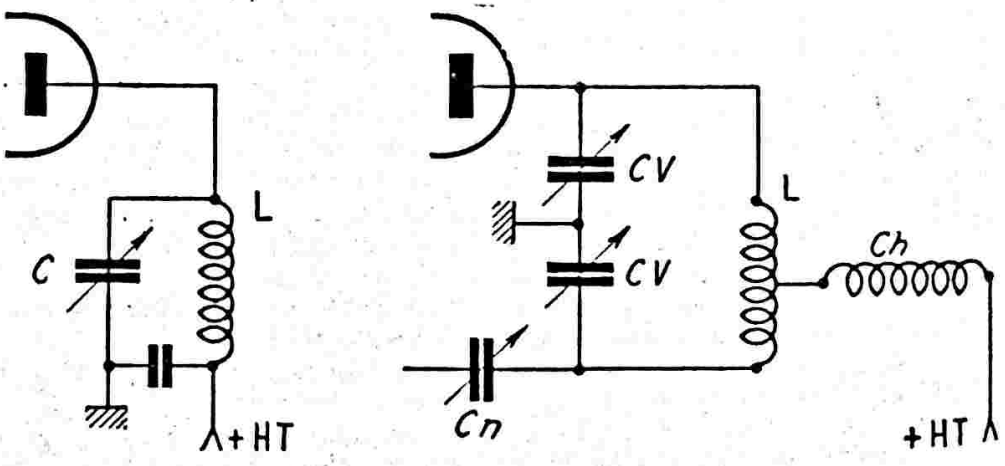



*Fig. V-55*

Le courant moyen de grille $I_g$ étant facilement indiqué par un milliampèremètre à cadre ordinaire, il reste à trouver $E_{g\ max}$.

$E_{g\ max}$ peut être mesuré avec un voltmètre de crête (voltmètre à lampe) connecté entre les point a et b, par exemple (figure V-49). Si l'on ne possède pas de voltmètre de crête, on peut se contenter, *en grossière approximation,* de prendre $E_{g\ max}$ égal au double de la tension de polarisation, c'est-à-dire :

1° Soit au double de la tension de polarisation (système de polarisation par redresseur séparé, figure V-49).

2° Soit au double du produit $I_g . R$ (système de polarisation par résistance de grille R, figure V-50).

De toutes façons, on voit qu'un milliampèremètre intercalé dans la base du circuit grille d'un amplificateur H.F. de puissance est d'une précieuse indication.

L'étage précédent (en général, l'étage séparateur) doit pouvoir fournir la puissance exigée par l'excitation de l'étage amplificateur : de plus, pour un étage travaillant en téléphonie, l'étage tampon devra être capable de fournir une puissance quatre fois supérieure à la puissance d'excitation normale, afin d'éviter les distorsions aux fortes amplitudes de modulation. Ainsi, supposons qu'une lampe de 50 watts nécessite deux watts d'excitation, par exemple ; le tube de l'étage séparateur devra être choisi capable de délivrer au moins 8 watts utiles.

Notons, en passant, que les lampes pentodes amplificatrices H.F. de puissance sont les plus intéressantes, car elles exigent, à puissance utile égale de sortie, une puissance d'excitation beaucoup plus faible que les triodes.

De plus, leur neutrodynage, afin d'éviter l'auto-oscillation, n'est pas nécessaire, du fait de la faiblesse de la capacité interne grille 1/anode.

*Nota.* — Si un amplificateur final classe C reçoit une forte excitation grille de l'étage séparateur, le courant anodique de ce dernier peut n'être que sommairement filtré. Dans l'onde émise, il n'y aura pas de trace de ronflement, du fait du fonctionnement non linéaire du dernier étage. Par contre, le filtrage du courant H.T. alimentant l'étage final doit être particulièrement bon si l'on veut une porteuse tout à fait pure.

A faible excitation grille, c'est le contraire que l'on constate ; on peut admettre un moins bon filtrage dans l'alimentation de l'étage final, mais il faut un filtrage soigné des étages pilote et séparateur.

Cependant, une tension d'excitation anormale est toute aussi dangereuse pour la vie d'un tube qu'un courant anodique exagéré ou une tension de chauffage insuffisante.

Une attaque de grille excessive n'augmente que *très légèrement* la puissance effective de sortie et le rendement ; par contre, on peut atteindre une dissipation anormale de la grille, un échauffement de cette électrode et un dégagement de gaz à l'intérieur du tube.

Une excitation insuffisante, d'autre part, amène des distorsions en sortie du fait d'une non-linéarité de l'amplificateur (en téléphonie).

En conséquence, il est nécessaire de suivre minutieusement les indications fournies à ce sujet dans les catalogues de lampes. De plus, avant d'appliquer la tension d'excitation H.F. requise, il est nécessaire de s'assurer que la tension de polarisation de base a bien la valeur indiquée par le constructeur du tube. En cas de polarisation insuffisante, la grille atteindrait des tensions instantanées exagérées dans la région positive, et l'on risquerait un amorçage à l'intérieur du tube (1).

De l'excitation H.F., une partie seulement est employée pour attaquer effectivement le tube ; l'autre partie est perdue dans l'alimentation de la polarisation. Il n'y a aucun moyen d'éviter cette perte, et elle est la même quel que soit le système de polarisation employé.

### Méthodes de calcul des amplificateurs de puissance classe C.

I. — Beaucoup trop d'amateurs, hélas, ne se préoccupent pas assez de leur amplificateur H.F. classe C. Pourvu qu'il y ait de la haute fréquence à la sortie, et que l'anode du tube ne rougisse pas (!), c'est le principal, ce qui est regrettable. En général, on se soucie fort peu du rendement !

Nous avons déjà, à maintes reprises, signalé les points primordiaux à surveiller, tout particulièrement dans l'établissement d'un tel amplificateur.

Maintenant nous allons voir ensemble une méthode de calcul qui, quoique datant déjà, mérite d'être répandue et appliquée

---

(1) Ne pas confondre amorçage et effluve. Un amorçage, dans ce cas, est une étincelle amenant la destruction d'une électrode. On appelle effluve la lueur généralement violette se produisant à l'intérieur de l'ampoule. Un tel effluve est dû souvent, soit à une tension anodique exagérée, soit à la présence de gaz dans le tube. Ce dernier est dit « mou », mais, ordinairement, il n'y a pas d'inconvénients sérieux immédiats.

lorsqu'il s'agit de déterminer les conditions d'alimentation d'un tube sur lequel on manque de renseignements précis, ou lorsque l'on désire faire fonctionner un tube dans des conditions non indiquées par le constructeur (fonctionnement à puissance réduite, par exemple).

On peut déterminer les éléments d'un amplificateur H.F. classe C, sur maquette, ou par le calcul. Ce dernier procédé, le plus commode lorsqu'il s'agit de tubes d'une certaine puissance, est aussi le plus rationnel et conduit aux résultats les meilleurs. Certaines méthodes de calcul préconisées sont, les unes rigoureuses, mais compliquées et peu pratiques, les autres simples, mais approximatives, du fait qu'elles ne tiennent pas compte du courant grille. Elles ne s'appliquent qu'à des cas particuliers. Le présent procédé dû à F.T. Terman et U.C. Roacke, donne un procédé pratique de calcul d'une portée générale et ne négligeant pas le courant de grille.

La figure V-56 donne le schéma de principe et les courbes caractéristiques d'un amplificateur classe C. Sur la grille du tube, sont appliquées la tension $E_c$ de polarisation et une tension H.F. d'amplitude $E_s$. La tension résultante est positive pour la valeur maximum de la tension H.F. ; elle provoque un notable courant de grille. Sur la plaque, est appliquée la tension d'alimentation $E_b$, diminuée de la chute de tension dans le circuit de charge. La résultante varie sinusoïdalement en opposition de phase avec l'excitation de grille.

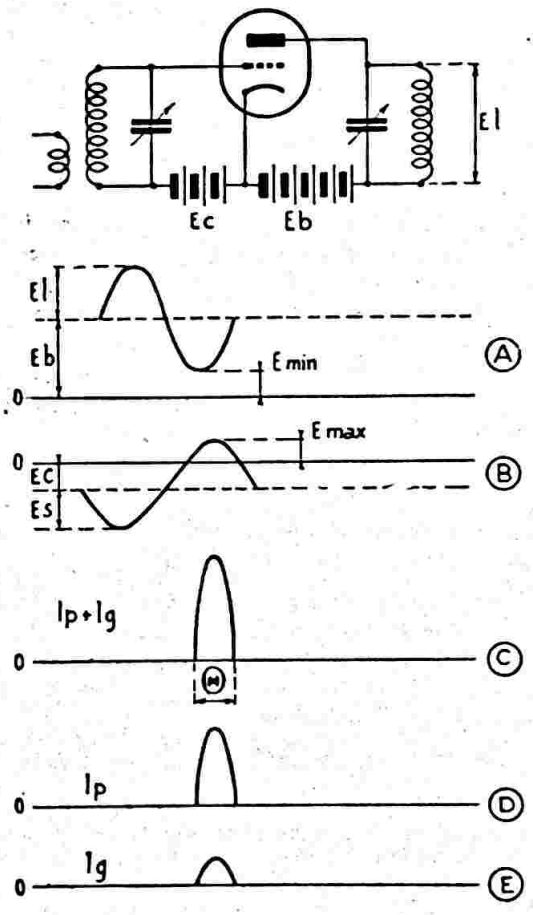



*Fig. V-56*

Le potentiel instantané minimum d'anode (tension de déchet) correspond donc à la tension maximum de grille. Connaissant ces tensions, on peut calculer, à partir des caractéristiques des tubes, les courants de grille et de plaque. Le courant de plaque « passe » pendant moins d'une demi-période, et le courant de grille pendant le temps très court où celle-ci est positive. Leur somme $I_p + I_g$ est le courant résultant. Leurs moyennes sont indiquées par les milliampèremètres de plaque et de grille.

La puissance consommée est égale au produit du courant anodique moyen par la tension d'alimentation $E_b$, tandis que la puissance H.F. fournie au circuit de charge est donnée par l'expression :

$$(E_b - E_{min}) \frac{I_m}{2}$$

dans laquelle $E_{min}$ est la tension de déchet, et $I_m$ l'intensité de crête du courant anodique.

La méthode de calcul repose sur l'hypothèse formulée par l'équation :

$$I_p + I_g = K \left( E_g + \frac{E_p}{\mu} \right)^{\alpha}$$

relation entre les courants et les tensions instantanées, dans laquelle $\mu$ est le facteur d'amplification du ou des tubes considérés, K et $\alpha$ sont des constantes. Dans la pratique, $\alpha = \frac{3}{2}$. Cela posé, on calcule aisément les courbes de la figure V-57 donnant en fonction de l'angle d'attaque $\theta$ les rapports $\frac{I_{dc}}{I_m}$ et $\frac{I_1}{I_m}$ ;

$I_m$ = courant maximum total ;

$I_{dc}$ = courant moyen total ;

$I_1$ = amplitude du courant H.T. total.

Les courbes de la figure V-57 sont données pour des valeurs de $\alpha$ comprises entre 1 et 2.

Voici, maintenant, la méthode de calcul :

1° On détermine d'abord la valeur du courant maximum $I_m$, qui dépend du débit électronique que peut fournir le filament. On le prendra égal au débit maximum dans le cas des filaments de tungstène

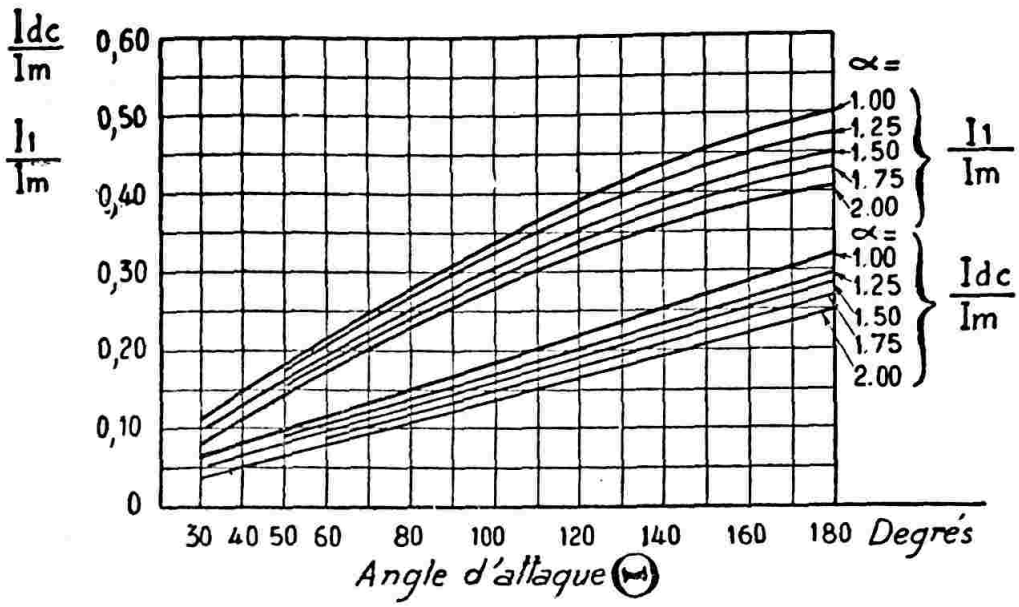



*Fig. V-57*

Avec des amplificateurs classe B, ou modulés, on devra diviser ce chiffre par 2 ou 3, pour éviter les distorsions, et par 3 à 7, dans le cas de filaments en tungstène thorié, si l'on veut que les tubes aient une durée de « vie » acceptable.

2° On détermine ensuite, à partir des courbes caractéristiques du tube, l'excitation maximum de grille $E_{max}$ et la tension de déchet $E_{min}$ pour ce courant $I_m$. On cherche, pour améliorer le rendement, à réduire $E_{min}$, ce qui conduit à prendre $E_{max}$ grand ; mais, on est limité dans cette voie par le courant de grille important qui en résulterait. En pratique, l'amateur prendra ces deux tensions égales (1).

3° L'angle d'attaque Θ pourra être choisi, à priori, compris entre 40 et 130 degrés.

La polarisation de grille sera donnée par la relation :

$$E_c = \frac{E_b}{\mu} + \left( E_{max} + \frac{E_{min}}{\mu} \right)^{\alpha}$$

dans laquelle nous avons $\alpha = \dfrac{\cos \Theta/2}{1 - \cos \Theta/2}$

4° Le courant maximum total $I_m$ et l'angle d'attaque Θ précédemment déterminés permettent de calculer, au moyen des courbes de la figure V-57, le courant moyen total $I_{dc}$. On adoptera, pour la valeur $\alpha$, $\frac{3}{2}$, soit 1,5, qui donne en général satisfaction.

Le courant moyen de grille est choisi égal à 25 % environ du courant moyen total $I_{dc}$ (2) ; 75 % pour le courant anodique $I_{ca}$. De ces valeurs, on déduit la consommation de l'étage :

$$W_{a1} = E_b \times I_{dc},$$

et la puissance H.F. qu'il fournit :

$$W_u = \frac{E_b - E_{min}}{2} \times I_{ca}$$

Prenons un exemple :

La méthode appliquée à un tube type 800, chauffage 7,5 volts — 3,25 ampères, $E_b = 1.000$ volts, et dont les caractéristiques statiques complètes sont données par la figure V-58, fournit les résultats suivants :

Le filament en tungstène thorié peut fournir jusqu'à 100 milliampères par watt de chauffage. Mais, on doit alors prendre un coefficient de sécurité de 6. De ce fait, le calcul donne 407 mA environ pour $I_m$. Comme on a affaire à un tube du domaine de l'amateur (petit tube d'émission), on prend sensiblement $E_{min} = E_{max}$, ce qui, avec les courbes de la figure V-58, donne

(1) Dans les émetteurs puissants, où l'on utilise des tubes à refroidissement par eau, la tension de grille est prise 2 à 5 fois plus faible que la tension de déchet. Pour de tels tubes, on ne dispose pas toujours des caractéristiques statiques complètes (les points correspondant au courant $I_m$ entraînant un régime trop poussé). Il sera possible d'extrapoler les portions de caractéristiques statiques obtenues pour des fonctionnements normaux. Le résultat sera satisfaisant.

(2) Pour les tubes puissants à refroidissement par eau, le pourcentage du courant grille sera pris plus faible. L'amplitude du courant H.F. de grille sera prise égale à 2 ou 3 fois la valeur du courant moyen de grille. On en déduit par simple soustraction celle du courant moyen de plaque $I_{ca}$.

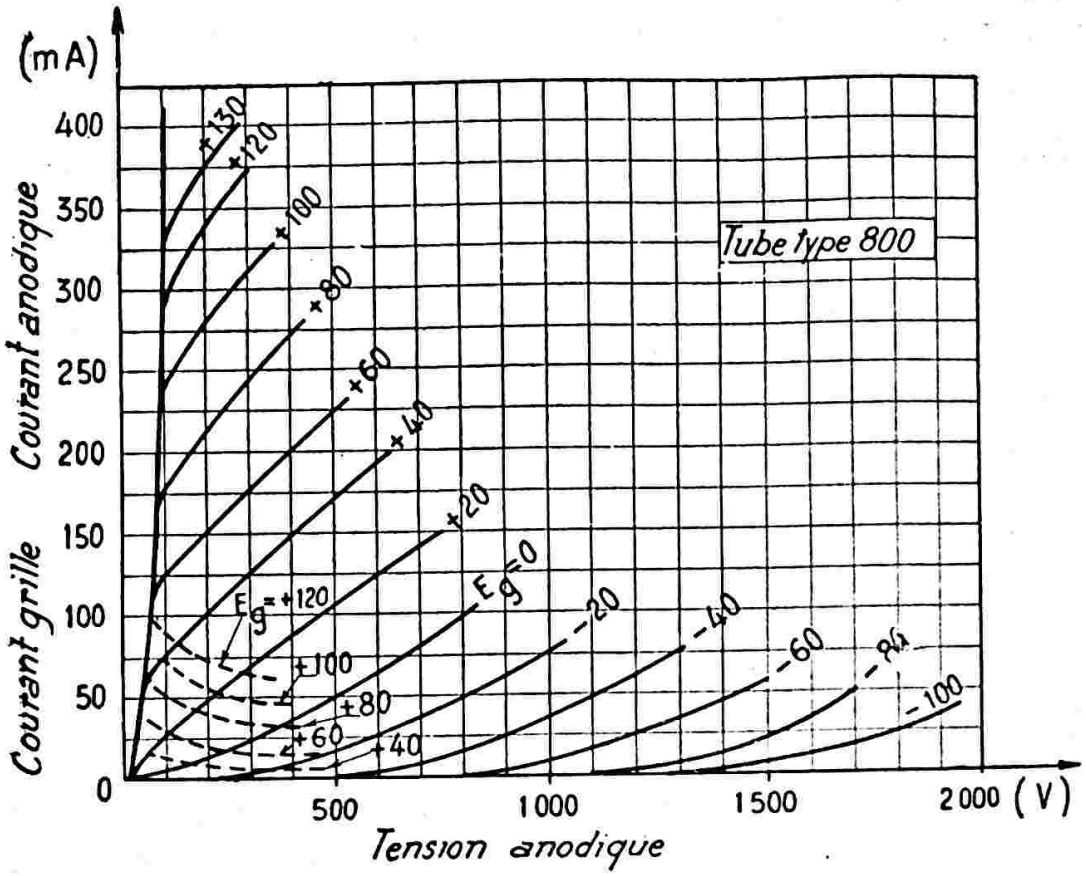



*Fig. V-58*

pour un courant de 407 mA, une tension maximum de grille et une tension de déchet de 123 volts.

On adopte pour Θ, la valeur 120°, en général satisfaisante. La figure V-57, pour $\alpha = 1,5$ donne alors respectivement 0,18 et 0,35 comme coefficients de courant moyen et d'amplitude du courant H.F., soit $0,19 \times 407 = 77,5$ mA du courant moyen total, et $0,35 \times 407 = 142$ mA d'amplitude de courant H.F. total.

En admettant que 20 % du courant moyen passe par la grille, soit 15,5 mA, il reste au courant moyen de plaque 62 mA.

L'amplitude du courant H.F. de grille est alors $2 \times 15,5 = 31$ mA ; l'amplitude du courant H.F. de plaque est, par suite : $142 - 31 = 111$ mA.

La consommation de l'étage sera : $1.000 \times 0,062 = 62$ watts. La puissance H.T. fournie au circuit de charge, sera :

$$\frac{1.000 - 123}{2} \times 0,111 = 49 \text{ W.}$$

D'où le rendement :

$$\frac{49}{62} = 79 \text{ \%,}$$

La tension de polarisation de base, calculée selon l'équation du « troisièmement », sera de 198 volts. La tension d'excitation H.F. sera, en crête :

$$E_c + E_{max} = 198 + 123 = 321 \text{ volts.}$$

La puissance dissipée par la grille sera donc :

$$321 \times 0,0155 = 5 \text{ watts.}$$

Enfin, l'impédance de charge devra être :

$$\frac{1.000 - 123}{0,111} = 7.900 \text{ ohms.}$$

II. — Nous indiquerons, maintenant une autre méthode, simple également, mais suffisamment précise, méthode préconisée par G. Henry dans *La Radio Française* (1).

Au cours de l'exposé, les notations suivantes seront utilisées :

$I_{cr}$ = courant anodique de crête.
$I_1$ = valeur maximum de la composante fondamentale du courant anodique.
$I_2$ = valeur maximum du deuxième harmonique du courant anodique.
$I_a$ = courant continu anodique.
$E_a$ = tension continue anodique.
$E_{g\,0}$ = tension de polarisation de grille.
$E_{g\,1}$ = valeur de crête de la tension H.F. de grille.

(1) *La Radio Française*, octobre 1943. Comme nous le verrons, cette méthode est similaire à la précédente sur plusieurs points.

$E_{a\,1}$ = valeur de crête de la tension H.F. d'anode.

$E_{a\,min}$ = valeur minimum de la tension H.F. d'anode.

$E_{g\,max}$ = valeur maximum de la tension positive de grille.

$W_a$ = puissance d'alimentation appliquée à l'anode.

$W_u$ = puissance utile H.F.

$\Theta$ = angle de passage du courant H.F. (fréquence fondamentale).

La méthode de G. Henry est basée sur les trois hypothèses suivantes :

1° Les courbes $I_a = f(E_a)$ sont parallèles et équidistantes pour des augmentations égales de la tension grille dans les régions positives.

2° La valeur du courant anodique est donnée par la relation :

$$I_a = A\left(E_g + \frac{E_a}{K}\right)$$

A étant une constante, et K, le coefficient d'amplification du tube.

3° Le coefficient d'amplification K est constant.

Les constructeurs, en général, n'indiquent pas la valeur maximum du courant anodique permis pour un tube donné (1). Ce courant peut être évalué approximativement par le tableau ci-dessous, d'après la nature de la cathode du tube et la puissance de chauffage absorbée. Les valeurs du courant *cathodique* admissible indiquées, comprennent, en plus du courant anodique, le courant grille (10 à 20 % de $I_a$) et, pour les tétrodes et les pentodes, le courant d'écran.

| Nature de la cathode | Courant cathodique en mA par watt de chauffage |
|---|---|
| Tungstène pur ..... | 2 à 4 |
| Tungstène thorié .... | 10 à 35 |
| Oxydes ..... | 10 à 40 |

Ces valeurs sont à multiplier par 0,6 lorsqu'il s'agit d'un amplificateur linéaire classe B (cas d'un amplificateur de H.F. modulée dans l'étage précédent).

(1) Voir aussi, plus loin, sous le titre « Valeur du courant anodique ».

A. — Etablissons le projet d'un amplificateur classe C, la puissance appliquée (alimentation anodique) étant donnée :

1° Choisissons le tube et, d'après les données du constructeur, la tension continue de plaque $E_a$ (les tensions plaques élevées permettent d'obtenir des rendements meilleurs, mais exigent des puissances d'excitation plus grandes).

2° Le courant continu de plaque $I_a$ est déterminé d'après la puissance appliquée que nous nous sommes fixée : $I_a = W_u/E_a$.

3° Choisissons l'angle de passage du courant anodique entre 100 et 130 degrés (les valeurs les plus faibles donnent les plus grands rendements de plaque, mais demandent de plus fortes tensions d'excitation). Pour le fonctionnement en classe B linéaire, le courant passant pendant une demi-période, $\Theta$ sera donc égal à 180°.

D'après les valeurs de $\Theta$ et de $I_a$, déterminons les valeurs de crête du courant anodique $I_{cr}$ et de la composante fondamentale $I_1$ en se servant de l'abaque de la figure V-59.

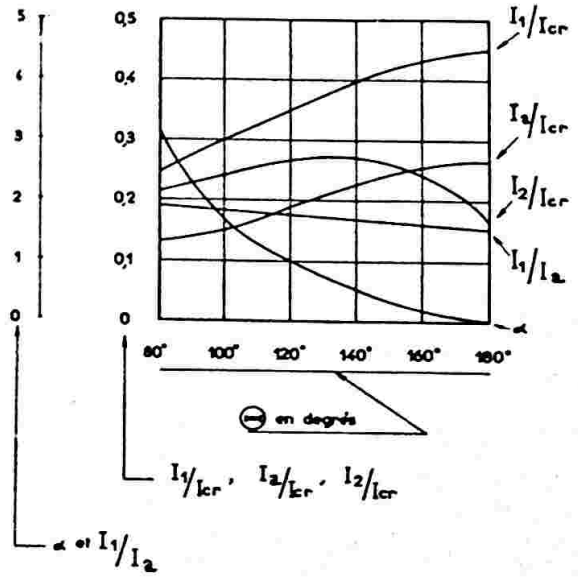



*Fig. V-59*

4° Vérifions que le courant de crête $I_{cr}$ a encore une valeur permise en se servant du tableau ci-dessus ou des données du constructeur, vis-à-vis de la cathode du tube.

5° Consultons le réseau $I_a = f(E_a)$ relatif au tube utilisé ; au besoin, extrapolons d'après la première hypothèse. Choisissons les valeurs de $E_{g\,max}$ et $E_{g\,min}$ donnant le Courant $I_{cr}$ demandé. La valeur de la tension $E_{a\,min}$ doit être aussi petite que possible pour obtenir un rendement maximum, et $E_{g\,max}$ doit être inférieure à 80 %

de $E_{a\ min}$ pour avoir de faibles puissances d'excitation. Mais, avec des tétraodes ou des pentodes, rappelons que $E_{g\ max}$ ne doit pas dépasser 80 % de la tension d'écran, et $E_{a\ min}$ ne doit jamais être inférieure à cette tension d'écran.

6° Calculons la polarisation à appliquer sur la grille de commande, à l'aide de la formule suivante (comme dans la première méthode) :

$$E_{g\ 0} = \frac{E_a}{K} + \left( E_{g\ max} + E_{a\ min} \frac{1}{K} \right)^{\alpha}$$

formule dans laquelle l'exposant $\alpha$ a pour valeur :

$$\frac{\cos\ \Theta/2}{1 - \cos \Theta/2}$$

La valeur de $\alpha$ est d'ailleurs donnée directement par l'abaque de la figure V-59.

7° Calculons la valeur de crête de la tension d'excitation :

$$E_{g\ 1} = E_{g\ 0} + E_{g\ max}.$$

8° Calculons la puissance utile d'après la formule :

$$W_u = \frac{1}{2}\ E_{a\ 1} \cdot I_1$$

où

$$E_{a\ 1} = E_a - E_{a\ min}.$$

Vérifions aussi la puissance dissipée $W_d$:

$$W_d = W_a - W_u$$

où

$$W_a = E_a \cdot I_a.$$

9° Choisissons un courant grille de 10 à 20 % du courant anodique $I_a$. La puissance de commande est alors *approximativement* égale au produit du courant grille par la tension $E_{g\ 1}$.

10° Vérifions que le courant continu anodique, la polarisation de grille, la puissance d'excitation et la puissance dissipée sur la plaque sont bien situés dans les limites permises par le constructeur du tube choisi.

11° Fixons-nous alors définitivement l'angle de passage $\Theta$ qui donne les meilleures conditions au point de vue de la puissance utile, du rendement et de la puissance de commande.

L'opération peut être répétée, si cela est jugé utile, pour plusieurs valeurs de la tension plaque minimum (c'est-à-dire, pour plusieurs valeurs de la tension de déchet) et pour plusieurs valeurs de la tension positive de grille $E_{g\ max}$.

12° Le circuit oscillant est déterminé de la façon suivante : l'impédance équivalente est donnée par :

$$Z_0 = E_a / I_1.$$

La surtension Q du circuit accordé peut être choisie arbitrairement (par exemple de 10 à 15) suivant les besoins de l'amplification H.F. (télégraphie ou téléphonie), ou déterminée en se fixant la valeur du second harmonique du courant H.F. par la formule suivante :

$$Q = \frac{66}{\%\ \text{du 2° harmonique}} \times \frac{I_1}{I_2}$$

formule dans laquelle $I_2$ est la valeur de crête du second harmonique du courant plaque pour un angle de passage donné. Cette valeur est trouvée sur l'abaque de la figure V-59. Pour le choix du facteur de qualité (ou surtension) Q, on n'oubliera pas que les valeurs élevées de Q donnent un faible harmonique, mais augmentent les pertes par échauffement dans le circuit.

Les valeurs de la bobine et du condensateur du circuit accordé (respectivement en henrys et en picofarads) sont déterminées à partir des formules suivantes :

$$L = \frac{Z_0}{2\pi f Q}$$

$$C = \frac{1}{(2\pi f)^2 L}$$

dans lesquelles $f$ est la fréquence.

Au sujet de Q et de C, revoir d'ailleurs ce qui a été dit précédemment sous le titre « Influence de la capacité du condensateur d'accord plaque de sortie ».

B. — Etablissons, maintenant le projet d'un amplificateur classe C, mais, cette fois, en nous donnant la puissance utile.

Dans ce cas, l'abaque de la figure V-59 doit être utilisé comme suit :

1° Choisir le tube et la tension anodique, comme il a été indiqué au n° 1 du cas précédent.

2° Choisir $I_{cr}$ en se servant du tableau précédent et des données du constructeur relatives au tube utilisé.

3° Choisir la tension de déchet $E_{a\ min}$ et la tension $E_{a\ max}$ suivant les indications données au n° 5 du cas précédent.

4° Calculer $E_{a\ 1}$ et $I_1$ à l'aide des formules :

$$E_{a\ 1} = E_a - E_{a\ min}$$

$$I_1 = \frac{2W_u}{E_a}$$

5° A l'aide de l'abaque, déterminer l'angle de passage $\Theta$ et le courant continu d'anode $I_a$ en se basant sur le rapport $I_1/I_{cr}$.

6° Calculer, alors, la puissance appliquée $W_a = E_a \cdot I_a$, et la puissance dissipée sur la plaque $W_a - W_u$.

7° Calculer la polarisation grille $E_{g\,o}$, la tension de crête, la tension alternative de grille $E_{g\,1}$ et la puissance d'excitation, comme il a été indiqué précédemment (n°s 6, 7 et 10).

8° Répéter ces opérations pour différentes valeurs de l'intensité maximum de $I_{cr}$, ou essayer diverses combinaisons des tensions maxima positives appliquées à la grille et des tensions de déchet $E_{a\,min}$ pour un courant de crête donné $I_{cr}$. On se fixe comme valeurs définitives, celles donnant les meilleurs résultats pour le rendement, la puissance de commande ..., la durée du tube, etc.

9° Le circuit accordé, enfin, est déterminé comme précédemment.

Après avoir accordé le circuit anodique à la résonance, et avoir ajusté la polarisation grille et la tension plaque à leurs valeurs correctes, la tension d'excitation est réglée à la tension calculée $E_{g\,max}$, à l'aide d'un voltmètre à lampe, par exemple (tension de crête). Le couplage entre le circuit accordé et la charge (antenne) est augmenté jusqu'à ce que le courant continu d'anode prenne sa valeur $I_a$. Durant ce dernier réglage, il est conseillé de vérifier l'accord à la résonance du circuit anodique, chaque fois que l'on modifie le couplage.

Enfin, dans les amplificateurs utilisant des tétrodes ou des pentodes, le circuit anodique peut être accordé en se basant sur le maximum de puissance utile, la valeur du courant plaque n'étant pas critique avec l'accord du circuit.

Comme nous l'avons dit au début de l'exposé de cette méthode, cette dernière présente plusieurs points communs avec celle de Terman et Roacke. Néanmoins, nous tenions à indiquer le procédé G. Henry, parce que plus détaillé et plus *documenté*. L'abaque fourni, entre autres, simplifie énormément les calculs.

Signalons, pour terminer, qu'une autre méthode toute différente de celles que nous venons de citer, est exposée dans le remarquable ouvrage de R. Mesny *Radioélectricité Générale*, tome II ; nous y renvoyons le lecteur que la question intéresse.

Il va de soi que si l'on connaît les conditions de fonctionnement d'un tube donné, d'une *façon très exacte*, ces calculs sont superflus. Mais combien d'OM possèdent tel ou tel tube, dont ils ont pu tout juste arriver à trouver les caractéristiques statiques ! ? Aussi, pourront-ils déterminer alors, les conditions de fonctionnement en classe C d'une façon très satisfaisante. Et même si l'on possède lesdites conditions de travail, les calculs seront toujours très instructifs, ne serait-ce qu'à titre de vérification.

**Essais d'un amplificateur H.F. de puissance triode classe C.**

La construction d'un P.A. équipé d'un tube triode vient de s'achever.

L'amateur a, tant bien que mal, déterminé les conditions de fonctionnement qui lui ont paru les plus correctes. Nous allons nous livrer sur cet amplificateur final H.F. à quelques essais dont les résultats nous renseignerons sur le fonctionnement de cet étage. Nous verrons par quelques expériences et petits calculs simples, s'il n'est pas possible de faire mieux encore (1).

1° Le courant plaque continu est, en marche normale, égal à $I_p$. On court-circuite alors le C.O. anodique en veillant à ce que l'excitation de commande reste inchangée, puis on diminue la tension continue d'alimentation de plaque, de façon à ramener le courant plaque à la même valeur $I_p$. On mesure cette tension plaque réduite, que l'on trouve également à U.

Cela permet de calculer la résistance apparente $r$ du tube, soit :

$$r = \frac{U}{I_p} \quad \begin{cases} I_p \text{ ampères} \\ U \text{ volts} \\ r \text{ ohms} \end{cases}$$

2° Cette mesure faite, remettons le C.O. en service, mais non chargé, c'est-à-dire sans antenne, et réaccordons-le.

Le milliampèremètre plaque indique alors un courant $i$ pour la tension normale d'alimentation $V_p$. On déduit de cet essai la valeur de la résistance apparente $r_o$ du C.O. par la relation :

$$r_o = \frac{V_p}{2i} - \frac{r}{2}$$

3° Enfin, dernier essai : reconnectons notre antenne suivant la charge habituelle (condition de fonctionnement normal). Assurons-nous que la tension anodique d'alimentation $V_p$ n'a pas varié par rapport à l'essai n° 2. Le courant anodique indiqué par le milliampèremètre de plaque est à nouveau $I_p$. Et cela nous permet de calculer la résistance R présentée par le *C.O. chargé :*

$$R = \frac{V_p}{2I_p} - \frac{r}{2}$$

La résistance de charge ou résistance apparente de l'antenne $R_a$ est :

(1) D'après Lehmann, *Onde électrique*, mars 1938.

$$R_a = \frac{R \cdot r_o}{r_o - R}$$

Cette valeur est particulièrement instructive, car on pourra la comparer utilement à la résistance de charge optimum, que l'on démontre être égale à :

$$R_{a\ opt} = \sqrt{\frac{r \cdot r_o}{2}}$$

Afin de faire tendre $R_a$ vers sa valeur optimum, il faut agir soit sur l'antenne, soit sur son couplage. Avec les chiffres que nous venons de trouver, nous pouvons calculer facilement les expressions suivantes :

*a*) la tension H.F. aux bornes du circuit oscillant : $E = 2 R . I_p$.

*b*) la tension de déchet : $V_d = r . I_p$.

*c*) les pertes dans le circuit oscillant :

$$W_p = \frac{E^2}{2R}$$

*d*) les pertes sur l'anode par effet Joule (dissipation calorifique) : $Wj = r . I^2_p$.

*e*) Enfin la puissance utile transmise à l'antenne : $W_u = \frac{E^2}{2 R_a}$.

Cette dernière valeur est intéressante au plus haut point. D'autre part, elle permet d'évaluer le « rendement extérieur » en %, par la relation :

$$\frac{W_u}{W_p} \times 100$$

$W_p$ étant la puissance d'alimentation continue de plaque, soit $V_p . I_p$.

Rappelons, pur terminer ces quelques notes, que ces formules simples ne sont valables que dans le cas d'utilisation de tubes triodes et qu'elles s'appuient sur le fait que l'angle d'ouverture, dans un amplificateur classe C, est généralement petit.

**Valeur du courant anodique.**

Habituellement, le courant anodique maximum à ne pas dépasser pour un tube donné (sinon celui-ci se « pompe » rapidement) est indiqué dans les caractéristiques établies par le constructeur. Mais il arrive parfois que de telles indications manquent, suivant la classe d'utilisation.

A la suite de nombreux essais, une règle pratique très simple a été établie par l'amateur américain W6 AAR ; cette règle fixe le courant plaque maximum à ne pas dépasser pour la sécurité du tube. La voici :

Dans un tube de puissance à filament thorié travaillant en régime C (modulé ou non), on calcule la puissance dissipée par le filament en multipliant évidemment la tension de chauffage par le courant de chauffage. Et l'on admet un courant anodique de 5 à 7 mA par watt de chauffage consommé par le filament. C'est là, naturellement, une règle pratique empirique ; car le courant plaque maximum découle de la puissance pouvant être dissipée par l'anode et du rendement (voir aussi le tableau donné précédemment à la méthode II du titre « Méthodes de calcul des amplificateurs de puissance classe C »).

On doit se baser aussi sur la différence des courants anodiques C.O. plaque *chargé* ou *non*. Plus le courant plaque, C.O. non chargé, est faible, plus on peut « pousser » la lampe, puisque le rendement est élevé. Faisons à nouveau une petite expérience :

Si l'on ne couple pas l'antenne au circuit oscillant d'anode, l'impédance de ce dernier est *très grande :* elle serait même infinie s'il s'agissait d'un C.O. théorique sans résistance propre. Aussi le courant anodique est-il minimum, l'accord correct du circuit se traduisant par la plus faible intensité lue au milliampèremètre. Si l'on couple l'antenne, tout se passe comme si l'on diminuait l'impédance que présente le C.O., et cela d'autant plus que le couplage est serré. Par ce couplage, on peut donc régler le courant anodique, à condition, naturellement, que l'excitation grille reste normale pour le tube considéré.

Mais revenons à notre C.O. non chargé, c'est-à-dire antenne débranchée ; nous avons dit plus haut qu'un circuit oscillant parfait, sans résistance propre, a une impédance infinie : le courant indiqué, dans ces conditions, par le milliampèremètre plaque, serait nul. Mais les pertes réduisent cette impédance, et ce d'autant plus qu'elles sont importantes. De ce fait, la valeur du courant anodique minimum du tube final non chargé — antenne débranchée — donne une indication précieuse quant aux pertes qui existent et à la « qualité » du circuit.

Voyons maintenant l'interprétation des résultats : on admet, en général, que le courant anodique minimum, C.O. non chargé, ne doit pas être supérieur au neuvième ou au dixième de la valeur qu'il atteint en fonctionnement normal, antenne connectée.

Que faire si cette différence n'existe pas ? Il faut réduire les pertes et, pour cela, réduire la longueur des connexions entre la bobine et son condensateur variable d'accord ; réduire les connexions aboutissant à la grille et à l'anode du tube, les connexions de neutrodynage, s'il y a lieu ;

s'assurer du parfait contact des lames mobiles du C.V. ; d'une façon générale, réduire la longueur et augmenter la section de toutes les connexions parcourues par la H.F. ; vérifier également la qualité des isolants (colonettes) supportant la bobine ; vérifier les bobines d'arrêt, s'il y a lieu, et les soustraire à l'induction du bobinage du C.O. ; enfin, l'étage amplificateur peut être le siège d'oscillations parasites (les supprimer comme il est indiqué sous le titre suivant).

**Oscillations parasites dans un amplificateur H.F.**

Ces oscillations de fréquence très basse ou très élevée (à ne pas confondre avec les harmoniques normaux) provoquent des pointes indésirables de chaque côté de l'onde porteuse modulée, ou des « clics » dans la manipulation. Elles peuvent prendre naissance avec la modulation ou la manipulation, ou au contraire, s'arrêter durant ces périodes.

Ces oscillations parasites peuvent être dues aux divers circuits accordés résonants ou antirésonants, à la longueur des connexions du circuit de neutrodynage, etc. Avec un tube tétrode ou pentode, il peut y avoir un effet de relaxation lorsqu'on alimente l'écran à travers une résistance série. De même, cet écran peut tenir le rôle de l'anode d'un oscillateur indésirable.

En télégraphie, le fait de manipuler par coupure de la tension anodique d'alimentation entraîne la suppression des oscillations parasites qui, parfois, pourraient devenir dangereuses si l'on maintenait la tension plaque et que l'on manipule par suppression de l'excitation (manipulation dans le pilote, par exemple).

Avec des liaisons capacitives entre étages, par condensateur et bobine à prise, il n'est pas rare d'être victime de telles oscillations parasites, par suite des effets résonants multiples d'un tel circuit complexe. Aussi, recommandons-nous déjà la liaison par ligne (voir § 11).

Des oscillations parasites à fréquence peu élevée se manifestent assez souvent dans les circuits à alimentation en parallèle ; elles sont provoquées par la résonance des bobines d'arrêt de grille et d'anode couplées par le truchement de la capacité inter-électrode du tube. On constate alors une multitude d'ondes porteuses principalement vers les fréquences plus faibles que la porteuse normale, et distantes de 20 à 100 kc/s environ.

Inutile de dire que l'examen oscilloscopique et panoramique d'une telle émission perturbée par des oscillations parasites quelles qu'elles soient, fournira des renseignements précieux sur leur teneur et l'efficacité des moyens mis en œuvre pour leur suppression.

Il existe plusieurs remèdes pour mettre fin aux oscillations parasites. On peut agir sur les bobines d'arrêt, par exemple : soit utiliser une bobine d'arrêt plus conséquente dans le circuit anodique que dans le circuit de grille ; soit remplacer la bobine d'arrêt de grille par une résistance de 500 à 1 000 Ω *bobinée ;* de toutes façons, dans de tels cas, n'utiliser des bobines d'arrêt qu'aux points des circuits où elles sont vraiment nécessaires.

Il est possible de supprimer les oscillations indésirables en intercalant, en des points convenables de l'amplificateur, des éléments suppresseurs. Ces derniers sont constitués, soit par de simples résistances au *carbone* de 10 à 50 ohms environ, soit par un circuit parallèle comme il est montré sur la figure V-60. Dans ce dernier cas, on bobine une dizaine de tours de fil *sur le corps* d'une résistance au *carbone* de quelques milliers d'ohms.

Les suppresseurs de parasites doivent être intercalés à la sortie des électrodes du tube (grille, écran et anode). Les points convenables pour intercaler ces éléments sont indiqués par les lettres A, B et C sur le schéma d'amplificateur tétrode de la figure V-52. Il est parfois suffisant de placer les éléments suppresseurs que sur une ou deux électrodes : on commence par l'écran, puis la grille de commande ; et si cela n'apporte pas encore d'amélioration, on agit sur l'anode (point C). Naturellement, on débute avec des valeurs faibles pour les suppresseurs, en augmentant progressivement si besoin est jusqu'à l'obtention du résultat cherché. La figure V-47 montre un exemple pratique réalisé avec des résistances au carbone de 20 Ω intercalées dans les connexions de grilles et d'écrans.

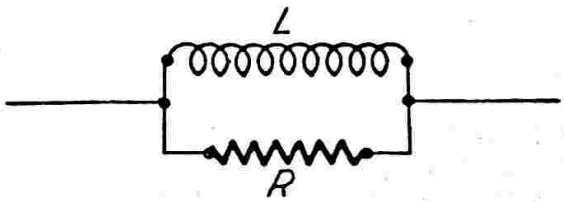



*Fig. V-60*

**Amplificateurs H.F. avec tubes en parallèle ou en push-pull.**

Dans un amplificateur H.F., si nous disposons de deux tubes identiques et que

nous les montions, soit en parallèle, soit en push-pull, la puissance de sortie est la même (le double de la puissance fournie par un seul tube), à condition de prendre certaines précautions, et notamment : adaptation convenable des impédances, fréquence de travail nettement inférieure à la fréquence limite de fonctionnement des tubes, excitation de commande suffisante.

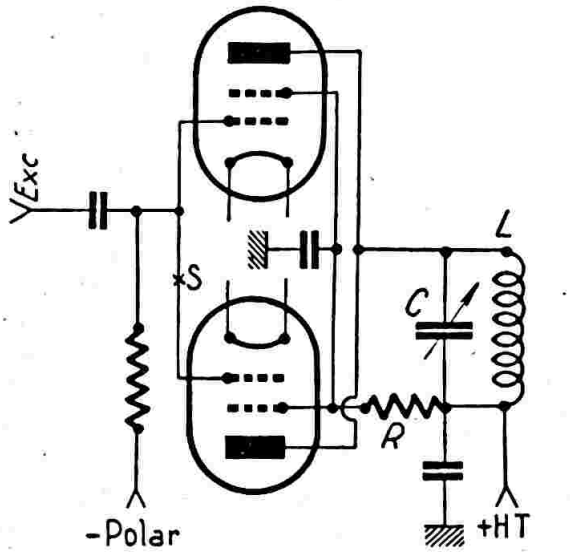



*Fig. V-61*

*a*) *Tubes en parallèle :* Procédé intéressant pour des fréquences inférieures à 10 Mc/s, puisqu'un seul CV est nécessaire (voir fig. V-61). Au-dessus de 10 Mc/s, le montage n'est pas conseillé, car les capacités inter-électrodes des tubes s'ajoutent (1). Un amplificateur H.F. avec tubes en parallèle est souvent sujet aux oscillations parasites. Des résistances au carbone d'amortissement ou des suppresseurs du type de la figure V-60 peuvent être intercalés dans les connexions de plaque et de grille. Ordinairement, un seul élément suppresseur intercalé sur *une* grille, au point S, suffit.

*b*) *Tubes en push-pull :* Montage parfaitement équilibré pour autant qu'il s'agit des capacités diverses ; facilité de neutrodynage dans le cas de triodes ; rapport L/C pouvant être rendu plus élevé ; théoriquement, réduction de l'amplitude de l'harmonique 2 ; enfin, facilité d'amplification des fréquences très élevées.

On doit utiliser une bobine à point médian rigoureux ; de plus, l'emploi d'un CV à stator divisé est obligatoire. Le schéma classique de l'amplificateur push-pull est donné à la figure V-54. Naturellement, l'excitation grille de commande est scindée en deux tensions déphasées de 180 degrés.

(1) Ou alors, il faut utiliser des tubes offrant des capacités internes faibles (tubes 6146, par exemple).

**Montages courants des circuits accordés d'anode dans les amplificateurs H.F. de puissance.**

Nous avons déjà soulevé la question avec la figure V-1 et le texte s'y rapportant, tout au moins en ce qui concerne les circuits accordés pour étage simple (ou avec tubes en parallèle) ; dans un instant, nous verrons ce qui se rapporte plus spécialement aux étages push-pull.

Nous ne reviendrons donc pas sur les C.O. pour étage simple ; nous conseillons au lecteur de revoir ce qui a été dit à leur sujet dans ce chapitre, tout d'abord au § 1 sous le titre « Remarque sur le montage des C.V. de C.O. parcourues par la H.T. », et ensuite au § 7 sous le titre « Tension d'isolement du condensateur variable d'accord ».

Nous nous bornerons, simplement, de remarquer que, outre les diverses combinaisons possibles sur le circuit accordé, il existe deux modes d'alimentation réalisables : l'alimentation série (cas des figures V-1 A et B, par exemple) et l'alimentation parallèle (fig. V-1 C).

Dans l'alimentation-série, la connexion d'alimentation vers les circuits de grille ou de plaque est faite en un point de potentiel H.F. nul (alimentation-série d'anode : figure V-1 A, par exemple ; alimentation-série de grille : schéma de l'amplificateur triode de la figure V-52 A).

Par contre, dans l'alimentation parallèle, la connexion d'alimentation vers les circuits de grille ou de plaque se fait toujours en un point de potentiel H.F. élevé (alimentation parallèle d'anode : fig. V-1 C ; alimentation parallèle de grille : fig. V-49). De ce fait, l'alimentation parallèle nécessite toujours une bobine d'arrêt H.F. ou une résistance (cas de l'alimentation d'une grille), ou une bobine d'arrêt H.F. à impédance très élevée (cas de l'alimentation d'une plaque) ; ceci, afin d'éviter des pertes « haute fréquence ».

Aussi, dans le cas de l'alimentation en parallèle d'un circuit anodique (fig. V-1 C), nous conseillons d'employer comme bobine d'arrêt Ch, soit *deux* bobines d'arrêt classiques type National R 100 connectées en série, soit, ce qui est mieux encore, une bobine d'arrêt National type R 175.

Nous passons maintenant aux montages de circuits accordés pour étage push-pull.

Le montage de la figure V-62 est très employé ; le rotor du condensateur de grille $CV_1$ est connecté à la masse, mais le rotor du condensateur de plaque $CV_2$

peut « flotter ». Si $CV_2$ possède un interlame suffisamment important pour éviter tout amorçage d'étincelles, on peut adopter le montage de la figure V-54 ; le rotor de $CV_1$ est mis, ou non, à la masse (au choix).

Le rotor de $CV_2$ peut également être relié à la masse à travers un condensateur fixe comme il est montré sur la figure

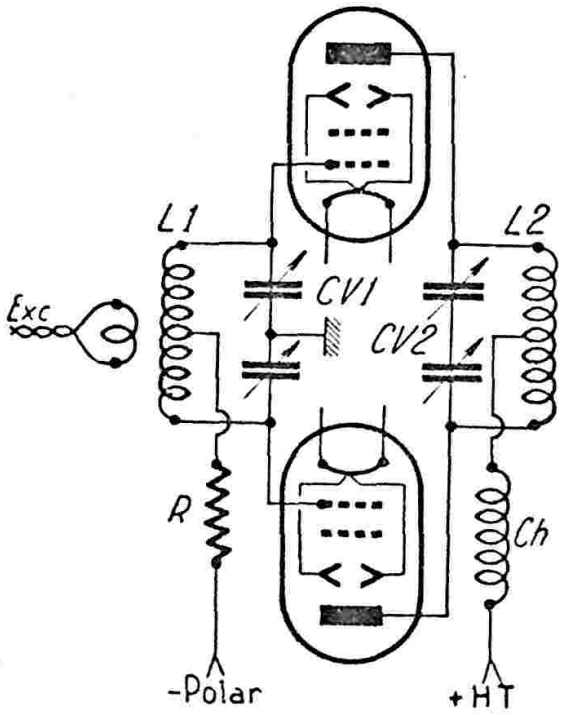



*Fig. V-62*

V-51. Ce condensateur peut avoir une capacité s'échelonnant de 10.000 pF à 500 pF, voire 100 pF pour un amplificateur sur U.H.F.

rare de voir passer des étincelles dans le C.V. au moment des crêtes de modulation. Les montages A et B de la figure V-63 maintiennent sensiblement au même potentiel « courant continu » et « B.F. », le rotor et les stators. En A, le rotor est simplement connecté au + H.T. ; ce montage est valable avec des tensions anodiques moyennes, car si $C_1$ claque, l'alimentation H.T. est court-circuitée (et les dommages peuvent être conséquents). En B, l'avantage est immédiat ; dans le cas du claquage du condensateur au mica $C_1$, seule la résistance R est détruite. Avec $C_1 = 1.000$ pF, et si on limite la fréquence supérieure de modulation à 3.000 c/s (profondeur 100 %), une résistance de 25.000 à 30.000 Ω suffit.

L'amateur a maintenant en mains toutes les données techniques, tous les points capitaux qui le guideront dans la réalisation d'un parfait circuit oscillant de sortie (1) et, par suite, d'un excellent étage amplificateur H.F. final.

**Quelques montages pratiques d'étages P.A. - H.F.**

Nous pouvons donc aborder maintenant la réalisation d'amplificateur H.F. de puissance (P.A.). Nous donnerons simplement quelques montages - types, puisque nous aurons l'occasion de revenir sur leur construction dans les réalisations complètes qui seront exposées au cours de cet ouvrage.

Voici d'abord (fig. V-64) un P.A. équipé avec une lampe américaine type 210 ; c'est

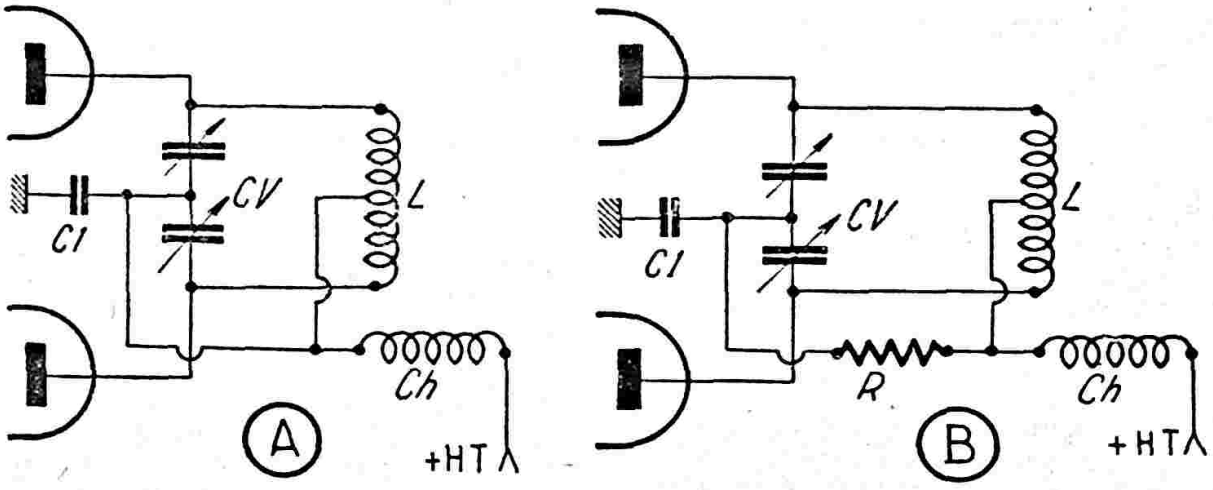



*Fig. V-63*

Dans le cas d'un étage amplificateur H.F. *modulé par l'anode*, il est intéressant que le rotor du condensateur variable d'anode « suive » les variations de tension de plaque. Dans de telles conditions, il est

une triode, donc nécessité du neutrodynage par la capacité de $C_n$, de 35 pF. La polarisation requise pour l'étage est uniquement

(1) « Plate-tank-circuit » des Américains.

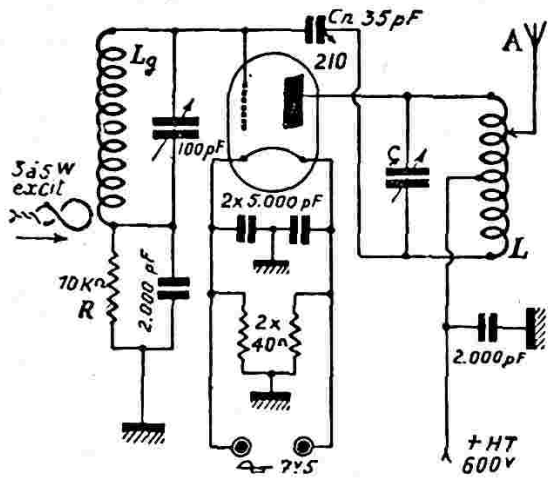



*Fig. V-64*

créée par la chute de tension du courant grille dans la résistance R de 10.000 Ω — 10 W. Nous avons dit, paragraphe 6, au sujet des étages séparateurs, qu'il était préférable d'adopter une polarisation mixte, c'est-à-dire par résistance de grille et résistance de cathode. En effet, si, pour une raison quelconque, la 210 n'est plus excitée, aussitôt, elle n'est plus du tout polarisée ; tandis qu'avec le montage suivant (fig. V-65), il reste tout de même la polarisation créée par la résistance de cathode. D'ailleurs, dès que l'on emploie des tubes travaillant avec de fortes tensions anodiques, il est, de beaucoup, préférable encore de réaliser la polarisation par une tension séparée (redresseur auxiliaire, voir § 8).

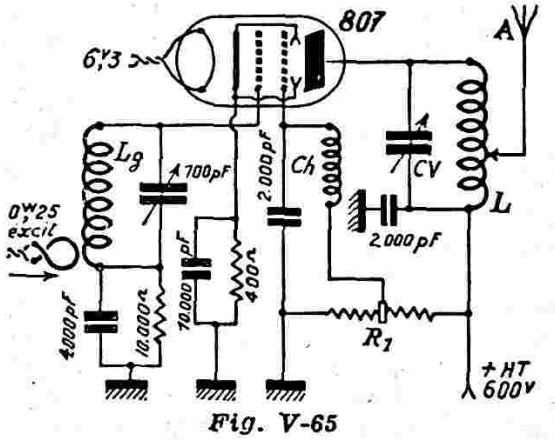



*Fig. V-65*

Sur la figure V-65, nous avons représenté le schéma d'un amplificateur H.F. très utilisé actuellement et équipé d'une 807 (tétrode à faisceaux dirigés). On pourra, à la rigueur, monter une 6L6, de préférence « verre », mais il sera sage de réduire la H.T. à 450 volts. $R_1$ est une résistance à collier de 35.000 Ω — 50 W ; elle permet d'ajuster la tension d'écran (environ 300 volts maximum).

Maintenant, voici (fig. V-66) le schéma de montage d'un P.A. déjà plus important (150 watts utiles en télégraphie). Il utilise un tube de construction française, le P75B de la S.F.R. En $G_3$ (grille de suppression), on peut effectuer :

1° Soit la manipulation (— 300 V tension de blocage et zéro, donc reliée à la masse, pour le signal) (1).

2° Soit la modulation ; dans ce cas, cette électrode sera polarisée à — 150 V, et les autres tensions seront maintenues comme pour le régime télégraphique classe C.

Enfin, la figure V-67 montre le schéma d'un amplificateur H.F. puissant pouvant délivrer 950 watts utiles en télégraphie. Il est équipé d'une lampe américaine Eimac type 300 T (triode, donc neutrodynage de l'étage par $C_n$, de 5 pF).

*Remarques.* — 1° On notera la faiblesse de l'excitation requise par une pentode ; ainsi, dans le montage de la figure V-66, la P75B, pour délivrer 150 watts H.F. en CW, n'exige que 1,5 watt de commande, alors qu'une triode similaire quant à la puissance de sortie, type 203 A délivrant 150 watts H.F. en CW également, demande une vingtaine de watts d'excitation.

2° Toutes les tensions indiquées sur les figures V-64, 65, 66 et 67 correspondent au fonctionnement en régime C télégraphie.

3° Sur ces mêmes figures, nous n'avons représenté aucun appareil de mesure ; mais il est évident qu'un milliampèremètre inséré dans l'alimentation plaque et un autre dans la grille, sont indispensables pour obtenir un réglage correct. D'autre part, et comme d'habitude, toutes les capacités fixes sont du type à diélectrique mica, en tenant compte des tensions parfois très élevées qu'elles ont à supporter.

**Changement de bandes.**

Dans les étages séparateurs, pour changer de bandes, on peut évidemment changer de bobines, ces dernières étant fixées par bornes sur deux colonnettes en stéatite. Mais, plus simplement, on se contente de *commuter* des bobinages à l'aide d'un inverseur à plusieurs directions sur stéatite, bien que ce procédé ne soit pas exempt de pertes. Ce qui importe est d'avoir une grande commodité de manœuvre, et naturellement de disposer d'une puissance H.F. suffisante à la sortie des étages intermédiaires pour obtenir une excitation correcte de l'étape P.A. final.

(1) Voir système de manipulation par blocage de grille, § 9.

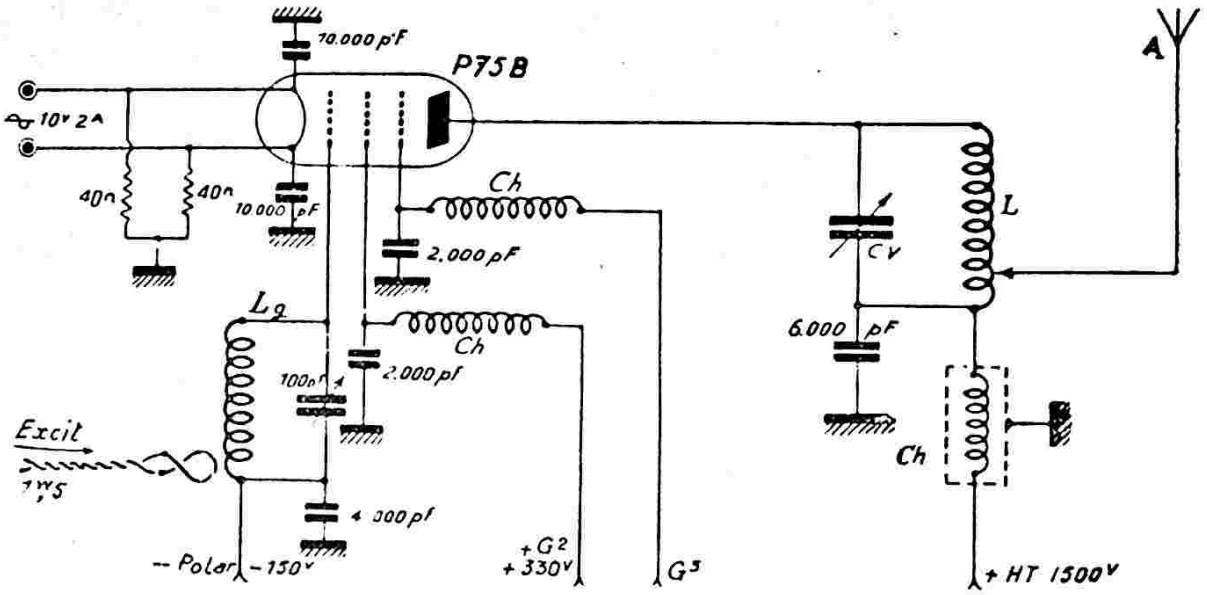



Fig. V-66

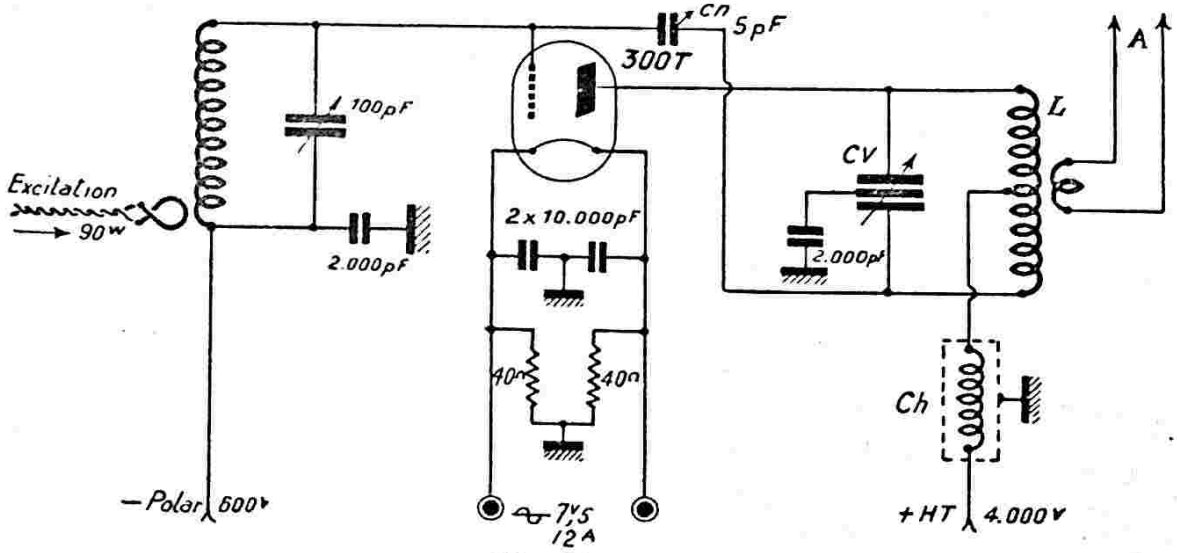



Fig. V-67

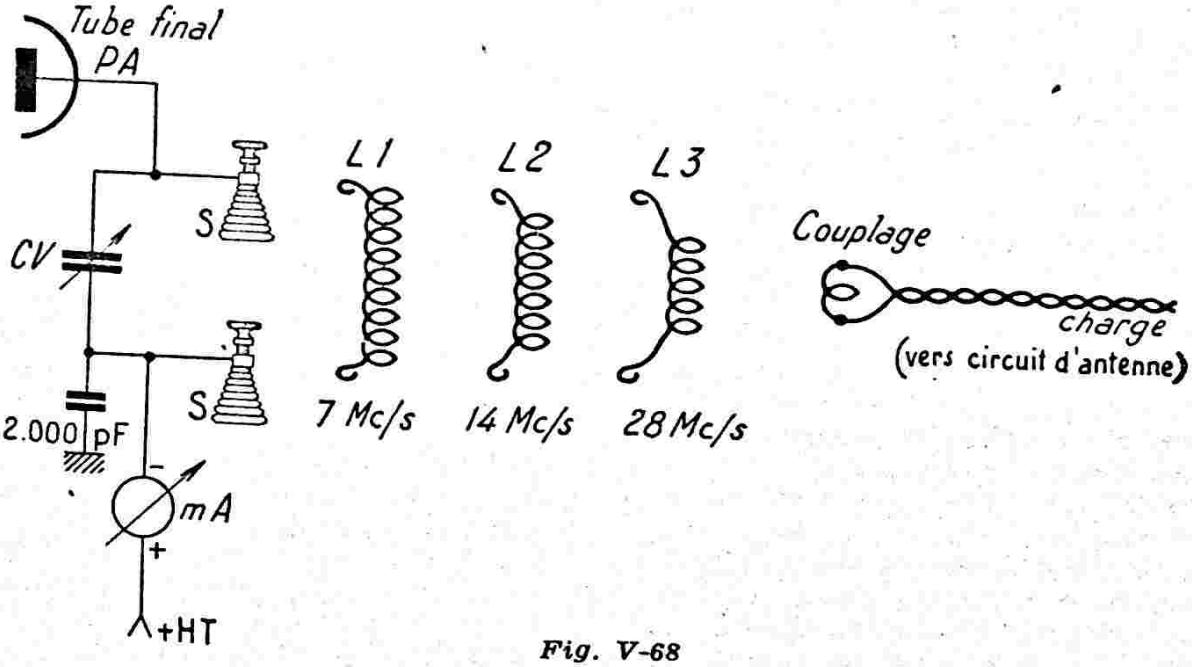



Fig. V-68

Donc, le procédé de changement de bobines par commutateur n'est seulement indiqué que pour les étages séparateurs ; il est applicable également au circuit de grille du P.A., si ce dernier comporte un circuit accordé.

Par contre, il est peu recommandé de commuter les bobines du circuit de plaque du P.A. pour le travail sur plusieurs bandes. En effet, sur les émetteurs de *faible puissance* des amateurs, il n'est pas indiqué de gaspiller la H.F. disponible à la sortie de l'appareil avec les pertes d'un commutateur sur le circuit final. En conséquence, comme le montre la figure V-68, le C.V. du circuit anodique final se termine sur deux colonnettes S en stéatite, aux bornes desquelles on fixe le bobinage $L_1$, $L_2$, $L_3$... selon la bande de travail choisie.

Sur les émetteurs commerciaux à grande puissance, on réalise des commutations plus ou moins complexes, parce que, d'une part, il faut avoir un ensemble d'une manœuvre facile, et que, d'autre part, il est possible vu la grande puissance, de soustraire quelques watts de pertes dans la commutation aux watts utiles disponibles pour l'antenne.

Un autre circuit de sortie très intéressant, réalisant l'adaptation parfaite de l'antenne quelle qu'elle soit, dit « circuit Jones », sera étudié au chapitre XIII § 7.

**Circuit final multibande W1JCL.**

Pour éviter à l'opérateur le remplacement de la bobine de plaque pour chaque changement de bande, l'amateur américain W1JCL préconise l'emploi d'un circuit spécial couvrant, par la *simple rotation des C.V.*, une très large étendue de fréquences et permettant l'accord dans les bandes 10, 15, 20 et 40 mètres, par exemple.

Le circuit proposé par W1JCL est excessivement complexe *par ses calculs*. Nous ne nous étendrons pas sur le système :

1° Parce que sa réalisation demande l'établissement de bobinages et de condensateurs soigneusemnet calibrés à l'aide des appareils de mesure de précision adéquats dont l'amateur ne dispose, en général, pas ;

2° Parce que le Q du circuit varie d'un bout à l'autre de la bande de fréquences couvertes ; en effet, la valeur des éléments constitutifs est guidée par les fréquences à couvrir, et non par le souci du *fonctionnement optimum !*

Aussi nous bornerons-nous simplement à publier le schéma d'un tel circuit sans entrer dans les détails mathématiques. Le schéma est donné sur la figure V-69-1.

Comme on le voit, le système W1JCL comporte un circuit accordé antirésonant associé avec un circuit résonant série ; l'association est faite en connectant les deux circuits en shunt. C'est ce groupement que les Américains appellent « sucker circuit », utilisé jusqu'alors comme filtre passe-bande.

Les trois condensateurs variables sont jumelés (commande unique) ; chaque cage doit permettre une variation de capacité allant de 10 pF (capacité résiduelle) à 60 pF. Pour une position donnée du groupe de C.V., le circuit possède deux fréquences différentes d'oscillation ; mais il

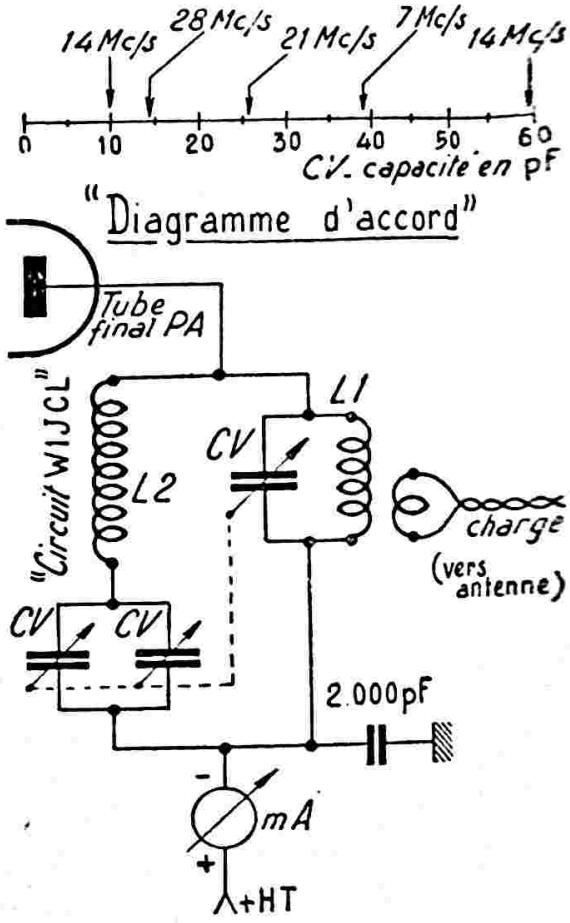



*Fig. V-69-1*

faut s'arranger pour que l'une ne corresponde pas à l'harmonique de l'autre. Avec la valeur indiquée précédemment pour le C.V., et en faisant $L_1 = 4{,}27$ µH et $L_2 = 6{,}49$ µH, le circuit permet d'accorder l'étage final sur les bandes 7, 14, 21 et 28 Mc/s, avec recouvrement dans la bande 14 Mc/s, comme l'indique le diagramme d'accord de la figure V-69-1. Le bobinage $L_2$ ne doit présenter aucun couplage avec le bobinage $L_1$. Avec d'autres valeurs, il est possible de couvrir une bande de fréquences différente.

Aux Etats-Unis, les firmes Collins, Hammarlund et National ont réalisé commercialement de tels circuits. Il est à noter qu'en France, l'amateur P. Lebail F3HK s'est livré à des études théoriques et pratiques très complètes sur le circuit multibande. (1)

Pour être complet, voici les caractéristiques détaillées d'un circuit multibande, pour un étage push-pull, et couvrant toutes les bandes de 3,5 à 30 Mc/s. Sur la figure V-69-2, nous avons :

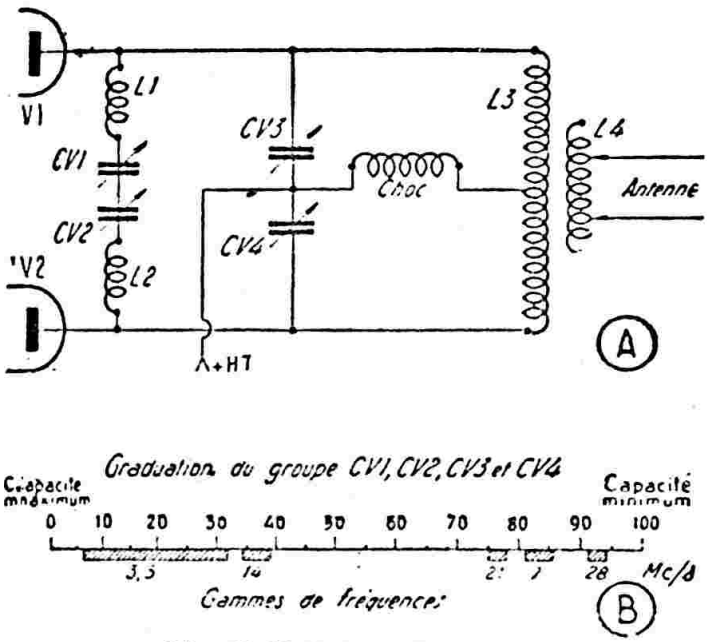



*Fig. V-69-2-A et B*

en A, le schéma de principe ;
en B, les bandes couvertes selon le réglage des condensateurs variables.

Voici les caractéristiques des éléments :
$CV_1 = CV_2 = CV_3 = CV_4 = 110$ pF (chaque cage est jumelée pour commande unique ; manœuvre au moyen d'un excellent démultiplicateur).

$L_1 = L_2 = 5$ tours de fil de cuivre 20/10 de mm bobinés sur un mandrin de 44 mm de diamètre et sur une longueur de 20 mm. $L_1$ et $L_2$ sont bobinées sur le même mandrin à une distance de 12,5 mm.

$L_3 = 18$ tours de fil de cuivre 20/10 de mm bobinés sur un mandrin de 44 mm de diamètre et sur une longueur de 50 mm.

$L_4 = 12$ tours de fil de cuivre 20/10 de mm bobinés sur air, diamètre de 70 mm et sur une longueur de 64 mm. $L_4$ est bobinée autour de $L_3$.

On disposera les deux groupes de bobinages en croix et dans le même plan, de façon à n'avoir aucun couplage entre $L_1$, $L_2$ d'une part, et $L_3$, $L_4$ d'autre part.

(1) Cf. *Radio-Technicien*, n° 18.

Il est bien évident que, outre son utilisation en circuit final, ce dispositif peut être également employé en circuit inter-étage (circuit grille P.A., par exemple).

Pour terminer, nous pensons qu'il est inutile de préciser que la commande du groupe de C.V. doit être faite au moyen d'un excellent *démultiplicateur*. De toutes façons, pour l'amateur qui désire un fonctionnement correct et le rendement maximum possible, c'est le montage classique et simple de la figure V-68 qui s'impose, ou le circuit « Jones » étudié au chapitre XIII § 7.

## § 8. — Polarisation

Sous ce titre, nous étudierons les procédés de polarisation des amplificateurs H.F. classe C seulement, en supposant connues du lecteur les systèmes de polirisation habituels utilisés dans les récepteurs et en amplification basse fréquence : classes A, $AB_1$, $AB_2$ et B.

Les procédés fondamentaux de polarisation utilisés par l'amateur dans les amplificateurs H.F. classe C sont :

1° La polarisation par batterie ;

2° La polarisation par résistance de grille ;

3° La polarisation par redresseur séparé.

De plus, on peut réaliser des combinaisons mettant en œuvre deux procédés à la fois.

Le premier système qui vient à l'esprit est, évidemment, la polarisation par batterie de piles ou d'accumulateurs. La force électromotrice de la batterie aura pour valeur la tension de polarisation requise par le tube de l'étage considéré (fig. V-70).

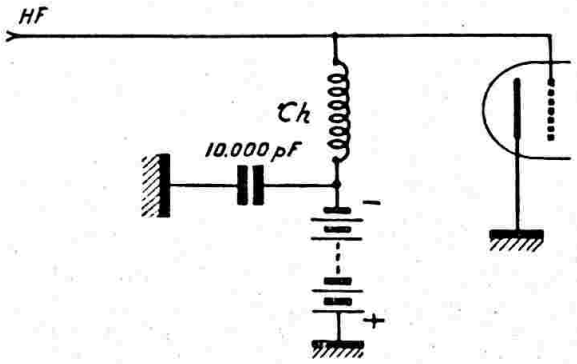



*Fig. V-70*

Notons que, dans le cas de l'utilisation d'une batterie d'accus, celle-ci ne se décharge pratiquement pas, car elle est parcourue par le courant grille du tube amplificateur, précisément dans le sens de la charge.

Disons tout de suite que les systèmes de polarisation que nous allons voir peuvent s'appliquer tout aussi bien aux étages séparateurs (tampon ou doubleur) qu'aux étages amplificateurs P.A.-H.F.

On sait que dans un amplificateur H.F. classe C, la grille de commande du tube devient positive pendant une fraction du cycle, et que, de ce fait, un courant moyen de grille prend naissance. En intercalant (fig. V-71) une résistance $R_1$ en série dans la connexion de cette électrode, on réalise une chute de tension qui polarise négati-

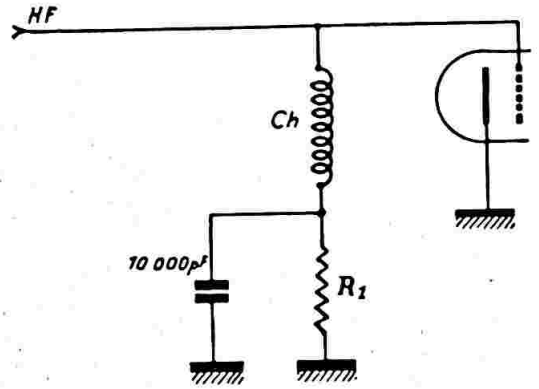



*Fig. V-71*

vement le tube à la valeur requise en faisant

$$R_1 = \frac{V}{I_g}$$

Ce procédé présente un inconvénient : en effet, si l'excitation vient à être supprimée pour un motif quelconque (décrochage du pilote, par exemple), le courant grille devient nul et, par suite, le tube n'est plus polarisé ; sa vie est alors en danger.

Aussi préfère-t-on le système mixte de polarisation grille-cathode représenté sur la figure V-72. Dans ce montage, si l'excitation vient à être supprimée, le tube est tout de même polarisé par la résistance

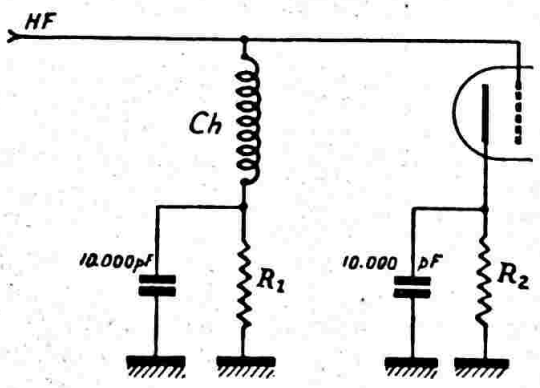



*Fig. V-72*

$R_2$ (partiellement il est vrai, mais la sécurité est bien plus grande). La polarisation obtenue est égale à la somme des chutes de tension dans les résistances $R_1$ et $R_2$.

Précisons que la polarisation par résistance de grille ne peut pas convenir sur les amplificateurs H.F. modulés par la grille de commande, ni sur les amplificateurs linéaires classe B (amplificateurs de H.F. modulée dans un étage précédent). En effet, dans ces deux cas, le courant continu moyen de grille varie constamment avec la modulation. Il faut, alors, faire appel, soit à la polarisation par batterie, soit à la polarisation par redresseur auxiliaire.

La figure V-73 donne le schéma d'un redresseur séparé de polarisation équipé par une valve 83 à vapeur de mercure. Le retour de grille de l'étage à polariser est branché au point p. Le transformateur d'alimentation Tr est dimensionné suivant la tension à obtenir ; on peut également agir sur la résistance de saignée R que l'on fait, en général, égale à 25.000 ohms *maximum*.

Dans le cas d'un amplificateur H.F. linéaire classe B à polariser, la résistance de saignée R sera choisie de façon telle, que le courant qui la traverse ait une valeur de 8 à 10 fois la valeur du courant de grille en crête de l'étage amplificateur.

Cette résistance R préserve, en outre, les condensateurs de filtrage, car c'est sur elle que le redresseur débite uniquement. Nous avons affaire à une tension de polarisation, ne l'oublions pas, et presqu'aucun courant n'est demandé par ailleurs. Pourquoi alors utiliser une 83 ? Uniquement pour obtenir une forte consommation dans la résistance R, afin d'avoir une meilleure régulation de la tension de polarisation.

De plus, il faut offrir une résistance minimum au passage du courant de grille de l'amplificateur, si l'on ne veut pas obtenir une polarisation mixte par redresseur et résistance de grille avec effet cumulatif. D'où, seconde raison pour faire R petit le courant grille ne pouvant pas passer par le redresseur, puisqu'il circule dans le sens de non-conductibilité de la valve.

La tension exacte de polarisation est donné par un voltmètre branché comme indiqué sur la figure V-73, avec l'émetteur en fonctionnement (plus exactement : avec l'étage amplificateur H.F. à polariser en service et *convenablement excité*).

Dans le cas où le redresseur auxiliaire doit polariser plusieurs étages, il est possible, néanmoins, de remplacer la résistance de saignée R par une résistance bobinée munie de colliers. La valeur de cette dernière sera toujours faible, pour les rai-

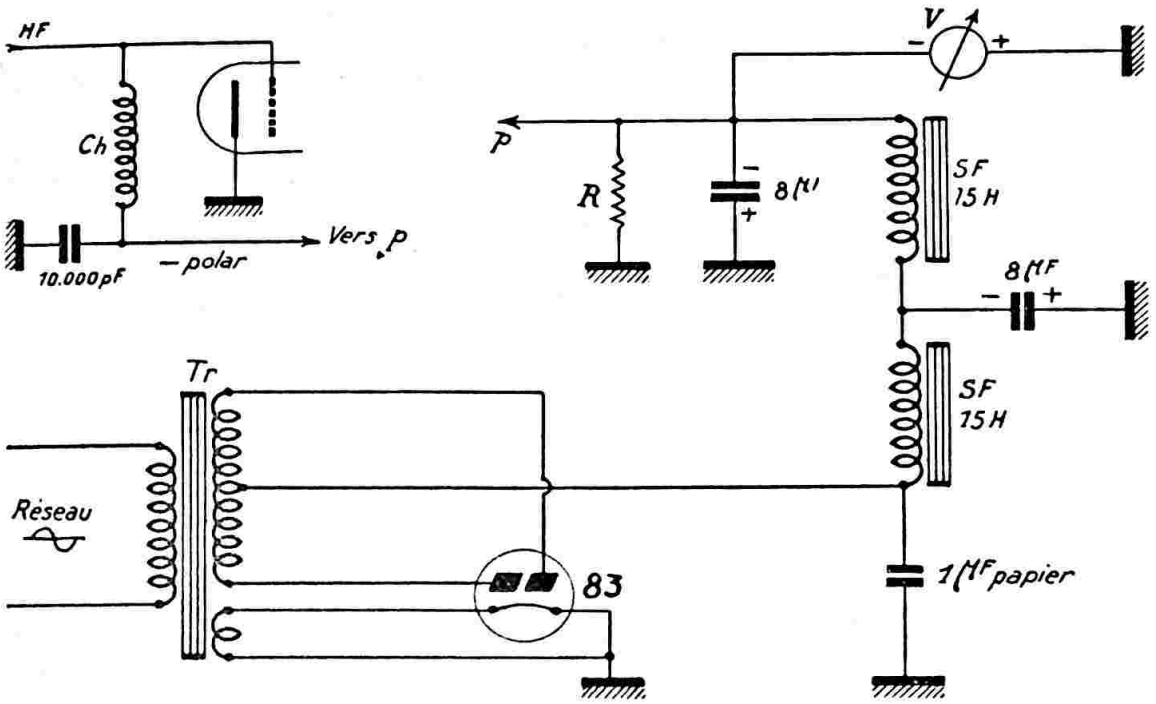



*Fig. V-73*

sons expliquées plus haut. Les diverses tensions de polarisation requises seront ajustées par déplacement des colliers, mais naturellement avec l'émetteur en service, et chaque étage convenablement excité. C'est une mise au point très longue et très délicate, une modification de polarisation entraînant une modification du courant grille, et le déplacement d'un collier faisant varier la tension des voisins... Aussi, plus la résistance bobinée à colliers aura une valeur petite, plus cette « gymnastique » sera facile.

De toutes façons, quel que soit le système de polarisation utilisé, toujours vérifier la tension négative appliquée à la grille de l'amplificateur, ce dernier étant en fonctionnement et convenablement excité, c'est-à-dire ayant le courant moyen de grille prévu par le constructeur du tube.

Notons aussi qu'un redresseur de polarisation doit être relativement bien filtré, si l'on veut obtenir une onde porteuse pure. Cependant, sur le redresseur de la figure V-73 avec valve 83, il est possible de supprimer le condensateur d'entrée de 1 µF au papier ; on obtient, alors, une meilleure *régulation*. A ce propos, comme redresseur de polarisation, on emploie très souvent aussi des alimentations *stabilisées* soit par tube à gaz, soit par tubes électroniques (voir chapitre VI § 6).

Dans toutes les figures V-70, 71, 72 et 73, pour faciliter les comparaisons, nous avons toujours supposé l'étage amplificateur excité par l'intermédiaire d'une capacité (couplage électrostatique). S'il s'agit d'un couplage électromagnétique ou d'un couplage par ligne, ce qui nécessite un circuit accordé dans la grille, la polarisation est évidemment appliquée à la base de ce circuit.

Ainsi donc, il est nécessaire que le bloc de polarisation présente une résistance aussi faible que possible au passage du courant-grille. Ceci est particulièrement vrai, surtout avec un émetteur devant fonctionner en télégraphie et en téléphonie. En effet, le fonctionnement en téléphonie exige toujours une puissance d'excitation plus grande que le fonctionnement en télégraphie. L'excitation étant p l u s importante, le courant-grille augmente, et cette augmentation entraîne, à son tour, un accroissement de la polarisation (accroissement d'autant plus important que la résistance, présentée par le redresseur à l'écoulement du courant- grille, est grande).

Aussi a-t-on imaginé un système simple et particulièrement efficace qui permet d'obtenir une t e n s i o n de polarisation rigoureusement constante quelle que soit l'excitation appliquée.

Le montage est indiqué sur la figure V-74. On fait débiter un petit redresseur sur un tube VR régulateur à gaz. Le transformateur et la valve peuvent être très petits ; en effet, il suffit que le transformateur donne une *tension* suffisante pour provoquer l'amorçage du tube VR, ensuite, le *débit* demandé est nul. La tension de polarisation négative (disponible au point P) est absolument constante du fait du

tube VR. On sait : 1° que la tension aux bornes d'un tube régulateur à gaz est constante quel que soit le courant qui traverse le tube, à condition de ne pas dépasser le

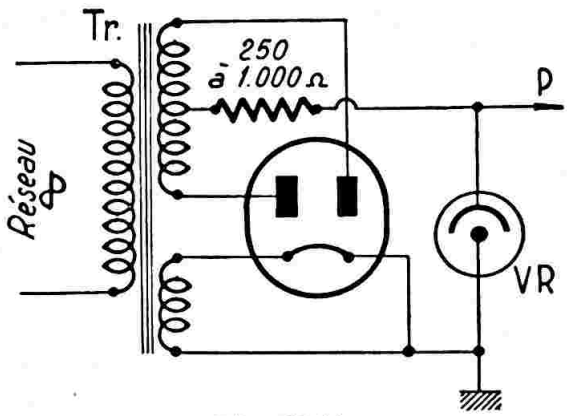



*Fig. V-74*

maximum permis ; 2° que la résistance présentée par un tube VR est négligeable. Naturellement, il convient de choisir, pour le tube VR, un tube dont la caractéristique « tension aux bornes » corresponde à la tension de polarisation requise. D'une part, il existe de nombreux types de tubes VR à caractéristiques différentes ; d'autre part, il est toujours possible d'obtenir la tension de polarisation voulue en combinant *en série* deux tubes régulateurs (voir chapitre VI, § 6).

Un montage encore plus simple est indiqué sur la figure V-75 ; il consiste en un tube VR intercalé dans le retour de grille Ce tube est, comme précédemment, choisi de façon telle que sa caractéristique « tension aux bornes » corresponde à la polarisation requise. L'amorçage du tube VR, dans ce montage, est provoqué par

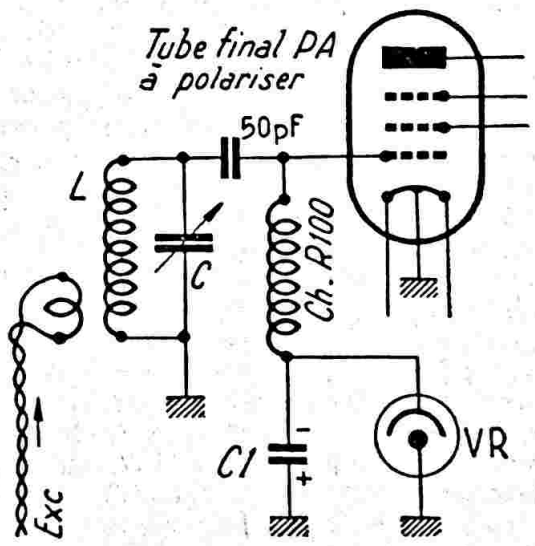



*Fig. V-75*

la tension de commande de grille. Si l'excitation est supprimée (cas de la manipulation sur un étage précédent), la polarisation est maintenue par le condensateur $C_1$ de 25 µF environ, condensateur électrochimique devant « tenir » à la tension de polarisation ; en effet, à ce moment, le tube VR s'éteint, mais $C_1$ étant chargé, la polarisation apparaît à ses bornes pendant un temps relativement long (fonction de la qualité du diélectrique de $C_1$).

## § 9. — Systèmes de manipulation

### Où monter le manipulateur ?

Le branchement du manipulateur dans un des circuits d'un émetteur ne présente pas de difficultés énormes ; mais cependant, bon nombre de précautions indispensables sont à prendre, si l'on veut réaliser une manipulation parfaite... et l'amateur doit émettre des signaux corrects s'il veut être « lisible » facilement par ses correspondants.

Pour être *nette,* la manipulation doit effectuer des découpages parfaits de l'oscillation H.F. transmise ; ces découpages (ouverture et fermeture) doivent être francs et brusques, sans « traînage » des signaux. Cela s'obtient en réalisant des blocages complets et rapides de l'émission entre signaux consécutifs ; aucun « spacer » ne doit pratiquement subsister (1).

D'autre part, la manipulation ne doit entraîner aucune variation de fréquence de l'onde porteuse, sous peine de signaux « piaulés » à la réception. En d'autres termes, la découpure de l'oscillation émise ne doit provoquer aucune réaction sur l'étage pilote.

Aussi est-il *délicat* de manipuler directement dans l'étage pilote. Dans ce procédé de manipulation (cas du trafic break-in en télégraphie), il est *nécessaire* de prendre certaines précautions ; nous reviendrons plus loin sur cette question.

Le découpage des signaux s'effectue, en général, soit sur l'étage séparateur (si l'émetteur en comporte un) ; soit, ce qui est mieux encore, sur l'amplificateur H.F.

La manipulation d'un émetteur peut s'effectuer suivant plusieurs procédés. Nous allons voir successivement les plus courants.

Le premier système qui vient à l'esprit consiste, évidemment, à couper purement et simplement l'alimentation anodique du P.A. Cette méthode peut s'appliquer aux

(1) On appelle « spacer » une trace d'onde porteuse, même de faible amplitude, pouvant subsister entre chaque signal et le suivant.

triodes, mais non aux pentodes ; en effet, si, dans une de ces dernières lampes, on supprime la tension plaque, l'écran peut atteindre une dissipation dangereuse. Aussi préfère-t-on, en général, couper le retour de cathode (fig. V-76), système qui con-

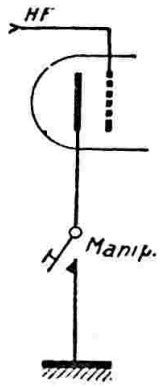



*Fig. V-76*

vient aussi bien aux triodes qu'aux pentodes. Cette tactique de manipulation « par tout ou rien » entraîne, naturellement, de gros écarts de la valeur de tension anodique d'alimentation du P.A., si l'on ne prend pas la précaution de shunter la sortie filtre du redresseur par une résistance de saignée (bleeder) de 10.000 ohms environ (grosse dissipation). De plus, si l'on utilise une lampe à chauffage indirect, on devra s'assurer que l'isolement cathode-filament peut tenir la valeur de la haute tension (1).

De toutes façons, ce système de manipulation ne peut convenir que pour des émetteurs de faible ou moyenne puissance ; car la petite course d'un manipulateur limite ordinairement les tensions à découper vers 500 volts (sous peine d'amorçage). D'autre part, ces tensions produisent des étincelles importantes au contact, qui sont assez difficiles à supprimer, même avec les systèmes filtreurs que nous verrons plus loin, d'où parasites et gêne pour les récepteurs voisins.

Une autre méthode applicable seulement aux pentodes est donnée sur la figure V-77 ; elle consiste à couper simplement la tension d'écran. Les recommandations exposées précédemment s'appliquent également dans ce cas, avec cependant moins d'exigences, la tension d'écran étant, en général, nettement moins élevée que la tension plaque pour un tube donné.

Une manipulation évitant la coupure brutale des circuits d'alimentation peut être réalisée suivant le montage de la figure

(1) En effet, lorsque le manipulateur n'est pas baissé, la cathode est au potentiel de l'anode.

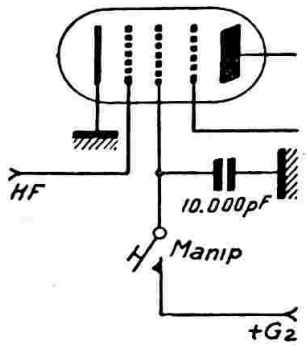



*Fig. V-77*

V-78. On manipule sur des triodes 45, qui tiennent le rôle de « robinet ». Ce système, excessivement doux, laisse cependant une très légère trace de « spacer » entre les signaux.

Le nombre de tubes 45 à mettre en parallèle est déterminé par la consommation du tube manipulé. On choisit des tubes 45 parce qu'ils ont une résistance interne fai-

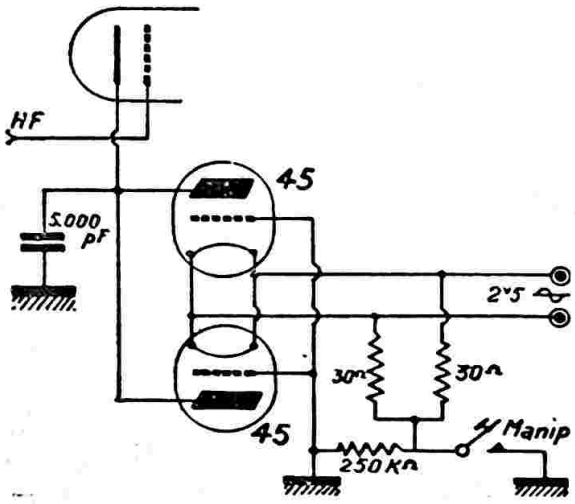



*Fig. V-78*

ble ; néanmoins, toute autre triode à résistance interne peu élevée convient. Malgré cela, il faut compter sur une réduction d'une centaine de volts dans la H.T. de l'étage manipulé (chute de tension dans les tubes-robinets).

La figure V-79 représente un système de manipulation par blocage sur la cathode. Au repos, celle-ci est portée environ aux trois quarts du potentiel d'anode par le système potentiométrique $R_1$ et $R_2$, d'où blocage du tube. Lorsqu'on appuie sur le manipulateur, la cathode est reliée à la masse et le tube fonctionne normalement.

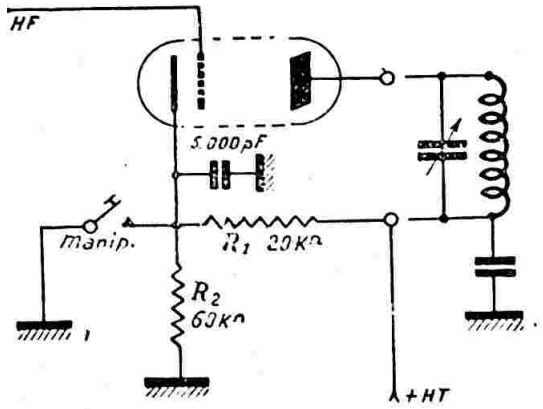



*Fig. V-79*

On peut réaliser une manipulation excellente (*très certainement une des meilleures*) par le système dit « à blocage de grille », représenté sur la figure V-80. Il suffit de

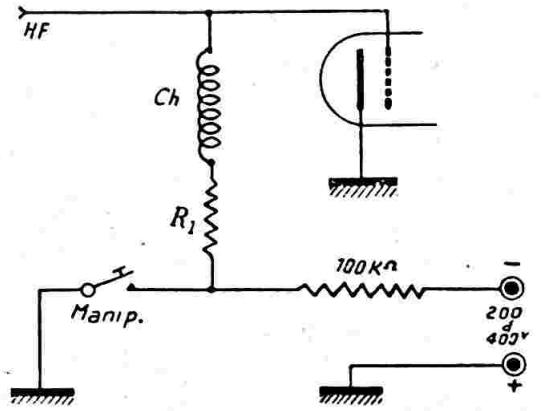



*Fig. V-80*

disposer d'une tension continue négative de 200 à 400 volts que l'on applique sur la grille de commande, et qui bloque le tube (1). En abaissant le manipulateur, cette tension est supprimée, et le tube est polarisé d'une manière convenable par la résistance $R_1$.

Une autre méthode similaire, applicable aux pentodes, dont le fonctionnement en régime C télégraphique s'accommode de la grille 3 au potentiel zéro (2), est donnée sur la figure V-81. On réalise ici le blocage du tube par la grille suppressor.

Enfin, la figure V-82 donne une variante du montage de la figure V-80. On peut réaliser la manipulation par blocage de la grille de commande, à partir du redresseur séparé produisant la tension de polarisation normale. Ce bloc redresseur est celui que nous avons déjà représenté sur la figure V-73 ; mais le transformateur d'alimentation Tr sera choisi pour donner la

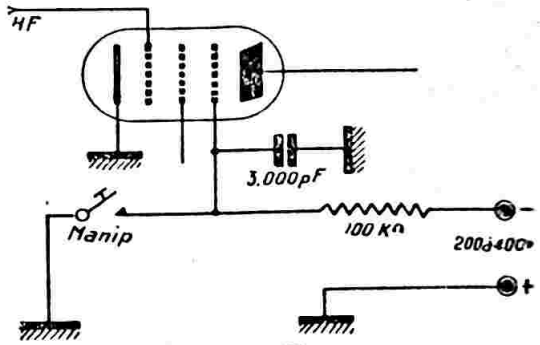



*Fig. V-81*

tension nécessaire au blocage du tube. D'autre part, la sortie du redresseur sera modifiée comme l'indique la figure V-82, c'est-à-dire qu'il faudra monter en série avec la résistance R de saignée habituelle, une autre résistance R', de 100.000 ohms. Les résistances série R et R' font apparaître au point x la tension de blocage de grille. C'est la résistance R' qui est court-circuitée par le manipulateur. Lorsque ce dernier est abaissé (signal), le tube fonctionne exactement comme dans le cas de la figure V-73 ; la résistance R doit donc être choisie telle qu'elle fasse apparaître au point y, manipulateur abaissé, la tension de polarisation nécessaire au fonctionnement du tube en classe C télégraphique.

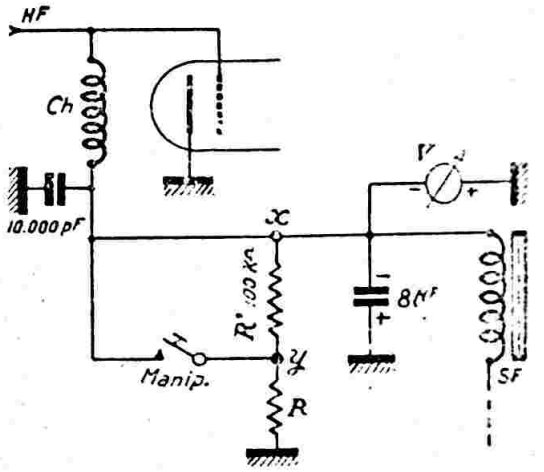



*Fig. V-82*

*Remarques.* — 1° Il va sans dire que, dans le cas des figures V-76, 77, 78, 79 et 81, la polarisation correcte, nécessaire en régime C pour le tube considéré, doit être appliquée sur la grille de commande suivant un mode quelconque : batterie, résistance série dans le retour grille ou bloc redresseur séparé.

(1) Cette tension aura exactement pour valeur celle qui supprime tout courant plaque.

(2) Type P75B S.F.R., par exemple.

2° Dans le cas de l'emploi de tubes à chauffage direct, on sait que les connexions se rapportant à la cathode doivent alors aboutir au point milieu du filament (point milieu du transformateur de chauffage ou point médian artificiel par résistances). De plus, chaque broche du filament doit être découplée par un condensateur de 5 000 pF mica environ. Cette remarque est valable pour toutes nos représentations schématiques.

3° Tous les procédés de manipulation que nous venons de voir peuvent s'appliquer, soit sur l'étage P.A. final, soit sur un étage intermédiaire. Dans ce dernier cas, il est obligatoire que les étages qui *suivent* l'étage manipulé soient *polarisés en permanence* par un système choisi parmi ceux des figures V-70, 73, 74 ou 75 ; en effet, il ne faut plus compter sur la polarisation obtenue par la chute de tension du courant dans une résistance de grille, puisque l'excitation est découpée par le manipulateur.

4° Le lecteur intéressé par la question pourra prendre connaissance, dès maintenant, du paragraphe 4 du chapitre IX : « Apprentissage de la lecture au son ».

Nous verrons, maintenant, la manipulation sur l'*étage pilote*.

**Trafic télégraphique en B.K.**

Qu'est-ce que le BK (break-in) ? Les liaisons entre amateurs se font habituellement en « alternat », c'est-à-dire appel général durant 3 minutes environ, puis passage à l'écoute générale de la bande pour la découverte d'un correspondant éventuel, échanges des contrôles de part et d'autre, etc.

Naturellement, les alimentations de l'émetteur et du récepteur sont réalisées de telle sorte que l'on coupe uniquement la ou les H.T., les filaments restant continuellement sous tension, ce qui permet un démarrage de l'émetteur ou un passage à l'écoute relativement rapide. Mais si le correspondant est brouillé ou en fading, il faut attendre qu'il repasse sur écoute pour lui signaler les passages incompris.

Dans le trafic BK, c'est tout autre chose. Vous pouvez interrompre la transmission du correspondant dès que quelque chose vous échappe (QRM, QSB, ou trop grande vitesse de manipulation de l'opérateur, si vous êtes un débutant !). De plus, les contrôles de part et d'autre, les réponses aux questions éventuellement, sont absolument instantanés.

Il va de soi que, dans ces conditions, les récepteurs des deux stations doivent être continuellement en service. En effet, pour que vous puissiez couper votre correspondant, il faut nécessairement que ce dernier puisse vous entendre, et inversement.

Or, comme nous venons de le voir, les précédents systèmes de manipulation s'appliquent en général sur l'étage final (ou, plus rarement, sur un étage intermédiaire) ; par conséquent, l'étage pilote reste continuellement en fonction. De ce fait, l'oscillation qu'il émet, si faible soit-elle, bloque le récepteur situé dans son voisinage immédiat dans une bande de fréquences assez large. On peut naturellement diminuer cette réaction de l'émetteur sur le récepteur, en utilisant des blindages très efficaces ou en choisissant des longueurs d'onde de travail assez distantes l'une de l'autre ; mais alors, l'exploitation en « break-in » ne peut se faire que dans des cas assez exceptionnels.

C'est donc l'oscillation subsistante du pilote qui est gênante ; la solution immédiate qui vient à l'esprit est, évidemment, de couper cet étage en même temps que l'on coupe l'étage amplificateur, par le manipulateur (cas de l'émetteur BK du chapitre IX, § 1). Dans un autre cas, on coupe uniquement le pilote par le manipulateur. De toutes façons, entre les signaux transmis, dans les « blancs » de manipulation, on peut percevoir les signaux éventuels du correspondant et suspendre alors sa propre transmission.

Naturellement, lorsqu'on manipule le pilote, les étages suivants doivent être polarisés comme il a été dit précédemment à la remarque n° 3, puisque l'excitation n'est appliquée que durant le signal (ou alors, il faut utiliser le montage de la figure IX-2).

Du côté récepteur, ce dernier doit, pour le trafic en BK, soit avoir une C.A.V. à très faible constante de temps, soit, ce qui est encore mieux, avoir la ligne de C.A.V. hors service, par court-circuit.

Mais cette manipulation de l'étage pilote exige, on s'en doute, certaines précautions indispensables, à savoir :

1° Utilisation d'un pilote parfaitement stable (oscillateur quartz) ;

2° A défaut, utilisation d'un V.F.O. avec tensions *stabilisées*.

(Même avec un oscillateur quartz, il est sage de stabiliser les tensions.)

Sinon, une note lamentablement « piaulée » serait transmise.

Le procédé utilisé pour manipuler dans le pilote est très simple. C'est celui représenté sur la figure V-76 : le manipulateur coupe le retour de cathode du tube oscillateur.

Dans un pilote cristal manipulé, on constate parfois un mauvais découpage des

signaux, principalement en manipulation rapide. Ce défaut est dû au quartz qui n'arrive pas à « suivre » cette manipulation.

De plus, les étages suivants, amplificateurs intermédiaires et P.A., dont l'excitation est découpée au rythme de la manipulation, sont très souvent sujets aux oscillations parasites à très haute fréquence. On doit alors prévoir des suppresseurs de parasites, comme il a été dit sous le titre « Oscillations parasites dans un amplificateur H.F. » du § 7 de ce chapitre.

D'autre part, en manipulant dans le dernier étage, il se produit quelquefois des « clics » sur les bandes latérales ; ces clics sont, en général, éliminés assez facilement, comme nous le verrons dans un instant, en montant un filtre aux bornes du manipulateur. Ces clics sont, en effet, très souvent provoqués par l'étincelle de rupture et de fermeture du manipulateur ; mais il y a d'autres motifs entraînant la production de clics, et, notamment, les *angles trop vifs* des signaux. Or même, dans le cas qui nous intéresse, si le pilote est bien manipulé, sans clics, avec les angles des signaux légèrement arrondis, lesdits signaux sont transmis sous forme d'excitation aux étages amplificateurs qui font suite, et ces derniers, fonctionnant en classe C, tronquent la partie supérieure en formant des angles vifs. Un filtre de manipulateur arrondissant les angles des signaux du *pilote* serait, ici, inefficace, puisque le défaut est créé par les étages amplificateurs. Le remède consiste à *réduire* l'excitation sur chaque étage amplificateur (manipulateur baissé) jusqu'à la valeur limite compatible avec un bon fonctionnement de l'émetteur.

En résumé, dans la manipulation sur le pilote pour le travail en « break-in », faire attention :

1° aux piaulements dus à la variation de fréquence du pilote ;

2° aux oscillations parasites des étages amplificateurs ;

3° aux clics provoqués par ces mêmes étages amplificateurs.

En d'autres termes, il n'est nullement nécessaire de manipuler un pilote, qui si l'on désire absolument trafiquer en « break-in ».

**Filtres de manipulateur.**

Sur tous les schémas de montage, nous avons représenté le manipulateur seul ; mais, *pratiquement*, celui-ci doit toujours être shunté par un filtre. Il se produit inévitablement des étincelles plus ou moins importantes, suivant la méthode employée, au point de contact du manipulateur. Ces étincelles se traduisent par des dents ou éclats de forte amplitude au début et à la

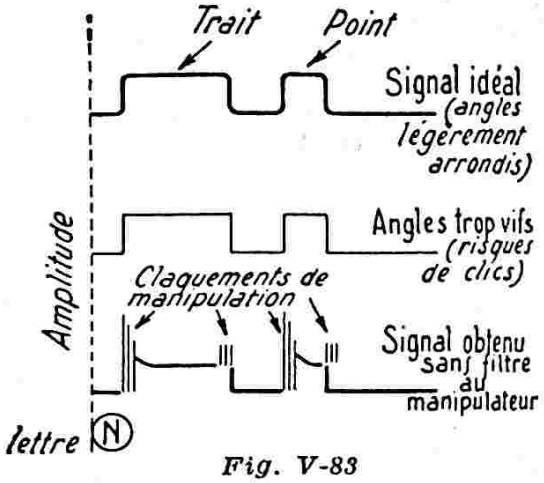



*Fig. V-83*

fin de chaque signal, rendant la compréhension des messages parfois difficile et, de plus, faisant apparaître des bandes latérales de brouillage intense (fig. V-83). Ces étincelles provoquent également des parasites sur toutes les gammes d'écoute dans les récepteurs voisins, comme des crachements d'origine industrielle. Il est donc absolument nécessaire de prévoir un filtre à faible constante de temps aux bornes du manipulateur.

Il va de soi que ce filtre sera d'autant plus facile à réaliser que la puissance découpée *directement* par le manipulateur même sera faible. Par exemple, il est plus facile de filtrer un manipulateur commandant un émetteur de 50 watts manipulé par blocage de grille, qu'un manipulateur commandant un émetteur de 20 watts manipulé par coupure du retour de cathode.

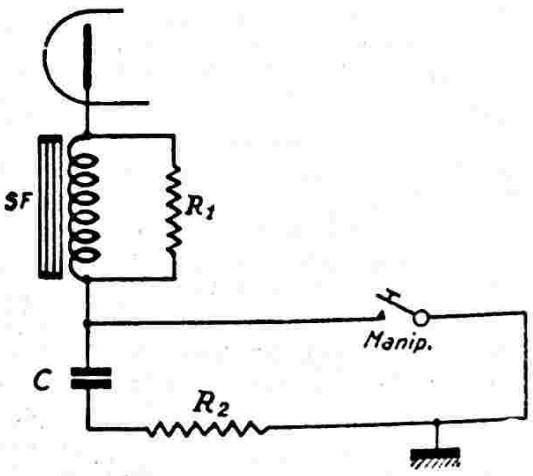



*Fig. V-84*

D'autre part, un filtre de manipulateur ne doit pas présenter une constante de temps trop grande ; il se produirait alors des « queues » après chaque signal, rendant une manipulation rapide impossible. et, de toutes façons, une compréhension difficile.

Dans le cas d'une manipulation par coupure du retour de cathode, le montage

d'un filtre très efficace est donné sur la figure V-84. Les valeurs des éléments que nous donnons ci-après, sont des ordres de grandeur ; elles peuvent être ajustées exactement au mieux de la suppression des claquements de manipulation : SF : bobine à fer de 1 à 5 H ; $R_1$ : 10 à 20.000 Ω ; C : 0,25 à 2 µF ; $R_2$ : 2.000 Ω.

Un autre filtre de manipulation, très efficace également, est représenté sur la figure V-85. On a : $C_1 = C_2 =$ environ 0,5 µF et $SF_1 = SF_2 =$ environ 5 H.

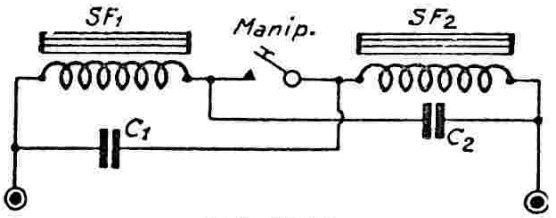



*Fig. V-85*

Si l'on manipule par blocage de grille, par exemple, où des tensions moyennes sous de faibles débits sont découpées par le manipulateur, on peut se contenter du filtre simple de la figure V-86, suffisant

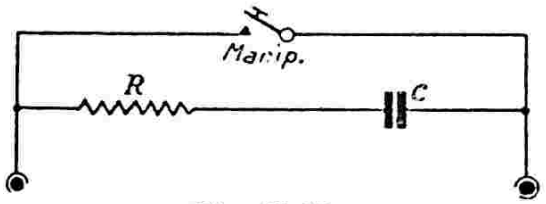



*Fig. V-86*

dans ces conditions de travail. On a : C de 10.000 à 50.000 pF et R environ 7.000 Ω. Pratiquement, la résistance R varie entre 4.000 et 10.000 Ω ; elle est d'autant plus faible que l'intensité du courant *coupé* est peu élevée.

En résumé, le problème du filtrage des claquements de manipulation est identique à celui du filtrage antiparasite des moteurs ou machines industrielles à étincelles.

**Manipulation par valves à grille.**

Ce mode de manipulation commande directement l'alimentation, c'est-à-dire que les valves de redressement sont contrôlées par une grille qui permet, ou non, le débit de la H.T.

Le principe consiste à appliquer sur la grille de la valve à vapeur de mercure une tension de blocage qui annule le courant plaque. Cela est possible ici, comparativement au thyratron (1), parce que l'anode du tube est alimentée en courant alternatif.

Deux montages sont possibles :

Dans le premier (fig. V-87), on utilise une tension auxiliaire créée par un redresseur séparé équipé d'un transformateur $Tr_2$ et d'une valve 80.

Le transformateur du redresseur haute tension proprement dit est représenté en $Tr_1$ ; il est accouplé à deux valves à grille KY21.

La tension de blocage est appliquée sur les grilles de ces deux tubes, par l'intermédiaire d'une résistance de 50.000 ohms ; cette tension est supprimée par la manœuvre du manipulateur. Notons que le manipulateur peut être également monté en série dans le primaire du transformateur $Tr_2$.

SF et C forment la cellule de filtrage haute tension.

Une autre réalisation plus simple est donnée sur la figure V-88. Dans ce montage, on applique sur les deux grilles des valves KY21, pour le blocage, des tensions

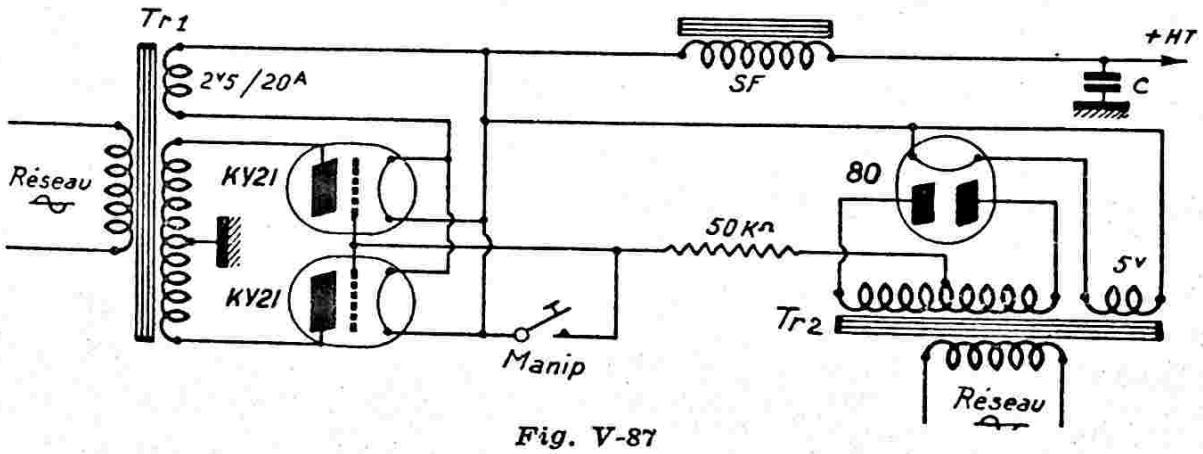



*Fig. V-87*

Dans tous ces montages de filtres, on choisira des condensateurs dont la tension d'isolement sera égale au moins à quatre fois la tension à couper.

(1) On se rappelle que, dans un thyratron, l'action de la grille cesse d'exister lorsque le courant plaque est établi.

en *opposition de phase* avec la tension des plaques correspondantes. On manipule par court-circuit du primaire de $Tr_2$ ; une lampe d'éclairage Amp, d'une quarantaine de watts, est intercalée en série dans l'alimentation secteur, afin d'éviter le court-circuit du réseau de distribution.

3° Enfin, nous avons le manipulateur électronique. Le manipulateur, proprement dit, est également à manœuvre tranversale (1), comme le précédent, mais les points et les traits sont formés par un circuit comprenant deux tubes électroniques triodes (ou une double triode du type

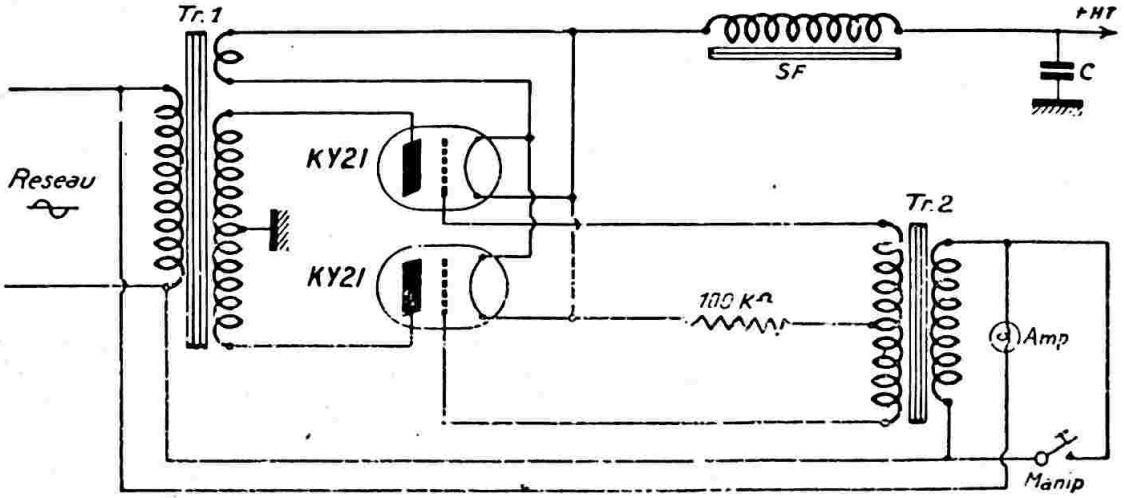



*Fig. V-88*

Dans ces deux derniers procédés de manipulation, le système de filtrage ne doit pas présenter une constante de temps élevée, sous peine de « queues » après chaque signal.

**Manipulateurs.**

Les manipulateurs employés par l'amateur sont de trois types :



*Fig. V-89*

1° Le modèle courant, bien connu de tous, dont un type est montré sur la figure V-89. On le choisira avec contacts à grains d'argent ou de platine, et avec réglage du jeu (ou course).

2° Le modèle semi-automatique appelé « bug » ou « vibroplex », dont un modèle est représenté sur la figure V-90. Dans ce type, la manœuvre du manipulateur se fait latéralement, à gauche ou à droite du point de repos ; d'un côté, on obtient les « points », de l'autre, les « traits », et ceci soit mécaniquement, soit électromécaniquement (selon le modèle).

6SN7, par exemple). Le schéma du manipulateur électronique que nous proposons sur la figure V-91 est celui de l'appareil réalisé par l'amateur danois OZ7BO. En voici, très rapidement, le fonctionnement :

Les deux éléments triodes du tube 6SN7 sont polarisés au cut-off, c'est-à-dire courant anodique nul au repos, par une tension positive de cathode convenable. Chaque circuit anodique comporte un relais R*l* (A et B) d'une résistance de 5.000 Ω et fonctionnant pour 5 à 7 mA.

Lorsque le manipulateur est dans la position « traits », le condensateur $C_1$ se charge sur toute la tension plaque ; les deux grilles deviennent positives et le courant anodique passe. De ce fait, les deux relais fonctionnent ; le relais B ferme le circuit à manipuler ; quant au relais A, il ouvre le circuit de charge de $C_1$. Ce der-

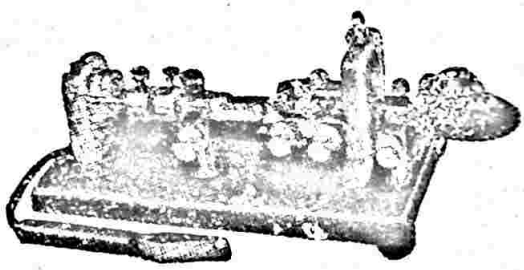


*Fig. V-90*

(1) Ces manipulateurs sont appelés aussi « side-sweeper ».

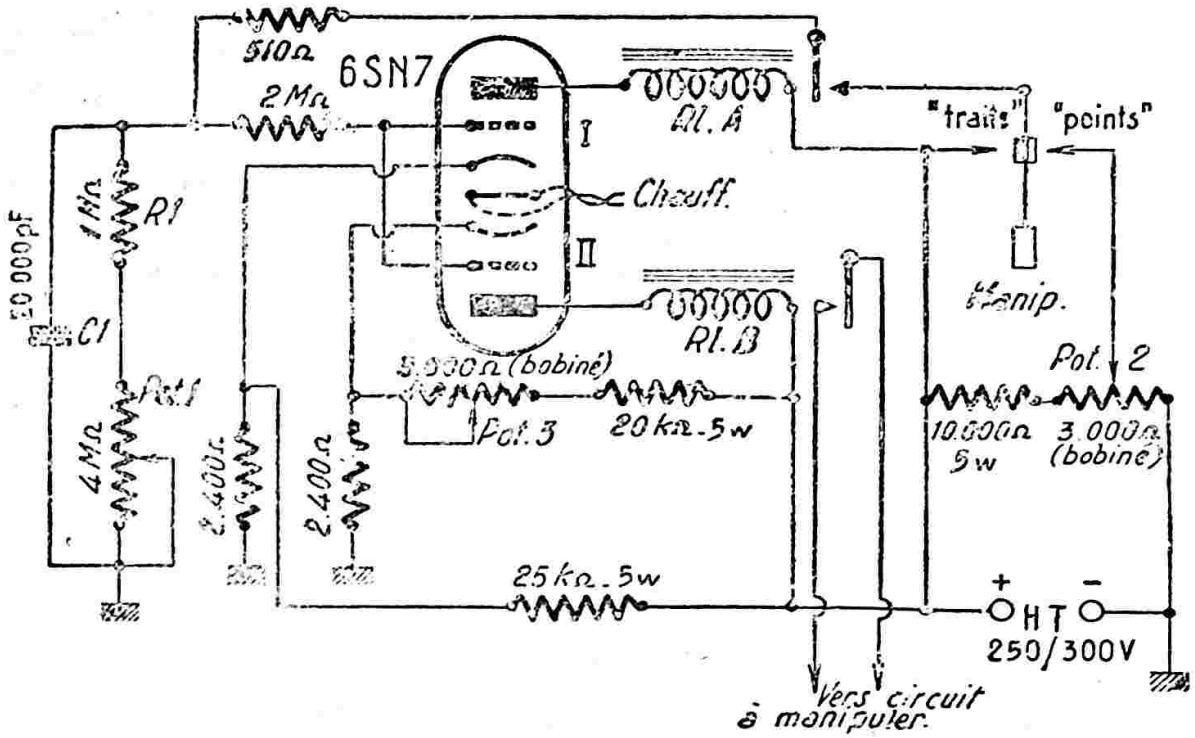



*Fig. V-91*

nier condensateur se décharge alors sur l'ensemble Pot.$_1$ R$_1$ ; le temps de décharge est réglable par Pot.$_1$. Au bout de ce temps, le relais A rétablit le circuit de charge et le cycle se poursuit, tant que le manipulateur est dans la position « traits ». Dans la position « points », les mêmes phénomènes se produisent, avec la seule différence que C$_1$ n'est chargé que par une partie seulement de la H.T. réglable par Pot.$_2$. Ainsi, le relais A, suivant la position du manipulateur, fournit, soit une série de *traits*, soit une série de *points*. Il ne reste qu'à produire les *intervalles ;* cette fonction est tenue par le relais B et le deuxième élément triode de la 6SN7, dont la tension de cathode (supérieure à l'élément I) est réglable par Pot.$_3$. De ce fait, A et B démarrent ensemble, mais B revient dans la position « repos » légèrement avant A. Ces différences de temps représentent les intervalles.

En résumé : Pot.$_1$ règle la vitesse ; Pot.$_2$ permet d'ajuster le « rythme » des points et des traits, ainsi que le rapport de 1 à 3 devant exister entre ces signaux (1) ; enfin, Pot.$_3$ dose la durée des intervalles.

Si l'on a quelques difficultés à trouver, pour Pot.$_1$, un potentiomètre de 4 MΩ, on peut modifier le groupe comme suit : C$_1$ = 0,2 µF ; R$_1$ = 200.000 Ω : Pot .$_1$ = 1 MΩ. On obtient sensiblement les mêmes résultats.

(1) On sait que, théoriquement, un trait vaut trois points, comme durée.

## § 10. — Neutrodynage

Le neutrodynage d'une triode amplificatrice H.F. est nécessaire pour éviter son auto-oscillation. On réalise le neutrodynage plaque (fig. V-92) ou le neutrodynage grille (fig. V-93), suivant le montage employé. Dans les deux cas, il s'agit de supprimer le couplage statique créé par la capacité

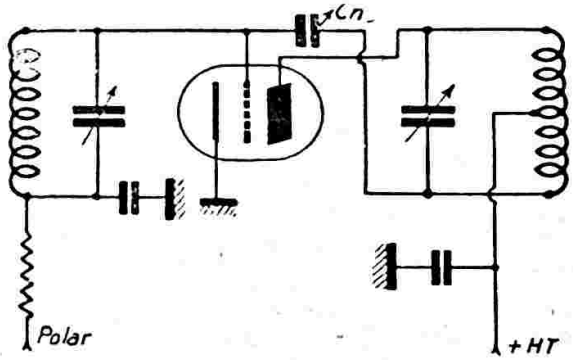



*Fig. V-92*

interne grille-anode du tube entre le circuit grille et le circuit plaque, en appliquant une tension en opposition de phase avec celle que l'on veut neutraliser, par l'intermédiaire d'un petit condensateur variable dit condensateur neutrodyne, Cn.

En plus des deux cas simples donnés sur les figures V-92 et 93, voici le neutrodynage d'un étage push-push (grilles symétriques et anodes en paralèle) ; voir figure V-94. L'obligation de neutrodyner un tel

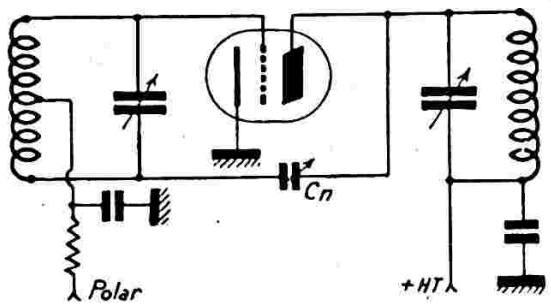



*Fig. V-93*

étage est extrêmement rare ; en effet, comme nous l'avons vu au § 6 de ce chapitre, ce montage ne peut avoir son circuit anodique accordé que sur un harmonique pair de la fréquence d'excitation. Les circuits de grille et de plaque n'étant pas accordés sur la même fréquence, les risques de réaction sont minimes.

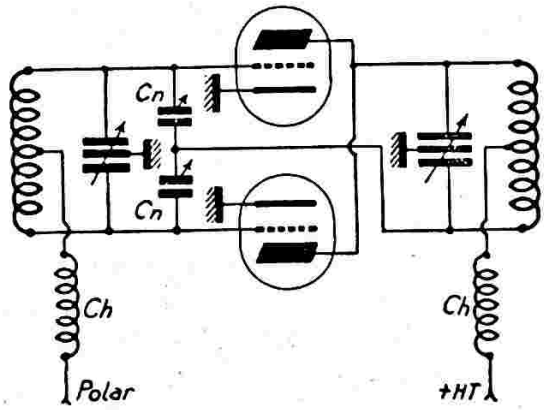



*Fig. V-94*

La figure V-95 montre le neutrodynage d'un étage push-pull.

Comme nous venons de le voir rapidement, le neutrodynage s'applique aux amplificateurs munis de *triodes*, afin de neutraliser la réaction s'effectuant par la capacité interne anode/grille.

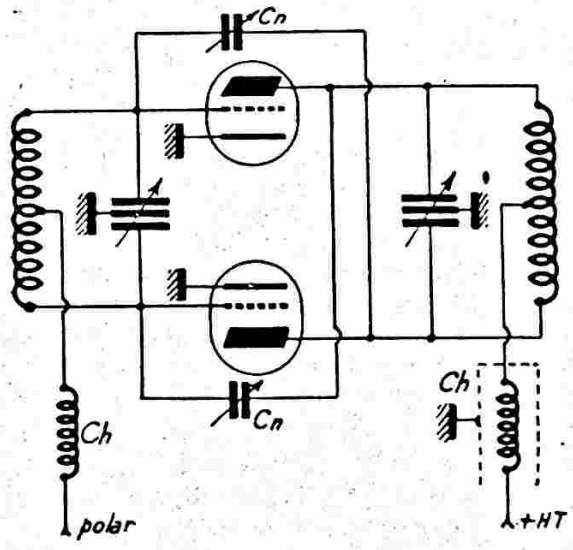



*Fig. V-95*

Avec des tétrodes ou des pentodes dont cette capacité interne est excessivement réduite, l'amplificateur peut se passer de neutrodynage, tout au moins pour des fréquences inférieures à 30 Mc/s. Sur les *fréquences supérieures*, une réaction peut cependant prendre naissance, malgré la faiblesse de la capacité interne anode/grille.

Il convient alors de neutrodyner l'étage amplificateur tétrode ou pentode. Mais, dans ce cas, le neutrodynage est très délicat, la capacité interne à contrecarrer étant petite, et les capacités de câblage du circuit neutrodyne dépassant rapidement la valeur requise.

Il faut avoir recours au montage de la figure V-96, comportant un condensateur ajustable à air $C_n$ de 3 à 30 pF (faible isolement inter-lames, puisque soumis à aucune tension continue importante), et un bobinage $L_n$ dont le sens d'enroulement est à déterminer. En général, le nombre de tours de $L_n$ est la moitié de celui du bobinage $L_2$ du circuit plaque.

En cas de travail sur plusieurs gammes, et en utilisant des bobines interchangeables, $L_2$ et $L_n$ sont bobinés sur le même mandrin. Il est alors intéressant de déterminer, par tâtonnements, le nombre de tours de $L_n$ pour chaque gamme, de façon à ne pas avoir à retoucher $C_n$.

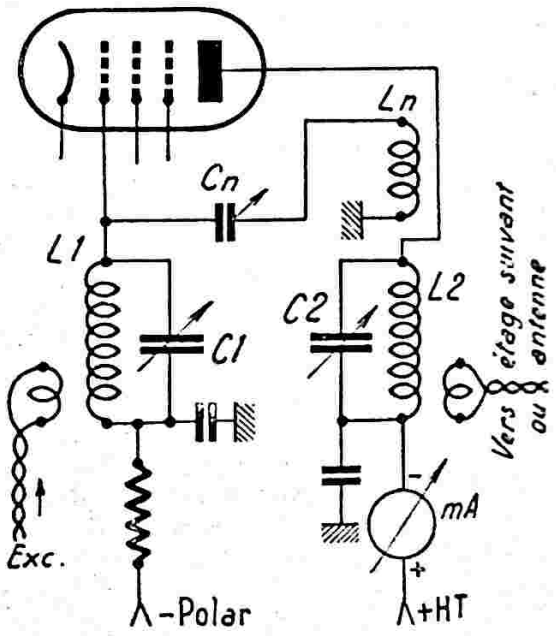



*Fig. V-96*

**Conditions du neutrodynage.**

Avant de passer au côté « pratique », nous allons étudier théoriquement, mais succinctement, la question.

Considérons une triode devant fonctionner en amplificatrice H.F. ; on peut dire, à coup sûr, que si elle oscille, c'est qu'il y a transfert d'énergie du circuit plaque sur le circuit grille, et ce transfert, provoqué par la capacité interne grille-anode du tube, est d'autant plus facile que la fréquence de fonctionnement est élevée.

Comme nous l'avons dit précédemment, pour éviter l'amorçage des oscillations, il faut envoyer sur la grille une quantité égale d'énergie H.F., mais de *sens opposé*. On y arrive par un des montages de base (voir fig. V-92 et 93). Ce transfert d'énergie en opposition a lieu par l'intermédiaire d'un condensateur extérieur $C_n$, dit condensateur de neutrodyne, dont la valeur est sensiblement égale à la capacité grille-anode du tube.

La capacité d'entrée d'un amplificateur H.F. correctement neutrodyné a pour valeur :

$$C_{gp} + C_n$$

$C_{gp}$ étant la capacité interne grille-plaque du tube. Quant à sa résistance d'entrée, elle est infinie.

Ces points capitaux bien définis peuvent être démontrés facilement ; mais nos lecteurs se borneront à les admettre simplement, leurs démonstrations entraînant un calcul par les imaginaires.

Le réglage du condensateur de neutrodyne $C_n$ ne souffre pas la médiocrité. D'un étage mal neutrodyné peuvent découler toutes sortes de phénomènes plus ou moins lamentables : outre l'auto-oscillation pure et simple de l'amplificateur, on peut constater des déformations dans la modulation, grognements, accrochages, sifflements, modulation en fréquence, éclats sur les bandes latérales, etc.

**Réglages.**

On peut *dégrossir* le réglage du condensateur $C_n$ à l'aide d'une simple boucle de Hertz :

L'excitation grille est appliquée au tube de l'étage à neutrodyner ; en d'autres termes, le ou les étages précédant la lampe à neutrodyner sont mis en fonctionnement normal. Quant à la lampe (à neutrodyner, répétons-le), elle a son filament chauffé, sa polarisation normale appliquée, mais son circuit H.T. coupé ; aucune tension d'alimentation n'est appliquée sur son anode.

On recherche alors la position du condensateur de neutrodyne provoquant l'extinction de la boucle de Hertz couplée au circuit accordé plaque, pour n'importe quel accord de ce dernier circuit. Dans le cas d'un étage push-pull, les deux condensateurs de neutrodyne doivent être réglés simultanément. Donc, lorsque nous avons trouvé la position ainsi grossièrement définie de $C_n$, l'ampoule de la boucle de Hertz ne doit donner aucun éclat, si l'on fait varier lentement le condensateur variable d'accord du C.O. plaque de son minimum de capacité à son maximum.

Pour ceux qui ne le savent pas, une boucle de Hertz est constituée par une simple spire de fil de cuivre de 20/10 de mm. ; cette spire a un diamètre sensiblement voisin de celui de la bobine à « tester ». Aux extrémités, on soude une douille d'ampoule de cadran. Pour que cette boucle soit d'un maniement facile, on peut lui adjoindre un petit manche en bakélite (fig. V-97). On utilise une ampoule d'éclairage de cadran d'une intensité de 0,3 ampère (la tension : 2,5, 4 ou 6,3 volts est sans importance).

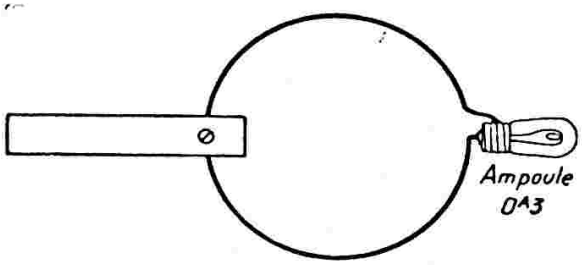



*Fig. V-97*

Il nous faut maintenant parfaire ce premier « réglage d'approche » par la méthode du milliampèremètre. Nous restons toujours dans les mêmes conditions de réglage, c'est-à-dire tube chauffé, polarisé et excité, mais non soumis à la haute tension anodique ; cependant, de plus, nous intercalons un milliampèremètre dans le retour du circuit grille. Cet appareil de mesure indique alors une certaine valeur, qui ne doit pas varier si le neutrodynage est bon, lorsqu'on fait varier l'accord plaque de l'étage à neutrodyner de part et d'autre de la résonance. Sinon, parfaire minutieusement le réglage du condensateur $C_n$ jusqu'à ce que la variation de l'accord du C.O. plaque n'entraîne pas de variation du courant grille.

**Précautions indispensables.**

Suivant la réalisation du montage, on peut se trouver en présence de difficultés qui empêchent de mener à bien le neutrodynage correct de l'étage.

Par exemple il est plus facile de neutrodyner un étage dont le C.O. de plaque ou de grille (suivant qu'il s'agit d'un neutrodynage par la plaque ou par la grille) est

équipé d'un condensateur à deux sections identiques avec point médian (lames mobiles) à la masse.

En effet, avec un condensateur ordinaire, le neutrodynage, satisfaisant au cours de la mise au point, se révèle *quelquefois* déficient pendant le fonctionnement (couplage parasite entre circuits).

C'est la raison pour laquelle on préfère souvent le montage de la figure V-98, au lieu de celui de la figure V-92.

Avec un condensateur à stator divisé, le montage est parfaitement équilibré et le neutrodynage « tient » pour une large bande de fréquence. De plus, comme le montre la figure V-98, il est possible de prévoir un condensateur d'équilibrage $C_e$ représenté en pointillés ; par son réglage correct, il est possible d'équilibrer le circuit accordé de plaque : les deux extrémités de ce circuit devant présenter une capacité égale par rapport à la masse.

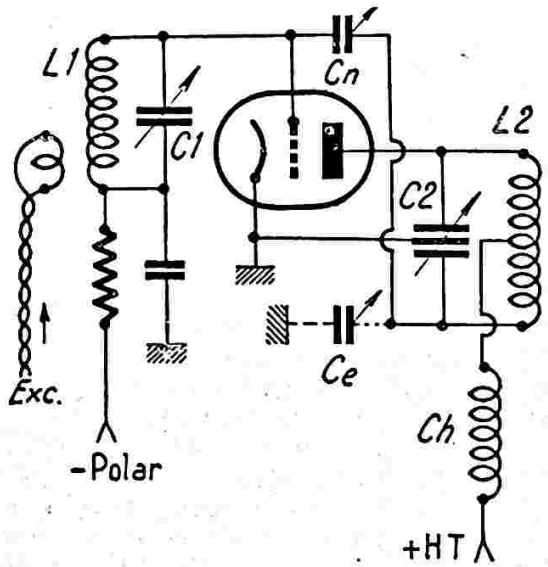



*Fig. V-98*

Si les autres capacités du circuit sont parfaitement équilibrées, si les connexions de chaque extrémité sont bien symétriques et ont la même capacité par rapport à la masse, la valeur du condensateur d'équilibrage $C_e$ sera voisine de la capacité anode/cathode du tube. L'inter-lame de ce condensateur doit être important puisqu'il est soumis à la H.T., à la H.F. et, éventuellement, à la modulation.

Naturellement, un amplificateur push-pull du type de la figure V-95, bien construit, est parfaitement équilibré ; d'où neutrodynage facile. Pour les amplificateurs push-pull, nous n'avons donné que l'exemple de la figure V-95 ; mais il va sans dire que, quel que soit le montage du circuit accordé adopté (voir fig. V-51 et V-63, par exemple), le procédé de neutrodynage est toujours le même.

D'autre part, pour réaliser le neutrodynage correct d'un amplificateur H.F. quelconque, il faut veiller à ce que le découplage des filaments (1) soit parfait : capacités de 5 à 10.000 pF entre chaque borne de chauffage et masse.

Le découplage à la masse de la base ou du point milieu du C.O. de plaque, suivant le cas, doit être très efficace : capacité mica de 2.000 pF minimum avec connexions très courtes. Même remarque pour le C.O. de grille si l'étage en comporte un.

Eloigner le condensateur variable de neutrodyne des bobinages H.F., surtout de la bobine plaque ; en effet, s'il est dans un champ électromagnétique très intense, son réglage peut être inopérant. Mais ne rien exagérer vis-à-vis de la longueur des connexions du $C_n$ ; celles-ci doivent rester courtes.

Outre ces causes de difficultés, il faut *naturellement* éviter tout couplage électromagnétique entre bobine de plaque et bobine de grille, si l'étage en comporte une, ou bobine de plaque de l'étage précédent dans le cas contraire. Ces bobines sont placées dans le même plan, mais perpendiculaires l'une par rapport à l'autre ; on peut aussi les séparer par un blindage-écran vertical en aluminum relié à la masse.

Même remarque pour les connexions grille et plaque, qui doivent s'éloigner rapidement l'une de l'autre et, si nécessaire, être séparées par un blindage-écran également.

Les bobines d'arrêt haute fréquence doivent être d'une efficacité certaine et soustraites au champ électromagnétique des bobobinages H.F. soit par leur position, soit, ce qui est mieux encore, en les plaçant à l'intérieur d'un blindage cylindrique en cuivre ou aluminium (disposition de la figure V-95, par exemple).

Des oscillations parasites à *ultra-haute fréquence* peuvent prendre naissance dans un étage amplificateur H.F. équipé d'une triode, et parfaitement neutrodyné, du fait même du câblage, de la longueur des connexions, etc. Il suffit, pour remédier à cela, de placer une sorte de bobine d'arrêt pour U.H.F. dans les connexions provoquant ces oscillations. Cette bobine d'arrêt est simplement constituée par trois ou quatre spires de faible diamètre dans la connexion elle-même, ou par une simple résistance de 10 à 30 ohms. Ces « chocs » sont

(1) Ou de la cathode ; mais, en général, les triodes de puissance sont toutes à chauffage direct.

sans effet sur l'onde normale de travail et suffisent à bloquer les oscillations parasites à U.H.F. On commence par agir sur la connexion grille et, si cela ne suffit pas, sur la connexion plaque.

Revoir ce qui a été dit à ce sujet, au § 7 de ce chapitre, sous le titre « Oscillations parasites dans un amplificateur H.F. ».

Pour terminer, nous pourrons faire l'essai suivant : l'émetteur étant en fonctionnement, coupons l'étage pilote ; si tous les étages sont correctement neutrodynés et n'auto-oscillent pas, il ne doit pas y avoir de trace de H.F. dans le circuit de sortie. Dans ce cas, l'étage pilote jouera bien son rôle ; ce sera bien lui, et lui seul, le maître, le pilote !

Cet essai se fera d'une manière rapide, si l'on réalise la polarisation des étages séparateurs et final par simple résistance de grille, afin d'éviter l'endommagement des tubes.

Toutes ces difficultés ne doivent pas effrayer l'amateur ; il est rare, en effet, qu'elles se donnent toutes « rendez-vous » sur le même émetteur ! En outre, elles sont rarement rencontrées dans un montage correctement établi, et dans lequel les précautions élémentaires indispensables exposées plus haut auront été prises. Un parfait neutrodynage n'est pas œuvre de sorcier ! Il est à la portée de tous.

Nous savons qu'un étage amplificateur équipé d'une tétrode ou d'une pentode se passe de neutrodynage (1), et ce, du fait de la faiblesse de la capacité interne grille-anode de ces tubes. Mais il faut cependant que les précautions habituelles soient prises également, à savoir : découplages parfaits (condensateurs et bobines d'arrêt), éloignement des connexions grille et plaque, aucun couplage des bobines grille et anode. Il va de soi que s'il existe des couplages ou des capacités extérieurs, on perd entièrement le bénéfice de la faible capacité interne du tube.

**Autres circuits de neutrodynage.**

Outre les circuits classiques de neutrodynage que nous avons vus au début de ce paragraphe, à savoir :

*a*) neutrodynage plaque (fig. V-92) ;

*b*) neutrodynage grille (fig. V-93) ;

il existe d'autres procédés que nous allons voir pour terminer :

*Neutrodynage Hazeltine.*

Dans ce système, il y a deux classes :

1° Hazeltine à *plaque* neutrodynée (fig. V-99) ;

2° Hazeltine à *grille* neutrodynée (fig. V-100).

Dans les deux montages, le circuit de neutrodynage est couplé électromagnétiquement à l'un des circuits accordés. Il faut bien remarquer que la bobine de neutrodynage $L_n$ est une bobine *additionnelle,*

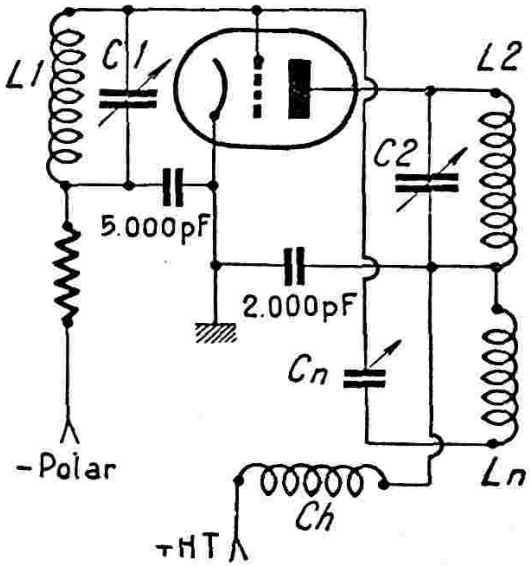



*Fig. V-99*

indépendante, en quelque sorte, du circuit accordé (comparer la figure V-99 avec la figure V-92 ; ainsi que la figure V-100 avec la figure V-93)

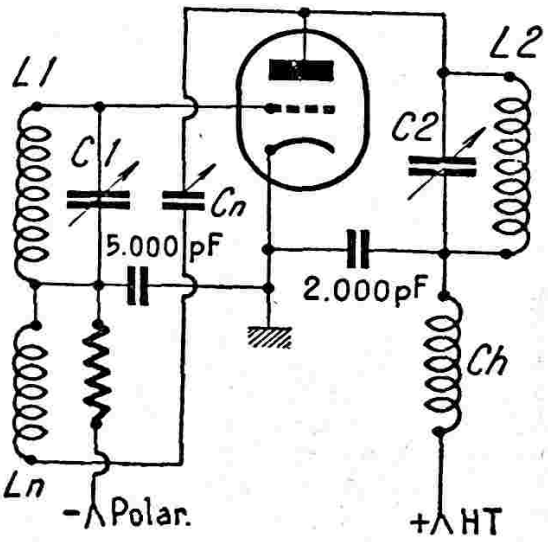



*Fig. V-100*

Pour ces montages, les valeurs du condensateur de neutrodynage $C_n$ sont fonctions du coefficient de couplage entre $L_n$ et la bobine du circuit accordé, ainsi que

(1) Du moins, lorsque cet amplificateur ne travaille pas sur une fréquence trop élevée (jusqu'à 30 Mc/s).

Au-dessus de 30 Mc/s, voir figure V-96 et le texte s'y rapportant.

du rapport de leurs nombres de tours. Il est possible, en agissant sur ces deux facteurs, d'obtenir une même valeur de $C_n$ pour toutes les bandes de travail.

Le montage de la figure V-96, recommandé pour le neutrodynage des tubes pentode ou tétrode fonctionnant sur des fréquences élevées, est une variante du montage « Hazeltine à plaque neutrodynée ».

*Neutrodynage shunt.*

Tous les montages que nous avons vus jusqu'à maintenant font appel à un *montage en pont* quelconque pour contrecarrer l'énergie passant par la capacité interne anode/grille : on injecte sur le circuit de grille une autre énergie d'égale valeur, mais de phase opposée.

Or, la capacité interne anode/grille n'est évidemment pas autre chose qu'une réactance capacitive, et l'on comprend que si l'on place en shunt sur cette capacité une *inductance* ayant la même valeur de réactance mais de signe opposé, la réactance de ce dernier circuit annulera la réactance de la liaison indésirée : on est en présence, alors, d'un circuit à impédance très élevée entre anode et grille. En d'autres termes, la bobine de neutrodynage $L_n$ (voir fig. V-101) doit former un *circuit accordé* sur la fréquence de travail de l'amplificateur, la capacité en parallèle étant la capacité interne grille/plaque du tube ; le condensateur $C_b$ de 100 pF à *fort diélectrique* est simplement un condensateur de blocage destiné à séparer la tension continue de plaque de la tension continue de grille.

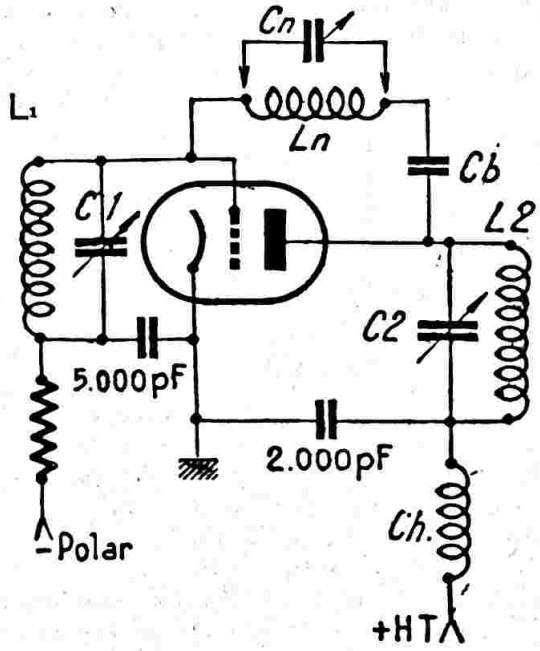



*Fig. V-101*

Ce procédé de neutrodynage est recommandé pour les amplificateurs sur U.H.F. où il se révèle excellent, même dans les cas où les autres montages ne donnent pas entière satisfaction. Son principal inconvénient est qu'il doit être réajusté chaque fois que l'on change de fréquence ; on le conçoit facilement, puisque le circuit accordé formé par le circuit de neutrodynage doit présenter une impédance maximum à la fréquence de travail. Aussi, pour tourner la difficulté, on monte en parallèle sur $L_n$ un trimmer à air à fort inter-lame $C_n$, permettant de retoucher l'accord du circuit de neutrodynage chaque fois que l'on change de fréquence. Néanmoins, la valeur de $C_n$ doit rester faible, le rapport L/C du circuit de neutrodynage devant être élevé. Naturellement, si l'on travaille uniquement sur une *seule fréquence*, bien déterminée, seule la bobine $L_n$ est nécessaire. De toutes façons, $L_n$ sera bobinée sur un mandrin à très faibles pertes, à spires écartées et bien isolées, et naturellement, ne présentera aucun couplage avec les circuits accordés de plaque et de grille.

**Remarques.**

I. — Les condensateurs de neutrodynage $C_n$ des figures V-92, 93, 94, 95, 98, 99 et 100 doivent posséder un inter-lame *important ;* en effet, sans parler des potentiels H.F. élevés qu'ils ont à tenir, ces condensateurs doivent supporter une tension continue égale à la somme de la tension anodique et de la tension de polarisation.

II. — Même remarque concernant $C_n$ de la figure V-101, car, bien qu'il y ait $C_1$ en série avec lui, il existe une tension H.F importante aux bornes de $L_n$.

III. — Sur tous les schémas se rapportant à ce paragraphe, nous avons représenté un circuit accordé dans la grille, c'est-à-dire que l'excitation H.F. de commande est amenée par une ligne à basse impédance, comme l'indique la figure V-98 notamment. Mais il est évidemment possible, sans modifier les circuits de neutrodynage, d'utiliser un circuit de grille avec bobine d'arrêt (voir montages de la figure V-53, par exemple). Il faut, néanmoins, reconnaître qu'il est plus *facile* de neutrodyner un étage amplificateur couplé par ligne.

## § 11. — Modes de couplage entre étages

Une station moderne comporte, en général, plusieurs étages de fonctions bien distinctes : pilote, séparateurs ou doubleurs et ampli H.F. final, manipulé ou modulé

Il s'agit de coupler ces divers étages par un moyen de liaison quelconque ; il faut, en effet, transmettre d'un étage à l'autre la puissance H.F. exigée par l'excitation du tube considéré.

Pratiquement deux modes de liaison fondamentaux sont à la portée de l'amateur : le couplage capacitif (ou électrostatique) et le couplage inductif (ou électromagnétique). Nous allons les étudier successivement.

**Couplage électrostatique.**

Ce mode de couplage est le plus simple, le circuit plaque de la première lampe et le circuit grille de la suivante pouvant être considérés comme *communs* (circuit L.CV, fig. V-102).

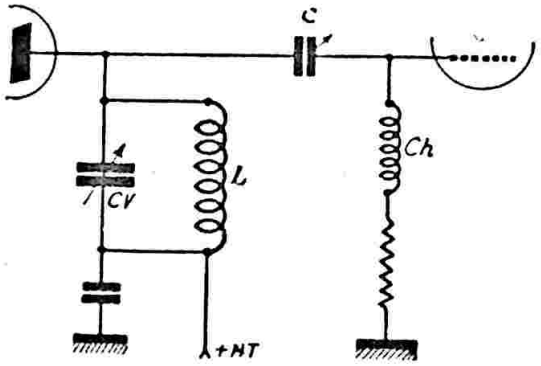



*Fig. V-102*

Le condensateur de liaison C est, de préférence, variable ou ajustable (à air) dans le montage de la figure V-102, ce qui permet d'ajuster le couplage. Ce condensateur ne doit pas posséder une capacité trop élevée, car si l'étage excité nécessite un neutrodynage, ce dernier devient très difficile. Un condensateur de 150 pF est un maximum ; il convient pour la bande 3,5 Mc/s, mais doit être réduit à mesure que l'on travaille sur des fréquences plus élevées. D'une manière générale, il faut prévoir un minimum de capacité, compatible cependant avec l'excitation correcte du tube ; on réduit donc cette capacité jusqu'au moment où l'on constate une baisse rapide du courant grille du tube excité.

Nous donnons sur la figure V-103 un autre système de liaison par capacité. Dans ce cas, le condensateur de liaison C est fixe (à air ou à bon diélectrique mica). Le couplage s'ajuste par déplacement de la prise sur la bobine plaque (couplage minimum côté H.T., naturellement).

Le condensateur C doit pouvoir supporter la H.T. du premier étage plus la tension de polarisation de l'étage excité ; son diélectrique sera donc dimensionné en conséquence. Notons également la présence de la bobine d'arrêt Ch, indispensable, dans le retour du circuit grille. Dans le cas d'utilisation de tubes à *faible* résistance interne, le couplage capacitif donne toujours de bons résultats. De même, lorsqu'on recherche la simplicité, c'est toujours ce mode de liaison qui est employé. Néanmoins, pour des tubes ne présentant pas une résistance interne faible, il est préférable d'adopter le couplage électromagnétique.

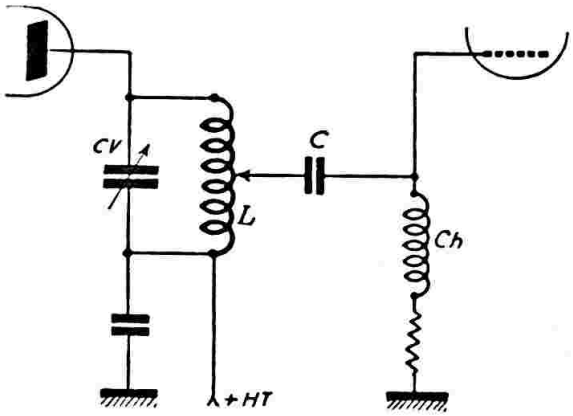



*Fig. V-103*

D'une façon générale, un moyen qui permet de juger de l'efficacité de la liaison employée consiste à mesurer comparativement le courant grille de l'étage excité : le système de couplage convenant le mieux est celui qui donne le courant grille maximum au tube excité.

Si l'étage amplificateur suivant doit être neutrodyné, nous avons dit que l'on pouvait rencontrer quelques difficultés si le condensateur de liaison C a une valeur trop grande.

Il en va de même si l'impédance de la bobine d'arrêt Ch du circuit grille n'est pas suffisamment élevée à la fréquence de fonctionnement.

Dans le cas d'un étage excitateur équipé d'une triode neutrodynée, le montage à adopter est représenté sur la figure V-104, dit couplage capacitif équilibré. En effet, le montage place la capacité cathode/anode de l'étage excitateur en shunt sur une moitié du circuit accordé, et la capacité grille/cathode du tube de l'étage suivant en shunt sur l'autre moitié.

**Adaptation des impédances entre étages.**

En général, entre des étages calculés suffisamment larges et équipés de tétrodes ou pentodes, le très simple procédé de liaison capacitive de la figure V-102 convient très bien.

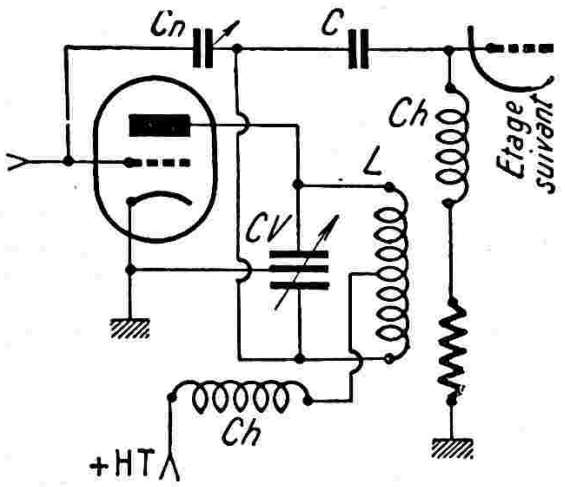



*Fig. V-104*

Mais, si l'on dispose d'un étage excitateur tout juste calculé pour produire l'excitation requise par l'étage suivant, il n'en va plus de même (1). Il y a lieu, alors, d'adapter soigneusement les impédances inter-étages ; on sait, en effet, que l'interconnexion de deux impédances différentes entraîne inévitablement un affaiblissement (ou perte d'énergie H.F., dans le cas qui nous intéresse).

Généralement, si l'on a une *triode* à attaquer, il y a lieu d'abaisser l'impédance ; le montage de la figure V-103 permet cette adaptation. Dans ce même cas (triode à attaquer), le montage de la figure V-102 peut convenir également ; le rapport d'adaptation est alors 1.

Par contre, s'il s'agit d'attaquer une tétrode ou une pentode, il y a lieu d'augmenter l'impédance ; on adopte alors l'un ou l'autre des montages des figures V-105 et 106. Le rapport élévateur est déterminé par l'emplacement de la prise sur le bobinage.

Qu'il faille un rapport abaisseur ou élévateur, il serait facile de le déterminer théoriquement en calculant l'impédance présentée par le circuit anodique d'une part, puis l'impédance offerte par le circuit de grille à exciter d'autre part, et en appliquant la formule habituelle donnant le rapport $r$ cherché :

$$r = \sqrt{\frac{Z''}{Z'}}$$

Le rapport $r$, ou rapport des nombres de tours, semble indiquer automatiquement l'emplacement de la prise sur la bobine.

(1) Il n'est d'ailleurs pas du tout recommandé d'établir le projet d'un émetteur en choisissant des tubes excitateurs capables de délivrer exactement la puissance H.F. de commande demandée par les étages suivants.

Mais, *pratiquement,* il n'en est rien ! Suivant la construction du bobinage (dimensions géométriques, genre de fil ou tube, écartement entre spires, etc.), on s'aperçoit que le calcul ne « colle » pas. Et il est nécessaire d'ajuster les impédances et l'excitation H.F. transmise par expériences successives.

Mais, de plus, avec tous les systèmes de bobines à prise (fig. V-103, 105 et 106), il se forme souvent des sortes de ciricuits parasites supplémentaires dus aux effets résonants multiples de tels circuits complexes. Il y a alors production d'oscillations parasites, généralement à très haute fréquence : d'où, un point de plus à surveiller. Aussi recommandons-nous, tout simplement, de

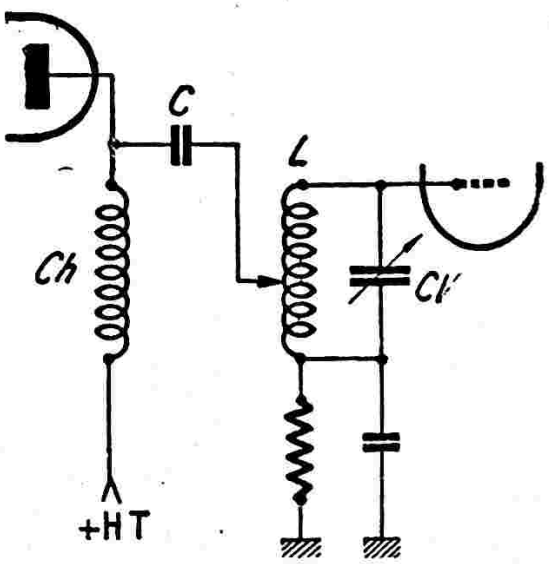



*Fig. V-105*

prévoir des étages excitateurs suffisamment puissants, prévus très larges (1), et d'employer la classique liaison de la figure V-102.

Mieux même : dans le cas d'un étage final *modulé,* nous conseillons de prévoir un étage excitateur pouvant délivrer une puissance quatre fois supérieure à la puissance d'excitation indiquée pour le tube, et d'employer le *couplage par ligne* à basse impédance que nous verrons plus loin. Ce qui ne veut pas dire qu'il faille appliquer la puissance d'excitation quadruple de celle prévue. Non ! nous appliquerons strictement la puissance de commande requise par le tube, et l'excédent disponible constituera une réserve qui évitera les distorsions aux fortes amplitudes de modulation.

(1) Voir ce qui a été dit sous le titre « Tension et puissance d'excitation d'un amplificateur H.F. » au cours du § 7 de ce chapitre.

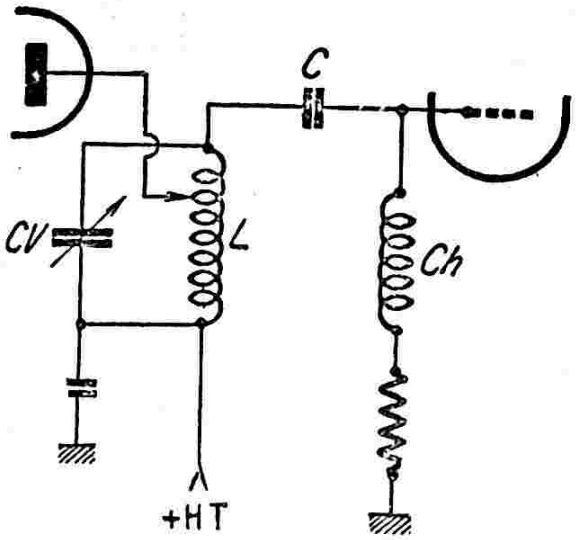



*Fig. V-106*

**Liaison inter-étages par circuit en π.**

L'emploi d'un circuit en π dans une liaison inter-étages d'un émetteur est tout à fait possible, voire recommandé, pour éliminer la génération des fréquences harmoniques indésirables (risques de TVI).

Les caractéristiques du bobinage L et la manœuvre de l'inverseur *Inv.* permettent de mettre en évidence une oscillation dans l'une des bandes 3,5 7 ou 14 Mc/s, suivant la fréquence désirée pour l'excitation grille de l'étage suivant.

Les caractéristiques du bobinage L sont les suivantes : 43 tours de fil 6/10 de mm cuivre émaillé enroulés sur une longueur de 35 mm, sur un mandrin en stéatite d'un diamètre de 25 mm ; prises à la 12e et à la 19e spire, comptées à partir du côté grille.

**Couplage électromagnétique.**

Il s'agit ici d'un couplage par liaison inductive, appelé aussi couplage unitaire (fig. V-107).

La bobine du circuit plaque est couplée inductivement à celle du circuit grille. La bobine grille L' comporte un nombre de spires qu'il convient de déterminer expérimentalement. Même remarque pour le couplage entre L et L'.

Seule, la bobine plaque est accordée ; sinon, la transmission d'énergie H.F. n'est pas bonne et, de plus, des réactions entre étages risquent de se produire.

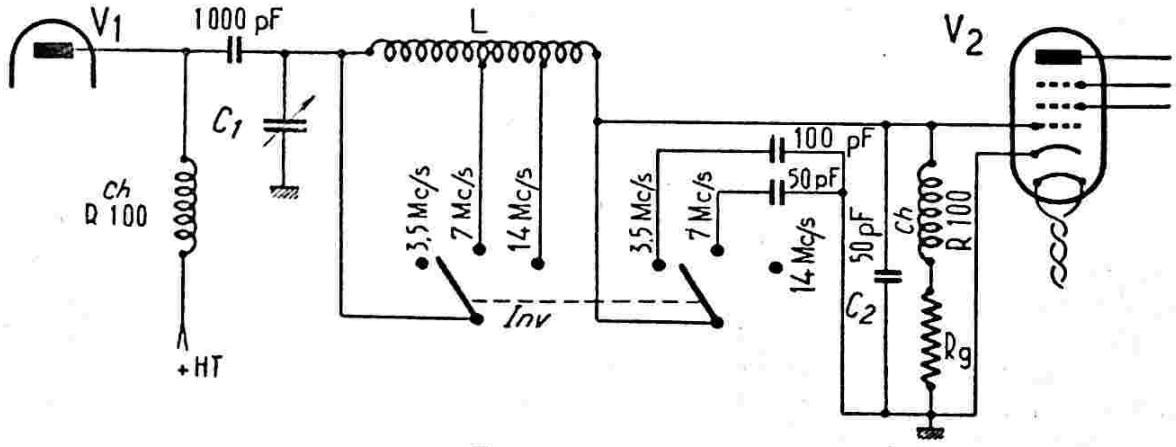



*Fig. V-106-A*

Un exemple de montage est donné sous la figure V-106-A.

Le condensateur $C_1$ permettant l'accord du circuit en π est un condensateur variable de 200 pF (genre CV de réception). Le retour du condensateur $C_2$ de 50 pF au mica doit s'effectuer sur le même point de masse que la cathode du tube suivant ; s'il s'agit d'un tube avec polarisation partielle de cathode, le retour de $C_2$ s'effectuera sur le même point de masse que le condensateur de fuite cathodique ; s'il s'agit d'un tube à chauffage direct dont le filament comporte un condensateur de fuite à chaque extrémité, le retour de $C_2$ se fera au même point de masse que celui des deux condensateurs de fuite.

Ce procédé de liaison convient bien sans changement à une gamme étendue de fré-

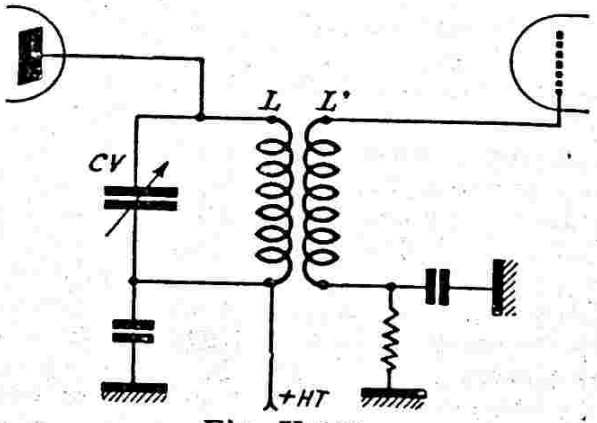



*Fig. V-107*

quences ; mais sa mise au point, délicate, doit être faite avec minutie.

Dans un cas particulier, on fait L' comportant le même nombre de spires que L ; de plus, ces deux enroulements sont bobinés ensemble (spires entrelacées). Du fait de l'induction mutuelle élevée entre L et L', ces deux bobinages sont alors amenés à la résonance par le seul condensateur variable CV.

**Couplage par ligne. Link-coupling.**

Ce n'est qu'un cas particulier du couplage électromagnétique, mais qui présente d'énormes avantages. Le transfert d'énergie s'effectue dans les meilleures conditions possibles ; les pertes sont moindres ; la puissance appliquée au circuit grille du tube excité est presque égale à celle qui est fournie par la lampe précédente (dans le cas du couplage maximum).

Il est, en effet, bien rare de constater qu'un émetteur rebelle à un bon fonctionnement, du fait qu'il n'est pas assez excité, ne donne pas toute satisfaction si l'on monte l'excitation par ligne.

Le seul inconvénient du procédé (si l'on peut dire !) est qu'il exige deux circuits *accordés,* l'un dans la plaque et l'autre dans la grille (fig. V-108).

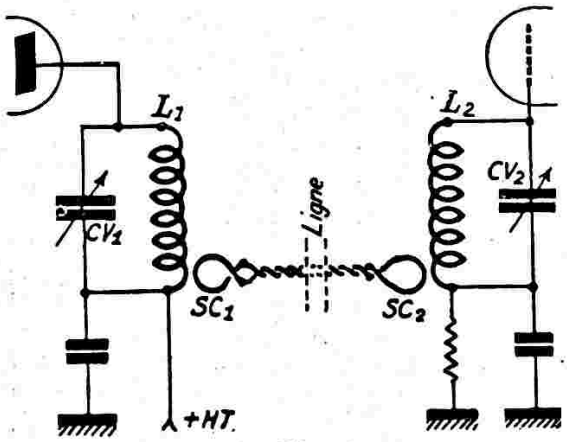



*Fig. V-108*

La liaison est réalisée par deux bobines de couplage $SC_1$ et $SC_2$, qui comportent chacune un ou deux tours de gros fil de cuivre rigide 20 à 30/10 de mm. Ces bobines de couplage ont un diamètre légèrement supérieur à celui des bobinages des C.O. de plaque et de grille, et sont couplées au « côté froid » de ces derniers, c'est-à-dire au côté + H.T. pour le C.O. plaque et ou côté masse ou — polarisation pour le C.O. grille (fig. V-109). Avec des étages symétriques, le point « froid » des bobines se trouve confondu avec le point milieu (voir, par exemple, fig. V-62).

En plaçant les boucles de transfert $SC_1$ et $SC_2$ concentriquement aux dernières spires froides des bobines des C.O. et en reliant ces deux boucles par une ligne à basse impédance (fils torsadés), on obtient régulièrement une excitation énergique. Si elle est trop vigoureuse, on peut, d'ailleurs, découpler légèrement une des boucles.

Mais n'oublions pas que l'excitation généreuse est une des bases d'un bon rendement H.F.

L'impédance d'une ligne de couplage varie entre 70 et 200 ohms, suivant le diamètre des conducteurs et leur écartement. On peut utiliser du fil souple cuivre lu-

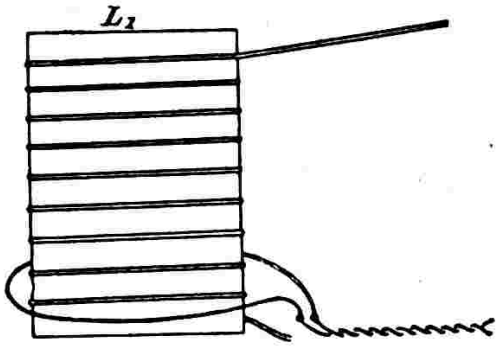



*Fig. V-109*

mière, ou du câble torsadé de descente d'antenne double, ou, ce qui est mieux encore, torsader deux fils de cuivre isolés au polythène (isolant synthétique remarquable au point de vue H.F.).

La liaison par ligne s'impose dès qu'il s'agit d'apporter des « watts » d'excitation à un étage ; mais elle est toujours recommandée, même dans les émetteurs à faible puissance.

Pour terminer, mentionnons les principaux avantages de ce mode de couplage :

1° Grande souplesse du réglage de l'excitation ;

2° Suppression des prises variables de couplage sur les bobines des C.O. ;

3° Séparation possible entre étages d'un émetteur jusqu'à des distances de l'ordre du mètre ;

4° Liaison à basse impédance permettant de faire passer la ligne n'importe où ;

5° Très faible amortissement des circuits accordés ;

6° Auto-adaptation de l'impédance entre circuits de plaque et de grille ;

7° Neutrodynage aisé (si besoin est) de l'étage excité, du fait de la réduction du couplage capacitif (la liaison se faisant par les côtés froids des bobines) ;

8° Suppression des bobines d'arrêt, du fait de l'alimentation série des C.O. ;

9° Sur les fréquences très élevées : réduction des effets dus aux capacités internes des tubes dans le fameux rapport L/C, les circuits plaque et grille étant entièrement séparés.

Disons enfin que le couplage par ligne est très employé et recommandé également à la sortie de l'émetteur, pour le transfert de l'énergie H.F. du C.O. plaque de l'amplificateur final au circuit d'antenne. Il donne une réduction très efficace du rayonnement des harmoniques, réduction due à la présence d'un circuit accordé supplémentaire et exempt de tout couplage capacitif. Nous aurons, d'ailleurs, l'occasion de revenir sur tous les modes de couplage par ligne des « aériens », au chapitre XIII consacré aux antennes.

**Amplificateurs à montage inversé ou à couplage par la cathode.**

Ce n'est pas un couplage spécial que nous allons voir maintenant, mais simplement une variante du couplage électromagnétique.

Ce couplage inductif par la cathode est mis en œuvre dans les amplificateurs dits à montage inversé, amplificateurs dans lesquels la grille, au lieu d'être excitée, est reliée à un potentiel H.F. nul (masse), tandis que l'excitation est appliquée entre cathode et masse (1).

En voulant étudier quelque peu ce mode de couplage par la cathode, nous croyons indispensable de dire, en même temps, quelques mots sur les amplificateurs H.F. à montage inversé.

Deux réalisations pratiques sont possibles ; nous les donnons respectivement sur les figures V-110 et 111. Mentionnons rapidement les principaux avantages de ce couplage par la cathode :

1° Facilité et stabilité des réglages, même à 100 Mc/s ;

2° Puissance de sortie accrue pour un tube donné ;

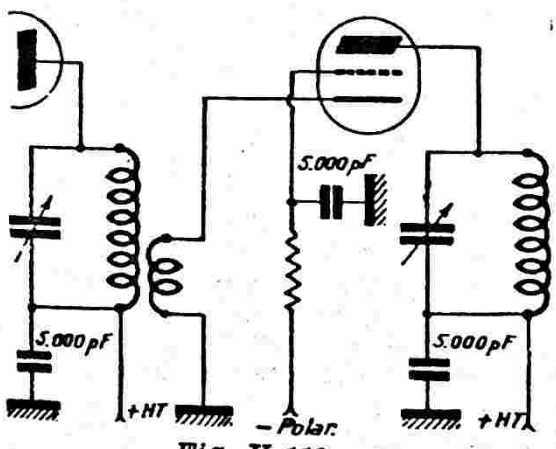



*Fig. V-110*

3° Neutrodynage non nécessaire, même avec une triode comme amplificatrice, et sur ultra-haute fréquence.

Nous allons nous étendre davantage sur ce dernier point. Comme on peut le voir sur l'une quelconque des figures V-110 et 111, dans un amplificateur à montage inversé, la seule réaction possible du circuit de sortie sur le circuit d'entrée s'effectue

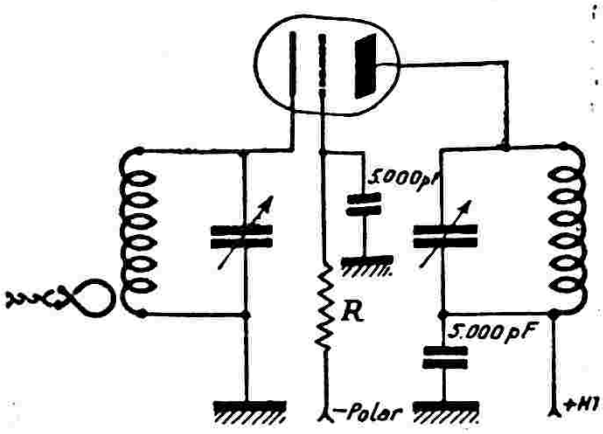



*Fig. V-111*

par la capacité interne plaque cathode du tube, si toutes les précautions extérieures ont été prises. On se souvient que, dans un amplificateur normal, cette réaction s'opère par la capacité grille plaque. Mais précisément, dans les triodes amplificatrices H.F. courantes, la capacité anode-cathode est toujours très faible, d'où faible réaction des circuits plaque et cathode ; par suite, le neutrodynage se révèle inutile.

La grille étant connectée à un potentiel H.F. nul, tient le rôle d'un véritable écran électrostatique (comme $G_2$ dans une tétrode ou une pentode).

Commercialement, il existe certains tubes spécialement construits pour l'équipement de tels amplificateurs ; ils ont une faible capacité anode-cathode et une très faible inductance de sortie grille (tubes spéciaux pour U.H.F.). Pratiquement, sur les fréquences couramment exploitées par les amateurs, tous les principaux types de lampes se prêtent admirablement à ce montage.

En utilisant des pentodes, le risque d'accrochage disparaît complètement. Plus même : avec ce montage, on peut utiliser des lampes B.F. courantes pour l'amplification des fréquences jusqu'à 60 Mc/s ; tandis qu'avec l'excitation grille normale, le fonctionnement en serait impossible.

(1) C'est R.C.A. qui est le promoteur de cette technique.

Dans un amplificateur à montage inversé, la tension d'excitation varie autour de l'axe représentant le potentiel de cathode. Quand la tension instantanée de cathode devient négative, elle produit le même effet que si la grille devenait positive. Par conséquent, la tension alternative de cathode est en phase avec la tension alternative de plaque.

L'accroissement de la puissance utile de sortie est de l'ordre de 15 à 18 %. Il n'est pas dû au tube lui-même, mais est fourni par l'excitation. La puissance habituelle d'excitation grille, pour un tube donné, sera donc augmentée de la même quantité (15 à 18 %) dans le cas de l'excitation par la cathode.

A titre d'exemple, voici (fig. V-112) le schéma d'un amplificateur à couplage par la cathode équipé d'une tétrode 6L6 ou

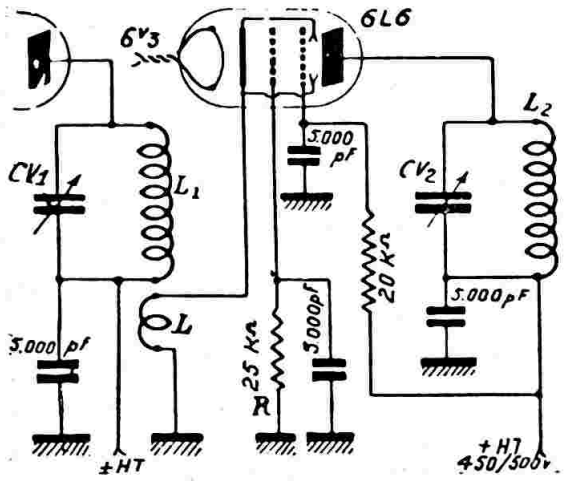



*Fig. V-112*

807. La résistance R de 25.000 ohms polarise négativement la grille du tube amplificateur ; tous les condensateurs fixes sont du type mica. La bobine de couplage L est bobinée sur le même mandrin que $L_1$, et couplée serrée au côté « froid », naturellement. Le nombre de tours exact de L est à déterminer expérimentalement. Voici, à titre indicatif, des chiffres valables pour la bande de 40 mètres : pour $L_1$, 16 spires sur mandrin de 35 mm. de diamètre ; pour L, 6 spires jointives. Enfin, $L_2$ peut être bobinée sur « air » et supportée par des colonnettes, par exemple.

Sur la figure V-113, nous donnons encore un schéma de couplage par la cathode appliqué à un amplificateur plus spécialement destiné aux ondes ultra-courtes (hyper-fréquences). Les condensateurs de découplage sont du type diélectrique mica et réunis au même point de masse avec des connexions très courtes. R est la résistance

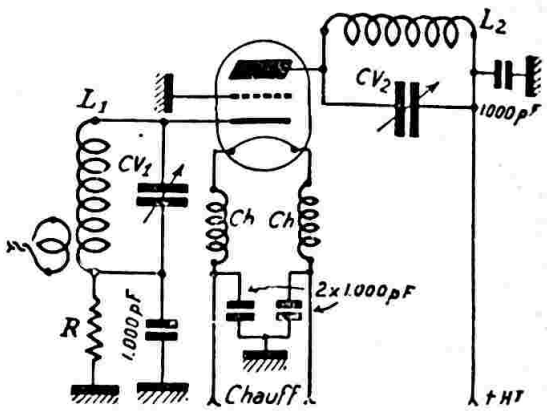



*Fig. V-113*

de polarisation, choisie suivant le tube employé. On place des bobines d'arrêt Ch sur les connexions du filament, afin d'éviter les fuites de H.F. dans l'alimentation (la capacité filament-cathode d'un tube étant toujours très forte).

Avec un tube à chauffage direct, le montage convenable est montré sur la figure V-114. Les bobinages L et L' comportent le même nombre de spires entrelacées. Ce type de montage peut également être employé avec des tubes à chauffage indirect ; il suffit alors de relier la cathode à un côté du filament.

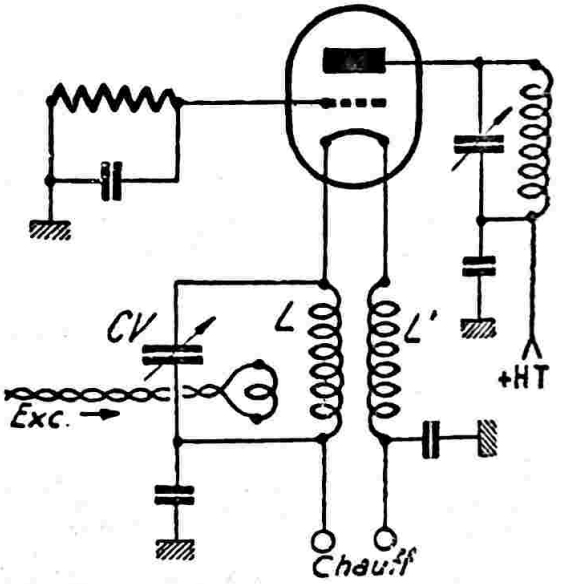



*Fig. V-114*

Un amplificateur inversé à couplage par la cathode peut, naturellement, être manipulé ou modulé, comme un amplificateur excité par la grille. Mais, dans le cas de radiotéléphonie, il est recommandé de moduler par la plaque, à la fois, l'étage amplificateur et l'étage précédent fournissant l'excitation, cela afin d'obtenir une caractéristique de modulation correcte. En fait

la résistance de charge de l'étage d'excitation varie énormément durant le cycle de modulation ; et sans une modulation simultanée de l'étage d'excitation, il serait impossible de maintenir la tension H.F. d'attaque constante. Pratiquement, afin d'obtenir une distorsion minimum, on adopte comme profondeur de modulation : 80 % à l'étage d'excitation pour 100 % sur l'étage amplificateur H.F.

## § 12. — Utilisation des tubes sous des tensions anodiques non prévues

Très souvent un amateur possède un tube X et voudrait l'utiliser sous telle ou telle tension anodique (soit supérieure, soit inférieure, à la tension normalement prévue. On se demande alors quelle doit être la polarisation nouvelle à appliquer, quelle doit être la tension d'alimentation d'écran, etc... Le cas se présente souvent chez l'amateur disposant de tubes puissants, mais désirant les utiliser avec des tensions réduites.

Ce paragraphe vise à ce que les intéressés résolvent eux-mêmes de tels problèmes.

**Tension anodique, tension d'écran, polarisation.**

Pour ces trois tensions, les variations sont directement proportionnelles.

Il suffit de faire le rapport $\frac{Vp2}{Vp1}$

Vp1 étant la tension anodique normalement prévue par le constructeur ;

Vp2 étant la nouvelle tension anodique que l'on désire appliquer.

Le quotient ainsi trouvé, est le facteur par lequel il faut multiplier la tension d'écran normale Ve 1 pour obtenir la nouvelle tension d'écran Ve 2. La nouvelle polarisation sera obtenue également par le même procédé en multipliant la polarisation normalement prévue par ledit facteur.

Donnons deux exemples pour mieux nous faire comprendre.

I. — Pour l'utilisation en télégraphie classe C amplificateur H.F. du tube P150 le constructeur (S.F.R.) indique : Vp1 = 1 750 V ; Ve 1 = 475 V et Polar. 1 = — 115 V.

Nous nous proposons d'utiliser ce tube avec une tension anodique Vp2 de 1 000 V.

Le rapport $\frac{Vp2}{Vp1} = \frac{1\,000}{1\,750}$ est de 0,57 environ.

En conséquence, la nouvelle tension d'écran Ve 2 est de 475 × 0,57 = 270 volts.

La nouvelle polarisation Polar. 2 à appliquer est de 115 × 0,57 soit — 65,5 V.

II. — Pour l'emploi d'un tube triode 6A3 en amplificateur B.F. classe A, le constructeur indique : Vp1 = 250 V et Polar. 1 = — 45 V.

Nous allons employer ce tube avec une tension anodique de 300 volts (Vp2).

Le rapport $\frac{Vp2}{Vp1}$, soit $\frac{300}{250}$ est de 1,2.

La nouvelle polarisation à appliquer est alors de 45 × 1,2, soit — 54 volts.

Dans le cas de l'augmentation notable de la tension anodique, il faut veiller à ne pas dépasser la dissipation anodique maximum permise pour le tube considéré. Avec les tétrodes ou pentodes, veiller surtout à la puissance dissipée par l'écran qui excède rapidement le maximum admis. Si ces valeurs maxima ne sont pas respectées, le tube risque fort d'être promptement mis hors service.

Pour pouvoir évaluer ces puissances dissipées, il faut pouvoir prédéterminer les nouvelles intensité d'écran, intensité d'anode, puissance appliquée (input) et puissance utile. C'est ce dont nous allons nous occuper maintenant.

**Intensité plaque, intensité écran, puissance utile, pente, impédance anodique de charge et résistance interne.**

Que deviennent ces caractéristiques dans le cas de l'utilisation des tubes sous conditions non prévues ? Ces caractéristiques ne suivent pas la proportionalité ci-dessus indiquée ; il faut avoir recours aux courbes du diagramme figure V-115.

Le diagramme donne les facteurs de correction par lesquels il faut multiplier les caractéristiques originales pour obtenir les nouvelles caractéristiques avec le rapport $\frac{Vp2}{Vp1}$ considéré.

Reprenons nos deux exemples ci-dessus.

I) Pour la P150, le constructeur indique:
Puissance utile Wu = 250 W.
Intensité anodique Ip = 200 mA.
Intensité écran Ie = 50 mA.
Pente S = 3,7 mA/V.

Pour l'utilisation précédemment indiquée, le rapport $\frac{Vp2}{Vp1}$ est de 0,57. Sur le diagramme, on voit que, pour ce rapport, les facteurs de correction sont de :

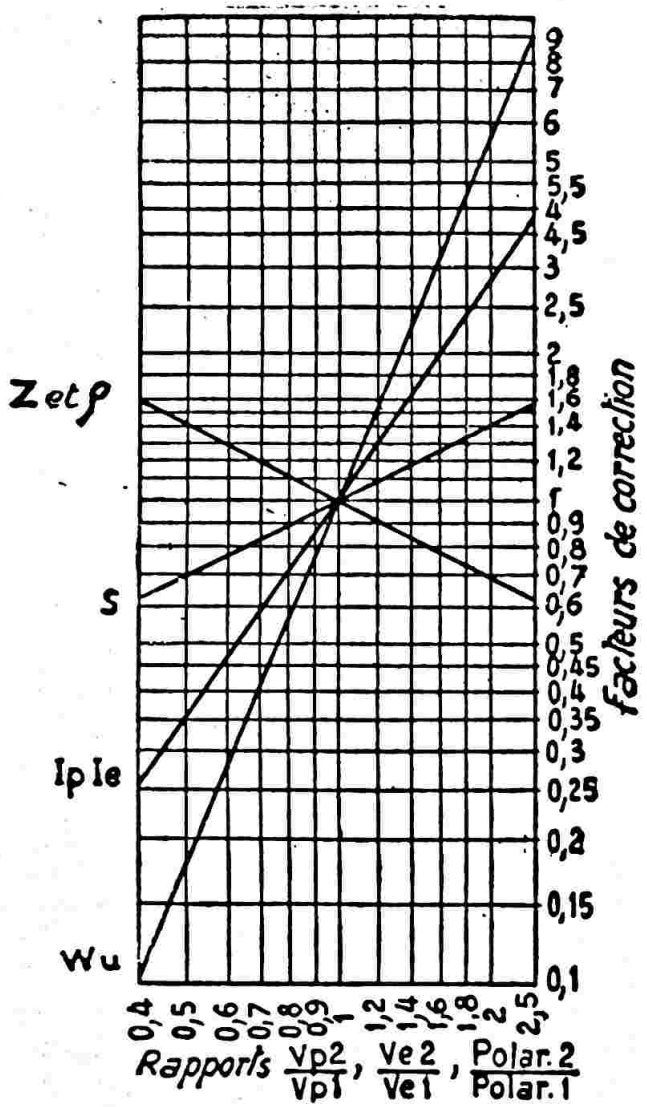



*Fig. V-115*

0,23 pour Wu.
0,42 pour Ip et Ie.
0,75 pour S.

Les nouvelles caractéristiques sont donc les suivantes :

W = 250 × 0,23 = 57,5 W.
Ip = 200 × 0,42 = 84 mA.
Ie = 50 × 0,42 = 21 mA.
S = 3,7 × 0,75 = 2,77 mA/V.

II) Pour le tube 6A3, le constructeur indique :

Puissance utile Wu = 3,5 W.
Intensité anodique Ip = 60 mA.
Pente S = 5,25 mA/V.
Résistance interne ρ = 800 Ω.
Impédance anodique de charge Za = 2 500 Ω.

Pour l'utilisation précédemment indiquée, le rapport $\frac{Vp2}{Vp1}$ est de 1,2. Sur le diagramme, on voit que, pour ce rapport, les facteurs de correction sont de :

1,55 pour Wu.
1,3 pour Ip.
1,08 pour S.
0,9 pour Za et ρ.

Les nouvelles caractéristiques présentées par le tube du fait de ses nouvelles conditions d'utilisation sont donc les suivantes :

Wu = 3,5 × 1,55 = 5,4 W.
Ip = 60 × 1,3 = 78 mA.
S = 5,25 × 1,08 = 5,67 mA/V.
ρ = 800 × 0,9 = 720 Ω.
Za = 2 500 × 0,9 = 2 250 Ω.

Dans les conditions normales d'utilisation prévues par le constructeur, la puissance appliquée à la plaque est de :

Vp1 × Ip1 = 250 × 0,006 = 15 watts.

La puissance utile est de 3,5 watts.

La puissance dissipée par l'anode est donc de :

Wp — Wu = 15 — 3,5 = 11,5 watts.

Dans le cas choisi pour notre exemple, la puissance appliquée à la plaque est de :

Vp2 × Ip2 = 300 × 0,078 = 23,4 watts.

La puissance utile est de 5,4 watts.

La puissance dissipée par l'anode est donc de 23,4 — 5,4 = 18 watts (pour le fonctionnement en classe A avec 300 volts à l'anode). Il est sage de ne pas dépasser la puissance dissipée par la plaque ainsi atteinte ; en effet, pour 20 watts dissipés, le tube 6A3 considéré commence à « fatiguer » lamentablement.

De toutes façons, il est possible, à l'aide de nos explications et du diagramme, de prédéterminer de façon précise telle caractéristique ou telle condition de fonctionnement pour des tensions quelconques de plaque, soit supérieures, soit inférieures, à celle prévue, et ce, aussi bien pour les tubes de réception que pour les tubes d'émission.

## § 13. — Utilisation des semi-conducteurs dans la construction des émetteurs

Il s'agit là d'une technique encore relativement récente, mais en pleine évolution. D'après une documentation de la « S.A. La Radiotechnique », les figures V-116, 117 et 118 représentent le schéma de principe d'un émetteur à transistors de 80 watts sur 28 MHz.

La sortie sur 50 Ω du pilote et préamplificateur peut être connectée à l'étage intermédiaire représenté sur la figure V-117, tandis que la sortie de celui-ci sera reliée à l'étage final, figure V-118.

Le transistor BFY 44 est du type silicium NPN planar-épitaxial ($V_{CE}$ max. =

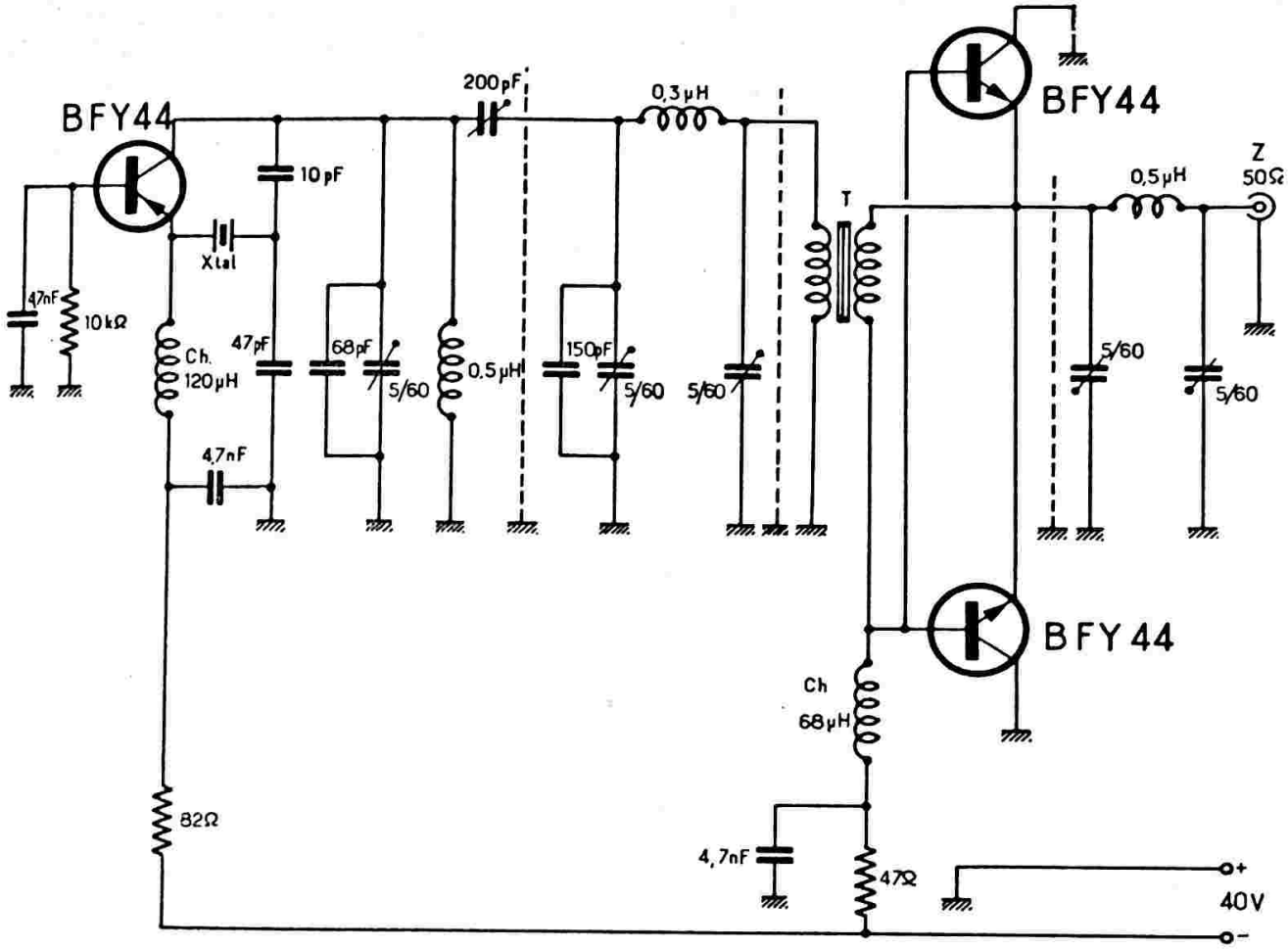



*Fig. V-116*

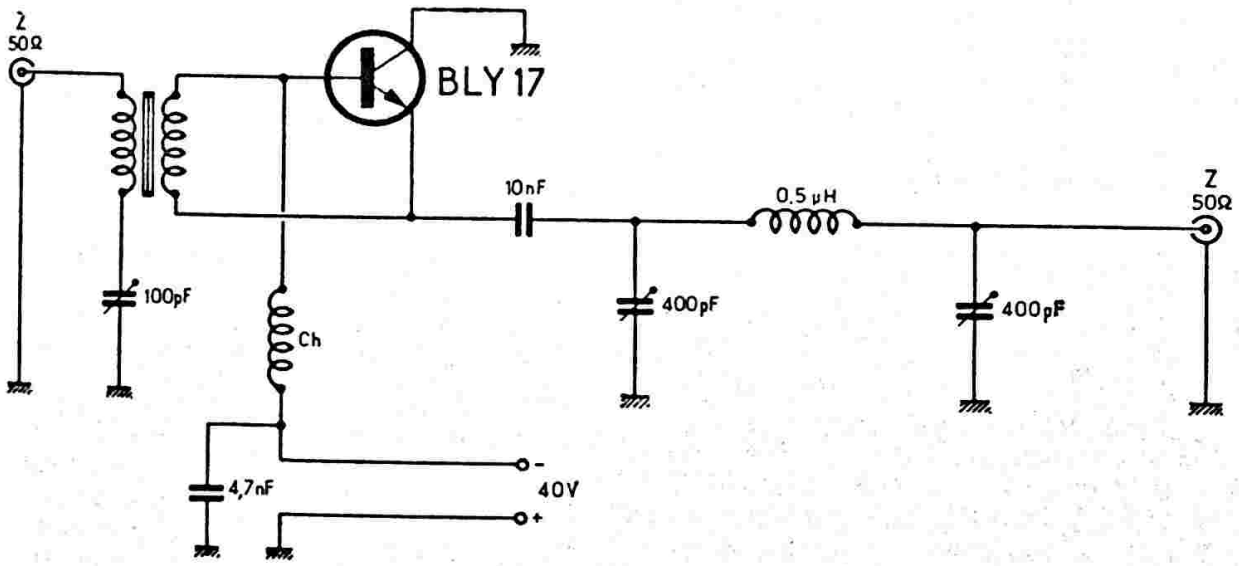



*Fig. V-117*

66 V ; $I_C$ max. = 1 A) ; il délivre encore 1,5 W H.F. à 180 MHz (avec $V_{CE}$ = 40 V et $I_C$ = 90 mA).

moins élevée que 28 MHz ; c'est ainsi que sur 3,5 MHz, on peut alors obtenir 100 W H.F.

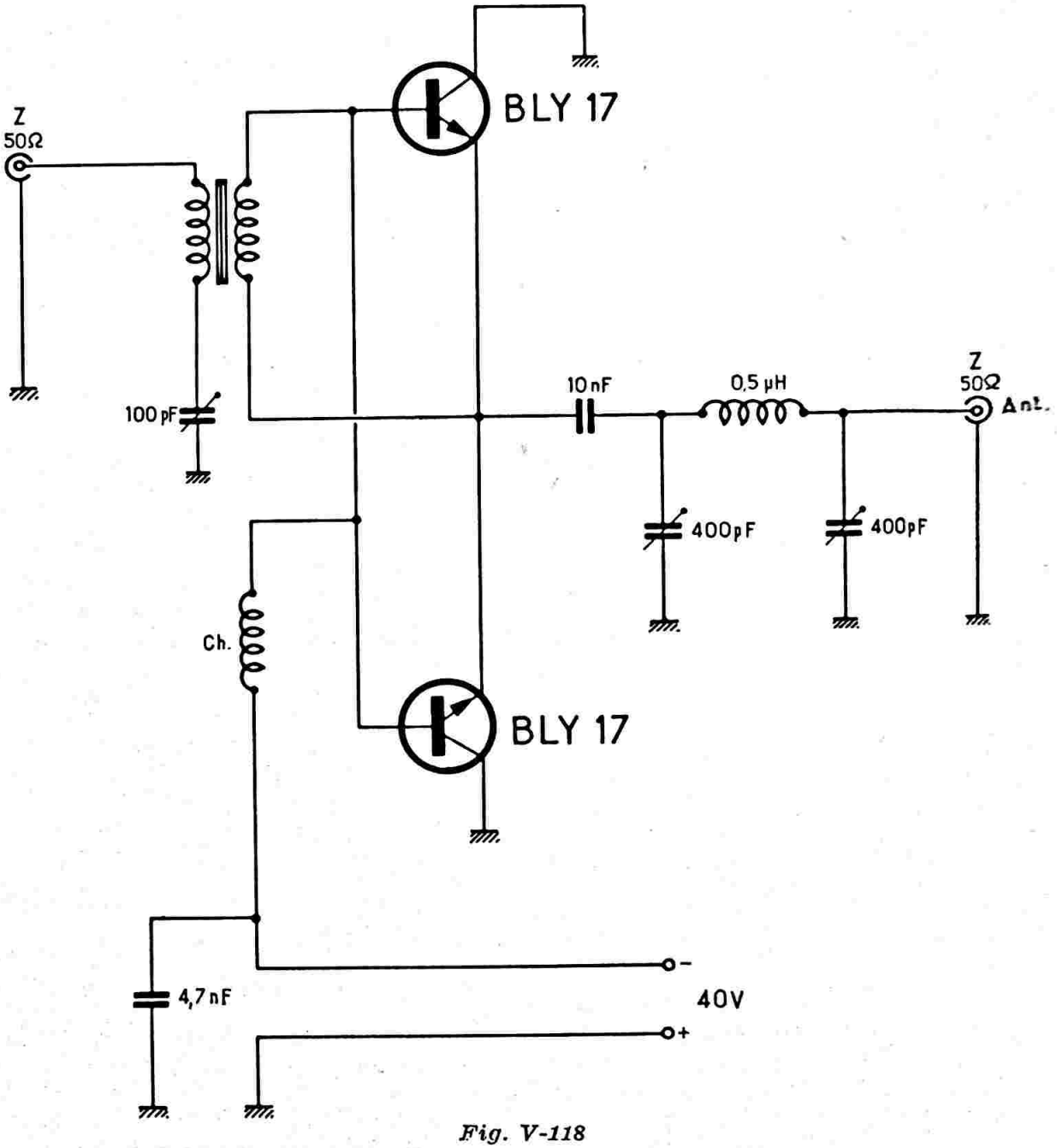



*Fig. V-118*

Le transistor BLY 17 est du type planar au silicium NPN ($V_{CE}$ max. = 80 V ; $I_C$ max. = 10 A). Il est prévu pour être utilisé dans les bandes décamétriques où, en conditions normales d'utilisation ($V_{CE}$ = 40V), il donne 50 W H.F. à 3 MHz et 40 W H.F. à 30 MHz, avec un rendement de 40 à 60 % environ.

On peut concevoir l'émetteur précédent pour une bande décamétrique de fréquence

Sur V.H.F. ou U.H.F., des réalisations non moins spectaculaires peuvent être conçues.

La figure V-119 nous montre l'exemple d'un émetteur, d'une technique toute différente, et qui fournit encore 4 W H.F. aux environs de 1 000 MHz. Les transistors 94 BLY sont du type planar silicium NPN pouvant délivrer 6 W à 180 MHz. Le semi-conducteur type BAY 66 est un *varacter*

multiplicateur de fréquence, c'est-à-dire une diode spéciale mesa au silicium (à double diffusion) à variation de capacité, utilisée en multiplicatrice de fréquence (doubleuse ou tripleuse).

$C_4$ = identique à $C_3$ ;
$C_5$ = identique à $C_2$ ;
$L_3$ = 2 tours, fil de cuivre argenté de 2 mm ; diamètre de bobine : 7 mm (0,05 µH) ;

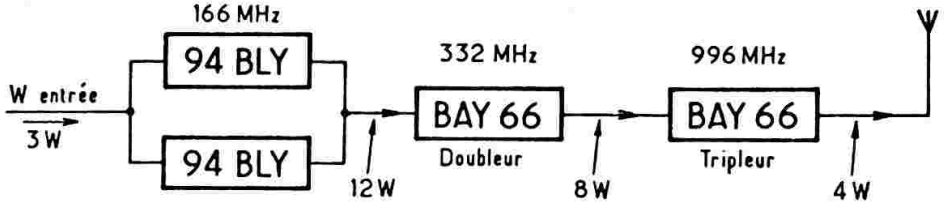



*Fig. V-119*

A titre documentaire, la figure V-120 représente le schéma de principe de l'utilisation de cette diode-varactor BAY 66 en tripleuse de fréquence avec entrée 155 MHz et sortie 465 MHz.

$L_1$ = 60 mm de ruban de cuivre argenté de 4 × 1,5 mm à 8 mm du châssis, prise à 14 mm du côté froid (0,03 µH ; $Z_c$ = 130 Ω environ).

●

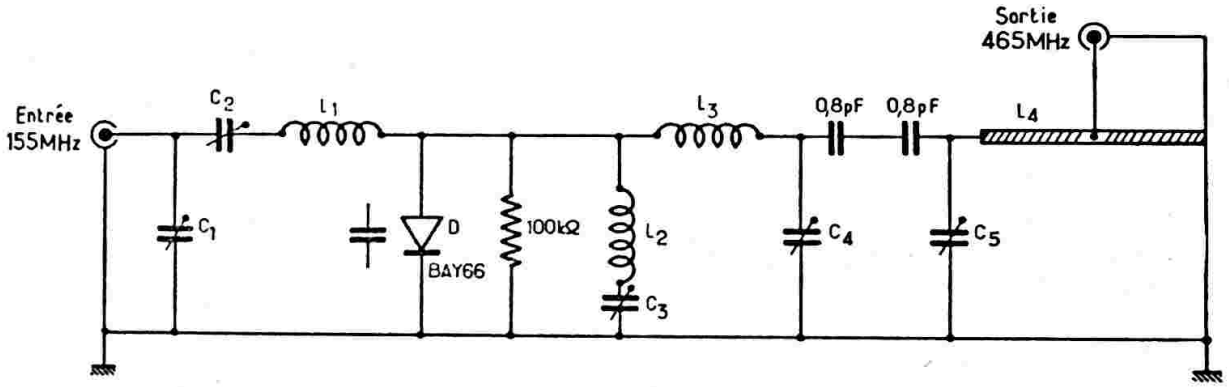



*Fig. V-120*

Les caractéristiques des éléments sont les suivantes :

$C_1$ = ajustable à air 25 pF (300 V) ;
$C_2$ = ajustable céramique 6 pF (400 V) ;
$L_1$ = 6 tours, fil de cuivre argenté de 1 mm, diamètre de bobine : 11 mm (0,33 µH) ;
$L_2$ = 4 tours, fil de cuivre argenté de 1,5 mm, diamètre de bobine : 9 mm (0,13 µH) ; accord sur 310 MHz (harmonique 2) par $C_3$ ajustable céramique 3 pF/400 V.

D'après le Bulletin d'Application des semi-conducteurs n° 18 (Evangelisti et Bénéteau) de la Fairschild, nous donnons sur la figure V-121, un autre exemple d'amplificateur H.F. de puissance à transistors. Le schéma représente les trois derniers étages classe C amplificateurs H.F. d'un émetteur : tampon, driver et P.A. (sortie 20 watts dans la bande 10 MHz).

Le premier étage comporte un transistor TA 6200 monté en base commune avec diode de protection dans le circuit de l'émetteur pour éviter un claquage éventuel entre émetteur et base.

L'étage driver comporte un transistor 2N1978 ; l'étage final P.A. est équipé de deux transistors, également du type 2N1978, connectés en parallèle. Dans ces deux derniers étages, les collecteurs des transistors sont montés à la masse, ce qui permet une bonne évacuation de la chaleur.

A ces niveaux de puissance et de fréquence, les diodes en série posent un problème délicat, résolu ici par l'utilisation des diodes FD 600 Fairschild ayant une *conductance directe* élevée et une réponse rapide.

Le transistor TA 6200 du premier étage a des caractéristiques identiques à celles du 2N1978, sauf son boîtier-support qui n'est pas conçu pour un fonctionnement « en puissance ».

Pour une puissance H.F. d'entrée de 600 mW (10 MHz) et une alimentation en tension continue de 28 volts, on a relevé les puissances et les intensités suivantes :

Premier étage : 3 W ; 170 mA.

Etage driver : 9 W ; 440 mA.

Etage final P.A. : 20 W ; 1 640 mA.

Les bobines doivent avoir un coefficient de surtension élevé (compatible cependant avec un encombrement admissible). Les transistors doivent être montés avec beaucoup de soin, de façon à permettre une évacuation aisée de la chaleur (usage de graisse aux silicones). Enfin, il est souhaitable de surveiller la température de chaque transistor de sortie pour assurer une répartition équilibrée des courants.

Ce montage présente l'avantage d'avoir des performances assez remarquables associées à un fonctionnement très sûr, la puissance de sortie de 20 W étant obtenue sans difficulté.

***

Présentement, de tels montages sont surtout du domaine des professionnels. Néanmoins, les transistors sont aussi utilisés *à l'émission* par les amateurs pour des réalisations à faible puissance : Microphone H.F. et Talkie-Walkie 27 MHz (voir chapitre XVII §§ 2 et 8/IV).

Par ailleurs, au cours du paragraphe 5 du présent chapitre V, nous avons déjà vu la construction d'un V.F.O. à transistors ;

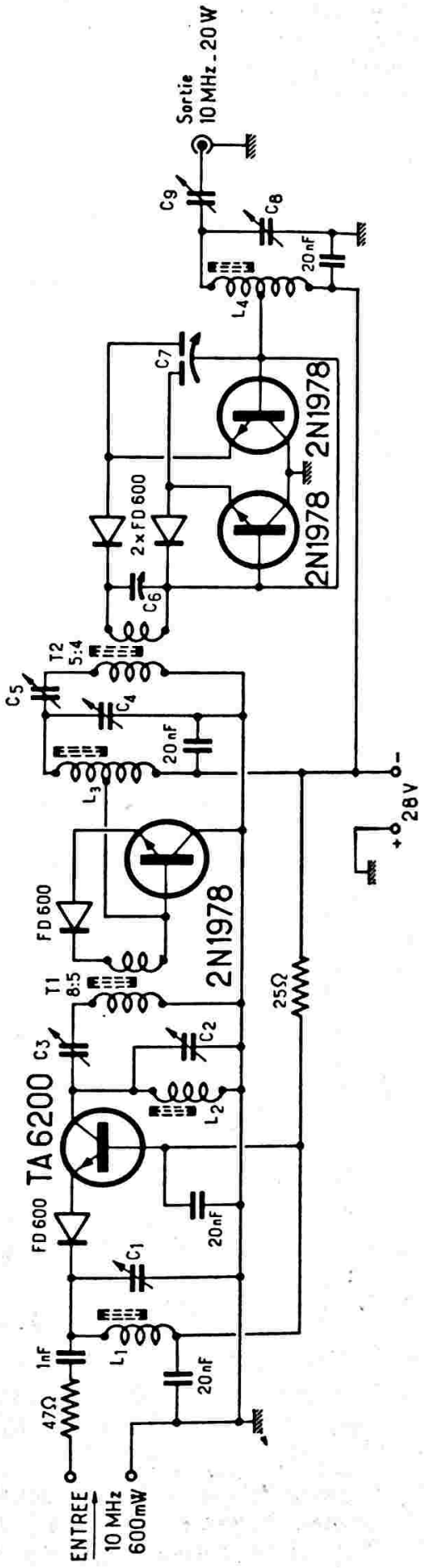



*Fig. V-121*

nous retrouverons encore des semi-conducteurs (transistors et diodes au silicium) dans certains montages d'alimentation (chapitre VI §§ 5 et 7). Egalement, et pour des raisons de moindre consommation sur l'accumulateur, on utilise souvent des modulateurs à transistors pour les équipements « mobiles » (chapitre XI § 3-I).

Enfin, nous ne citerons ici que pour mémoire, l'utilisation des transistors *en réception :* Adaptateurs O.C. (chapitre VIII, § 4 - 5°) et Adaptateurs V.H.F. (chapitre XV § 2).

Et puis, comme on le sait très bien, la technique des semi-conducteurs est en plein développement, et ils n'ont pas fini de nous étonner...

CHAPITRE VI

# Alimentations

Les montages d'alimentation pour récepteurs ou émetteurs ne diffèrent que par les valeurs de la tension et du débit redressés. Les schémas de principe sont presque tous identiques ; seuls, les organes sont de dimensions plus importantes dans le cas de l'alimentation d'un émetteur.

Evidemment, dès que l'on aborde la construction des redresseurs donnant une tension de 1.000 volts ou plus, le prix des accessoires monte en flèche ! De grandes précautions dans les bobinages (transfos) et dans les diélectriques (condensateurs) doivent être prises, vu la tension de travail. D'autre part, ces organes ne sont pas fabriqués en très grande série. Autant de points qui accroissent le prix de revient. Cependant, nous verrons certains montages astucieux et économiques qui permettent de résoudre élégamment la question.

L'enroulement C.F., chauffage filaments, est dimensionné suivant la tension exigée par les tubes équipant le récepteur (2,5, 4, 6,3 volts, etc.).

La valve V est du type standard : 506, 80, 80S, 5Y3, 5Y4S, etc., ou encore 5Z3, si le débit exigé est important. Les premiers types conviennent jusqu'à 125 milliampères, la 5Z3 jusqu'à 250 mA.

Le transformateur Tr est muni d'un écran électrostatique E, séparant le primaire des autres enroulements, écran relié aux tôles du noyau et à la masse. Nous représentons cet écran uniquement sur cette première figure ; car, en général, presque tous les transformateurs du commerce en possèdent un.

Au sujet chauffage des filaments de l'appareil à alimenter, précisons que si ledit

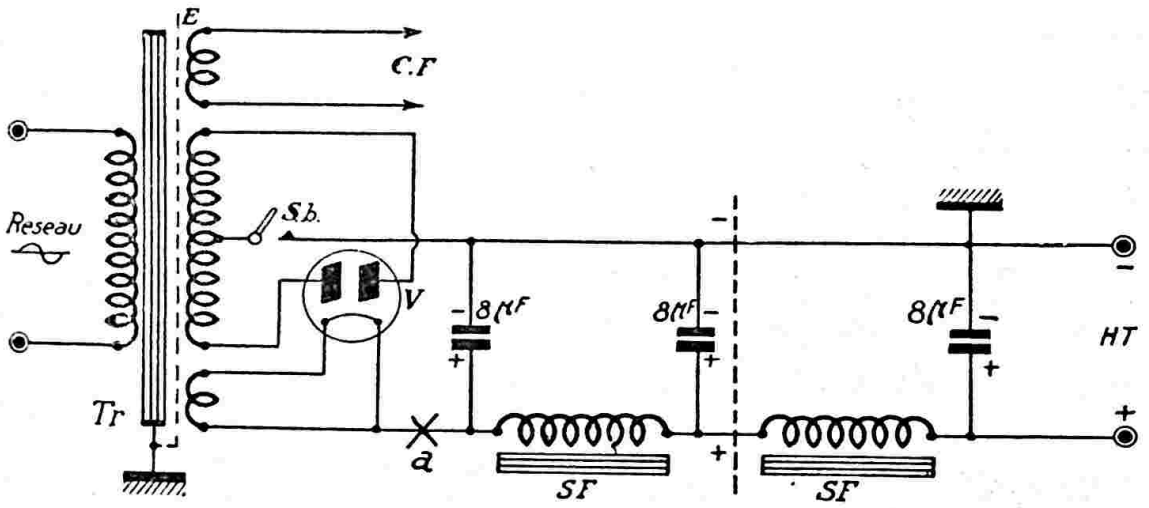



*Fig. VI-1*

## § 1. — Alimentations pour récepteurs

Nous débuterons naturellement par l'alimentation la plus simple (fig. VI-1), alimentation convenant pour un récepteur, par exemple.

appareil est un récepteur, on fait le câblage généralement avec un seul fil, le rôle du second fil étant tenu par le châssis ou les connexions de masse. En d'autres termes, l'enroulement CF a une de ses extrémités reliée à la masse.

Mais, si l'ensemble de la figure VI-1, par exemple, est destiné à alimenter un amplificateur B.F. *à gain élevé*, il est préférable, pour éviter les ronflements, de réaliser une ligne de chauffage équilibrée, c'est-à-dire à deux fils. Dans ce cas l'enroulement CF est connecté à la masse par son *point milieu ;* s'il n'en comporte pas, il est facile de faire un point milieu artificiel, à l'aide de deux résistances d'une trentaine d'ohms environ (voir fig. VI-2).

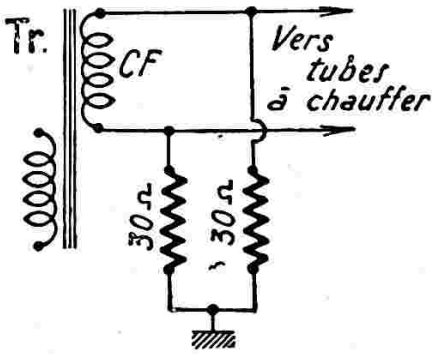



*Fig. VI-2*

Ce redresseur (fig. VI-1) est suivi de deux cellules de filtrage en $\pi$ ; mais on n'utilise parfois qu'une cellule (supprimer alors la partie située à droite du pointillé).

La valeur de la H.T. redressée et filtrée dépend de la tension appliquée aux plaques de la valve.

## § 2. — Alimentations pour émetteurs

Dans un émetteur, dans certains cas spéciaux, et en prenant quelques précautions, on peut réaliser une alimentation haute tension commune à divers étages (sauf pour le pilote V.F.O. qui doit toujours être alimenté séparément). Mais, en général, il est préférable que chaque étage soit muni de sa propre alimentation ; le fonctionnement est nettement amélioré, et la mise au point beaucoup plus commode.

Il découle de cela : que pour le pilote ou les étages séparateurs exigeant, en général, un débit moyen et une tension anodique pas trop élevée, on peut se contenter d'un redresseur ordinaire, comme celui qui est représenté sur la figure VI-1.

Mais dans le cas de l'alimentation d'un modulateur demandant, par exemple, 600 volts sous 200 mA — ou d'un amplificateur H.F. de puissance demandant 1.250

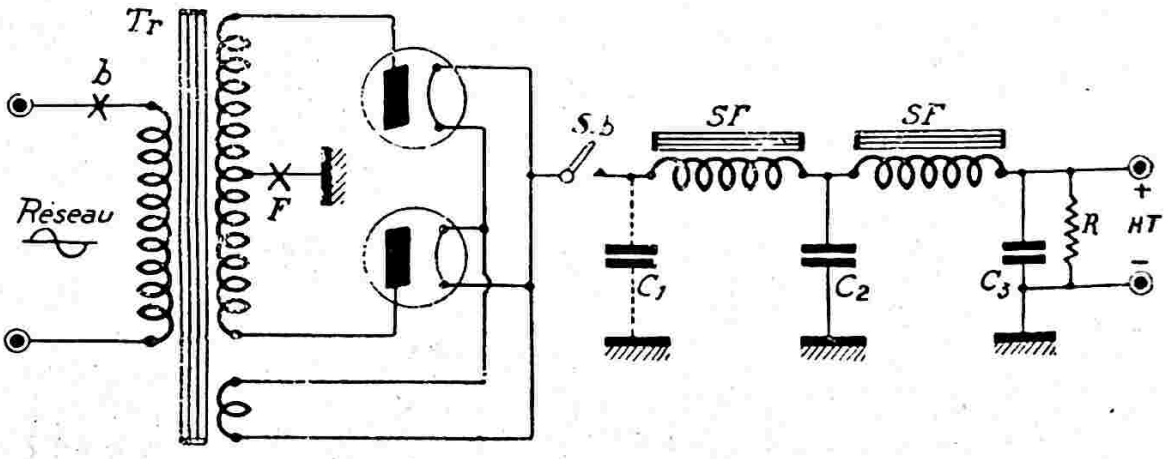



*Fig. VI-3*

Profitons de l'occasion pour préciser un point particulier : lorsqu'on dit qu'un transformateur donne 500 volts, par exemple, on sous-entend : 500 *volts efficaces*. Mais, en réalité, le transformateur fournit une tension de $V_{eff} \times \sqrt{2}$, soit 500 × 1,414, c'est-à-dire 700 V. environ. Cette tension est dite tension maximum (ou tension instantanée de pointe), et c'est elle que les condensateurs de filtrage ont à supporter, ne l'oublions pas, principalement pour la capacité placée en tête de filtre.

Enfin, $S_b$ est l'interrupteur dit « standing-by », qui permet la coupure et la mise en route immédiates du récepteur (trafic amateur), les filaments restant toujours sous tension. Cet interrupteur peut être intercalé aussi au point a *avant le filtre*.

volts sous 100 mA — le problème est plus complexe.

On peut mettre en œuvre un redresseur monté suivant la figure VI-3. La valeur de la haute tension redressée et filtrée dépend toujours, évidemment, de la tension appliquée sur les plaques des deux valves monoplaques.

$S_b$ est l'interrupteur « standing-by » permettant l'arrêt et l'enclenchement instantanés de la H.T. sur l'émetteur (ou l'étage de l'émetteur considéré).

Remarquons que le transformateur Tr. ne comportant pas d'enroulement pour l'alimentation « chauffage » de certains autres tubes de l'émetteur, on pourrait purement et simplement couper le réseau sur le primaire (interrupteur intercalé en b). Il est cependant préférable d'avoir recours à l'interrupteur monté comme il est indiqué (en $S_b$), ou interrupteur intercalé au point F ; les filaments des valves sont toujours bien chauds au moment de l'enclenchement de la H.T., d'où prolongation de la durée de « vie » de celles-ci. D'ailleurs, pour cette même raison, si l'on utilise des valves à vapeur de mercure, l'interrupteur « standing-by » sera *obligatoirement* placé, soit en $S_b$, soit en F.

Naturellement, si l'on dispose d'un transformateur *séparé* assurant le chauffage permanent des valves, il sera possible de couper la H.T. en agissant sur le primaire du transformateur alimentant uniquement les plaques des tubes redresseurs.

R est la résistance de saignée (ou bleeder) de 10.000 ohms environ (grosse dissipation), destinée à réguler sensiblement la tension.

Deux valves monoplaques sont utilisées ; s'il s'agit de valves à vapeur de mercure (genre 866A, par exemple), le condensateur $C_1$ en pointillé est à supprimer. Nous reviendrons, d'ailleurs, plus loin sur cette question. Disons tout de suite, cependant, qu'un filtre est dit à capacité d'entrée lorsque $C_1$ existe, et à bobine d'entrée lorsque $C_1$ est supprimé.

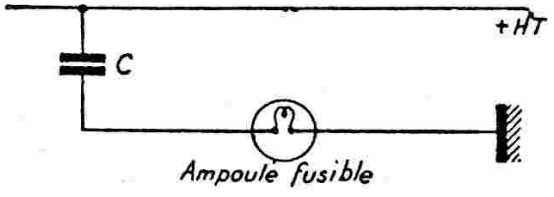



*Fig. VI-4*

Notons pour terminer qu'il y a toujours intérêt à placer une petite ampoule fusible au point F dans un montage redresseur. La consommation de cette ampoule étant choisie convenablement, en réalise ainsi un fusible efficace, d'une mise en œuvre simple et économique, et qui prévient des « coups durs » par la sécurité qu'il offre.

On peut prendre également la même précaution sur des condensateurs dont on n'est pas sûr de la qualité d'isolement du diélectrique, en intercalant une petite ampoule (de 0,1 ou 0,2 ampère, suivant la capacité) dans la connexion masse, par exemple (fig. VI-4). Si le condensateur claque, le filament de l'ampoule est volatilisé, mais aucun court-circuit ne se produit : valves et transfo sont protégés.

**Note concernant la réalisation des transformateurs par l'amateur.**

Qu'il s'agisse de transformateurs pour récepteurs ou émetteurs, la construction de ces organes est un travail qui tente de nombreux amateurs. Nous les rassurons tout de suite : c'est une besogne délicate, mais *très possible*. Cependant, nous ne donnerons ni abaque, ni tableau, ni exemple pratique concernant cette question qui sort un peu du cadre de cet ouvrage. Nos lecteurs trouveront tous les détails souhaités dans beaucoup de manuels pratiques d'électricité ou de radio ; il existe également de nombreux ouvrages consacrés uniquement à la construction des transformateurs utilisés en radio (1).

Nous nous bornerons à indiquer la marche à suivre pour le calcul d'un transformateur d'alimentation :

*a*) La section en cm² du noyau magnétique est déterminée par la formule :

$$S = 1{,}32 \sqrt{P}$$

P étant la puissance totale que doit fournir le transformateur exprimée en voltampères.

*b*) Le nombre de *tours par volt* du primaire est calculé au moyen de la formule :

$$n = \frac{10^8}{4{,}44 \,.\, B.S.F.}$$

B étant l'induction admise (en général : 10.000 gauss) ;

S la section du noyau en cm² ;

et F la fréquence du réseau.

Le nombre de tours total du primaire est évidemment :

$$N_1 = n \,.\, E_1$$

$E_1$ étant la tension du réseau.

*c*) Pour le nombre de tours du ou des secondaires, on appliquera la relation :

$$N_2 = \frac{N_1 \times E_2}{E_1}$$

dans laquelle

$N_2$ = nombre de tours du secondaire de tension $E_2$ ;

$N_1$ = nombre de tours du primaire alimenté par une tension $E_1$.

Néanmoins, on ajoutera 10 % à la valeur ainsi trouvée de $N_2$ pour tenir compte des pertes diverses.

(1) Notamment : *La Construction des Transformateurs*, par Marthe Douriau (éditions Librairie de la Radio)

*d*) La section du fil de cuivre à employer est calculée par la formule

$$S = \frac{I}{d}$$

dans laquelle

S = section en mm² ;

I = intensité en ampères parcourant le fil ;

*d* = densité de courant admise dans le fil.

Cette densité varie entre 2 ampères par mm² pour un transformateur d'une puissance de 0,5 kilovoltampère, et 4 ampères par mm² pour un transformateur de 50 voltampères.

Rappelons que pour le calcul de l'intensité primaire, on se base sur une puissance primaire de 10 % supérieure à la puissance totale secondaire.

Pour terminer, il est utile de conseiller l'emploi de fil émaillé de premier choix, de feuilles de papier paraffiné excellent, de ne pas laisser chevaucher les spires au bobinage (même une seule), etc. Sinon, à la mise en service, un arc s'amorce, et en une seconde c'est la destruction d'un travail de longues heures... principalement avec les transformateurs à très haute tension !

## § 3. — Filtrage

Il faut, d'abord, bien fixer les idées en rappelant qu'un condensateur d'une capacité donnée emmagasine 4 fois plus d'énergie sous 1.500 volts que sous 750 volts, par exemple, comme l'indique la formule classique d'électrostatique :

$$Q = C V^2$$

On en conclut immédiatement que, pour obtenir le même effet de filtrage sur 1.500 volts que sur 750 volts, un condensateur d'une capacité quatre fois moindre sera généralement convenable. Mais, plus l'impédance sur laquelle est appelé à débiter le filtre est faible (c'est-à-dire plus le débit exigé de l'ensemble redresseur et filtre est élevé), plus les capacités doivent être fortes.

Des condensateurs de filtrage économiques pour très haute tension peuvent être réalisés en montant en série plusieurs condensateurs devant servir sous tension réduite. Ainsi, sur la figure VI-5, nous utilisons 4 condensateurs électrochimiques de 8 µF, tension de service 450 volts, montés en série. Ils conviendront donc pour supporter une tension de 1.800 volts (admettons 1.500 volts, si l'on veut une marge de sécurité). La capacité résultante de l'ensemble est de 2 µF. C'est malgré tout un condensateur économique, si l'on compare son prix de revient à celui d'un condensateur de 2 µF 1.800 V. La seule précaution à prendre, dans cette réalisation, est de shunter chaque élément par une résistance de 500.000 ohms, qui assure une répartition uniforme de la tension aux bornes de chaque condensateur.

Notons enfin qu'il est toujours recommandé de placer entre le redresseur et le premier condensateur du filtre une *bobine à fer*, lorsqu'on utilise des valves à vapeur de mercure. Cette bobine tend à limiter le courant traversant les redresseuses. En effet, dans les valves à vide (kénotrons), les pointes de courant redressé sont limitées, tronquées par le courant de saturation. Dans une valve à vapeur de mercure (phanotrons), il n'en est rien, et le courant peut atteindre des valeurs exagérées et dangereuses. Avec un filtre à bobine d'entrée, on obtient, d'autre part, une bien meilleure régulation de la tension et la préservation du premier condensateur de filtrage contre les pointes du courant ondulé à filtrer.

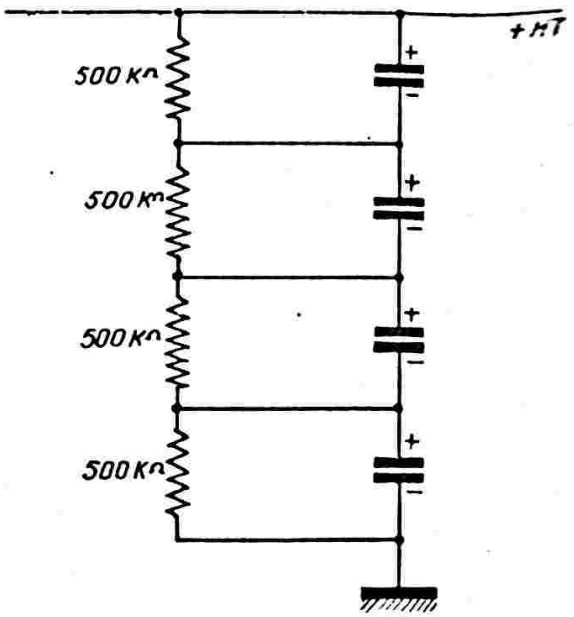



*Fig. VI-5*

## § 4. — Quelques montages de redresseurs H.T.

Outre les deux montages classiques vus précédemment, figures VI-1 et VII-3, nous allons voir d'autres systèmes moins classiques, mais cependant très intéressants.

La figure VI-6 donne le schéma d'une alimentation H.T. redressant une seule alternance à partir d'un réseau de distribution triphasé.

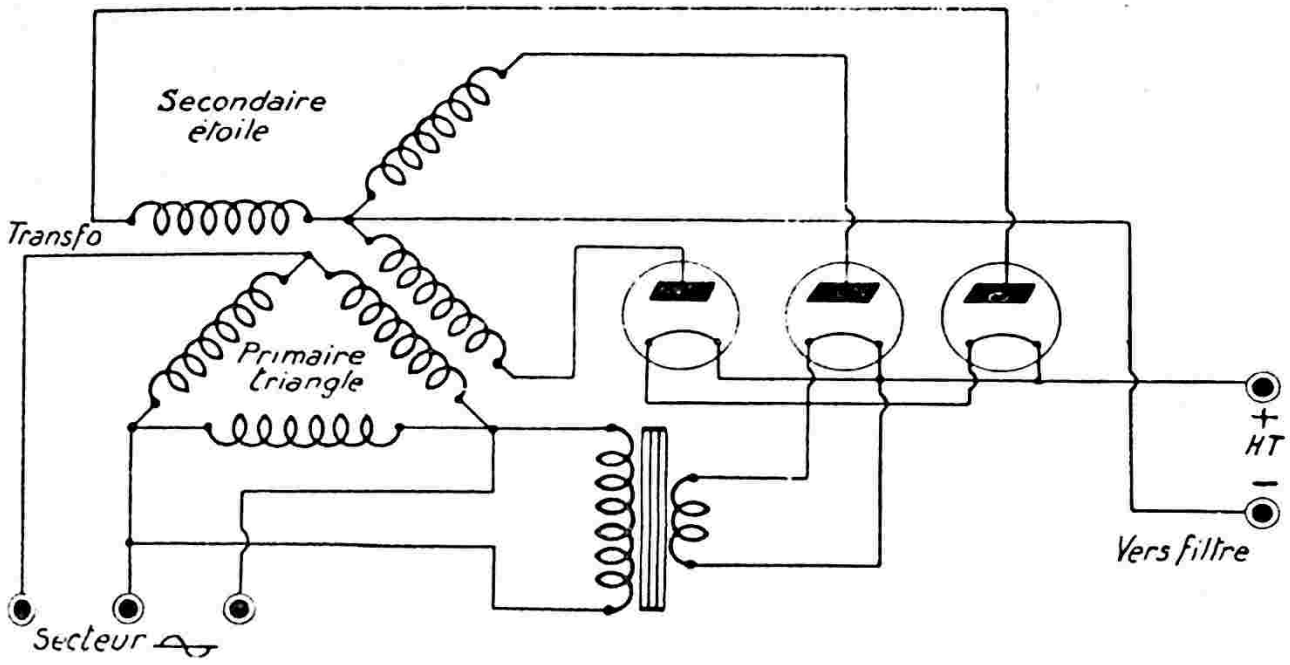



*Fig. VI-6*

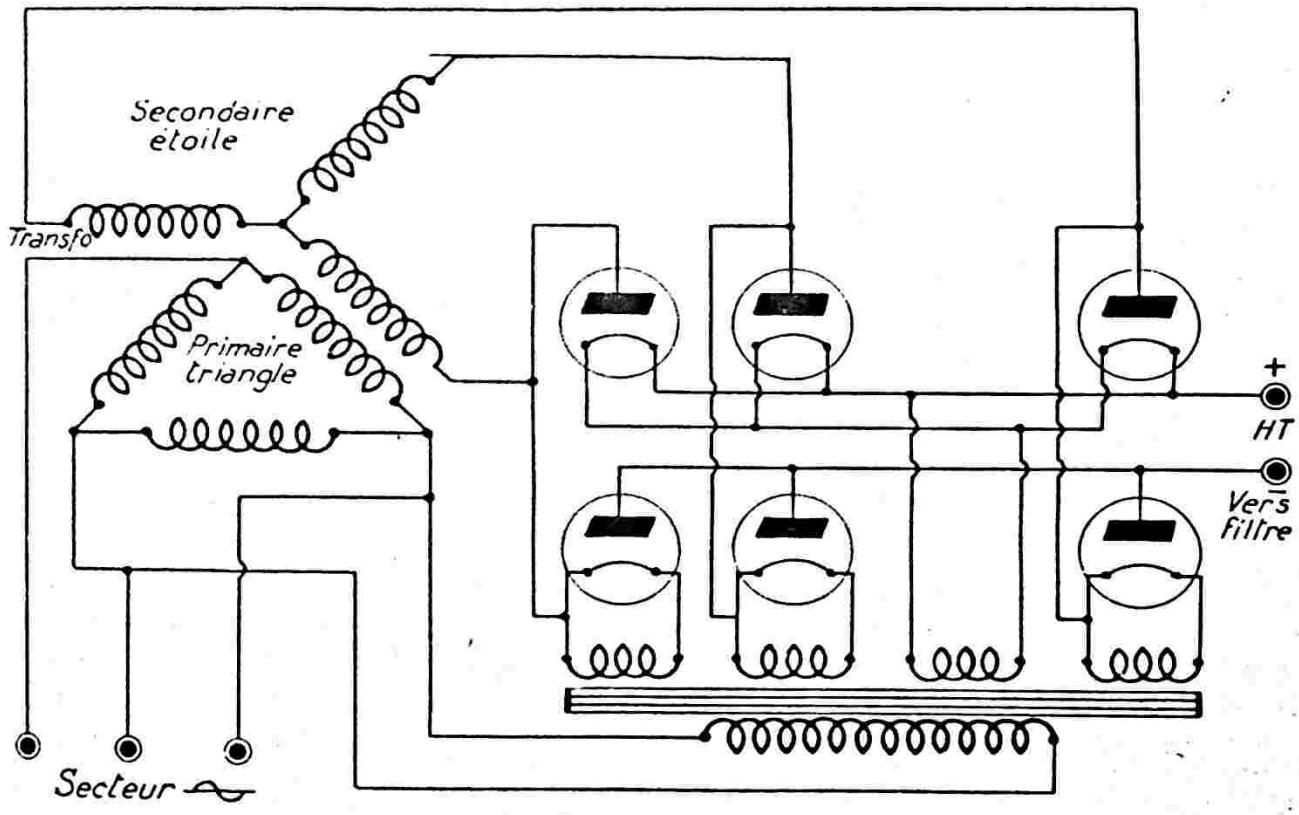



***Fig. VI-7***

Toujours depuis un secteur triphasé, la figure VI-7 montre le schéma d'une alimentation H.T. redressant les deux alternances.

Un montage économique et très intéressant, appelé « bridge rectifier », est indiqué sur la figure VI-8. Il nécessite l'emploi de trois redresseuses type 83, chauffées séparément. Avec ce montage, on peut obtenir sensiblement, en tension redressée, la tension totale disponible entre les extrémités du secondaire H.T. du transformateur (point milieu non utilisé). Prenons un exemple : un transformateur prévu pour 2 fois 500 volts, 150 mA, peut donner, avec ce système de montage, environ 1.000 volts redressés sous 100 milliampères.

Le bridge rectifier de la figure VI-8 est équipé d'un transformateur donnant

*plaques* du genre 866. Le principe du montage de la figure VI-8 est inchangé ; néanmoins, avec des valves monoplaques, quatre tubes (au lieu de trois) sont nécessaires : deux monoplaques devant remplacer la redresseuse centrale du schéma de principe, lampe fonctionnant en biplaque.

Enfin, le tableau de la figure VI-9-1 donne quelques exemples-types de montages redresseurs et les résultats que l'on peut en attendre.

Nous avons :

$E_{ht}$ = Haute tension redressée et filtrée (en volts).

$I_{ht}$ = Débit moyen haute tension (en milliampères).

$E_{alt}$ = Tension efficace (en volts).

$I_{alt}$ = Intensité efficace (en milliampères).

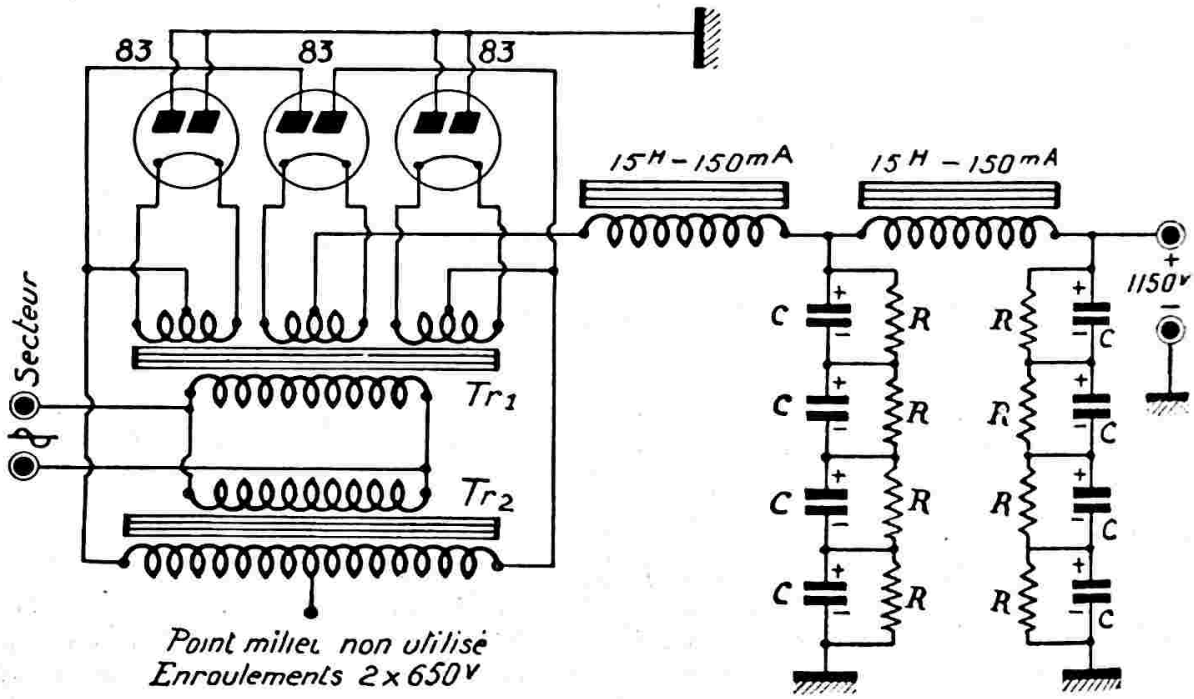



*Fig. VI-8*

2 fois 650 volts. A la sortie du filtre, composé de condensateurs électrochimiques ordinaires C de 8 µF 450 V., nous disposons de 1.150 volts sous 250 mA. Chaque capacité est shuntée, selon la précaution mentionnée plus haut, par une résistance de 100.000 à 500.000 ohms.

Si l'on désire obtenir une tension redressée plus importante, il faut évidemment choisir pour $Tr_2$ un transformateur donnant une tension plus élevée. Mais, à ce moment, les valves du type 83 risquent de ne pas « tenir ». Dans ce cas, il convient d'utiliser des valves à vapeur de mercure plus importantes. par exemple des *mono-*

Utilisant le principe du redresseur-bridge, nous donnons maintenant le schéma d'une alimentation *économique* pour émetteur : figure VI-9-2.

En effet, les débutants dans l'émission d'amateur ont constaté maintes fois, lors de l'établissement de leur budget, que la section « alimentation H.T. » est l'une des plus coûteuses, notamment du point de vue *transformateur*.

L'alimentation H.T. proposée dans les lignes qui suivent est économique puisque ne comportant que du matériel courant absolument standard.

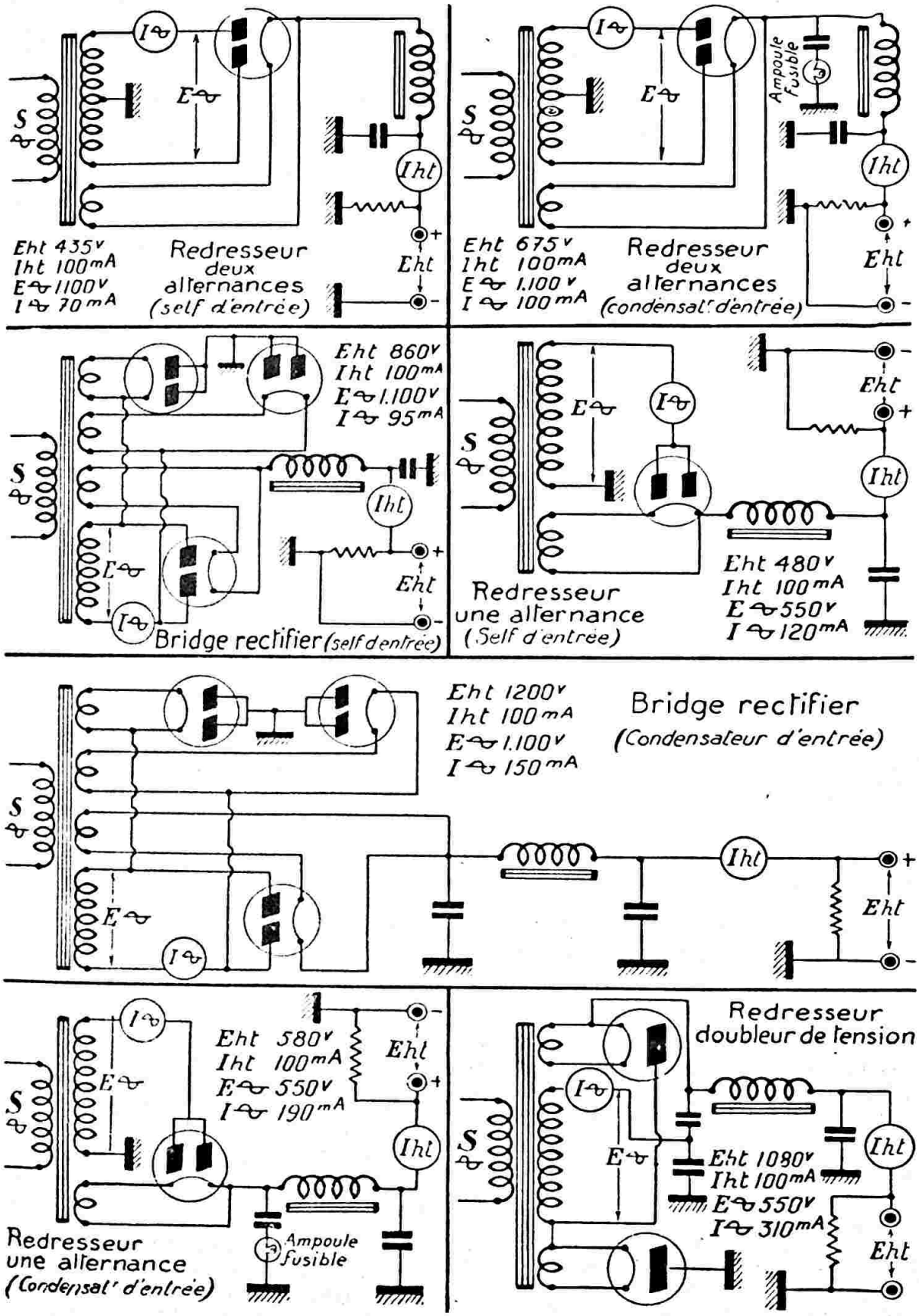

Eht 435v
Iht 100mA
E~ 1100v
I~ 70mA
Redresseur deux alternances (self d'entrée)
Eht 675v
Iht 100mA
E~ 1.100v
I~ 100mA
Redresseur deux alternances (condensat' d'entrée)
Ampoule fusible
Eht 860v
Iht 100mA
E~ 1.100v
I~ 95mA
Bridge rectifier (self d'entrée)
Redresseur une alternance (Self d'entrée)
Eht 480v
Iht 100mA
E~ 550v
I~ 120mA
Eht 1200v
Iht 100mA
E~ 1.100v
I~ 150mA
Bridge rectifier (Condensateur d'entrée)
Eht 580v
Iht 100mA
E~ 550v
I~ 190mA
Redresseur une alternance (Condensat' d'entrée)
Ampoule fusible
Redresseur doubleur de tension
Eht 1080v
Iht 100mA
E~ 550v
I~ 310mA

*Fig. VI-9-1*

Deux sorties haute tension ont été prévues :

a) La première ($HT_1$) convient pour l'alimentation de l'étage de puissance P.A.-H.F. de l'émetteur ; elle délivre une tension de l'ordre de 600 volts pour une charge consommant 90 à 100 mA.

b) La seconde ($HT_2$) convient pour l'alimentation des étages intermédiaires de l'émetteur ou pour l'écran du tube P.A. ; elle délivre une tension de l'ordre de 240 volts pour une charge consommant environ 30 mA.

EZ80, lesquels doivent être bien chauds lorsqu'on applique la tension sur le transformateur Tr. 2. La solution consistait donc à prévoir un transformateur (Tr. 1) de chauffage séparé que l'on mettrait en service le premier, disons une minute *avant* Tr. 2.

Certes, il eut été possible de monter simplement un interrupteur sur le primaire de Tr. 1 et un autre interrupteur sur le primaire de Tr. 2. Mais encore aurait-il fallu faire très attention à l'ordre d'enclenchement des interrupteurs, Tr. 1 devant être

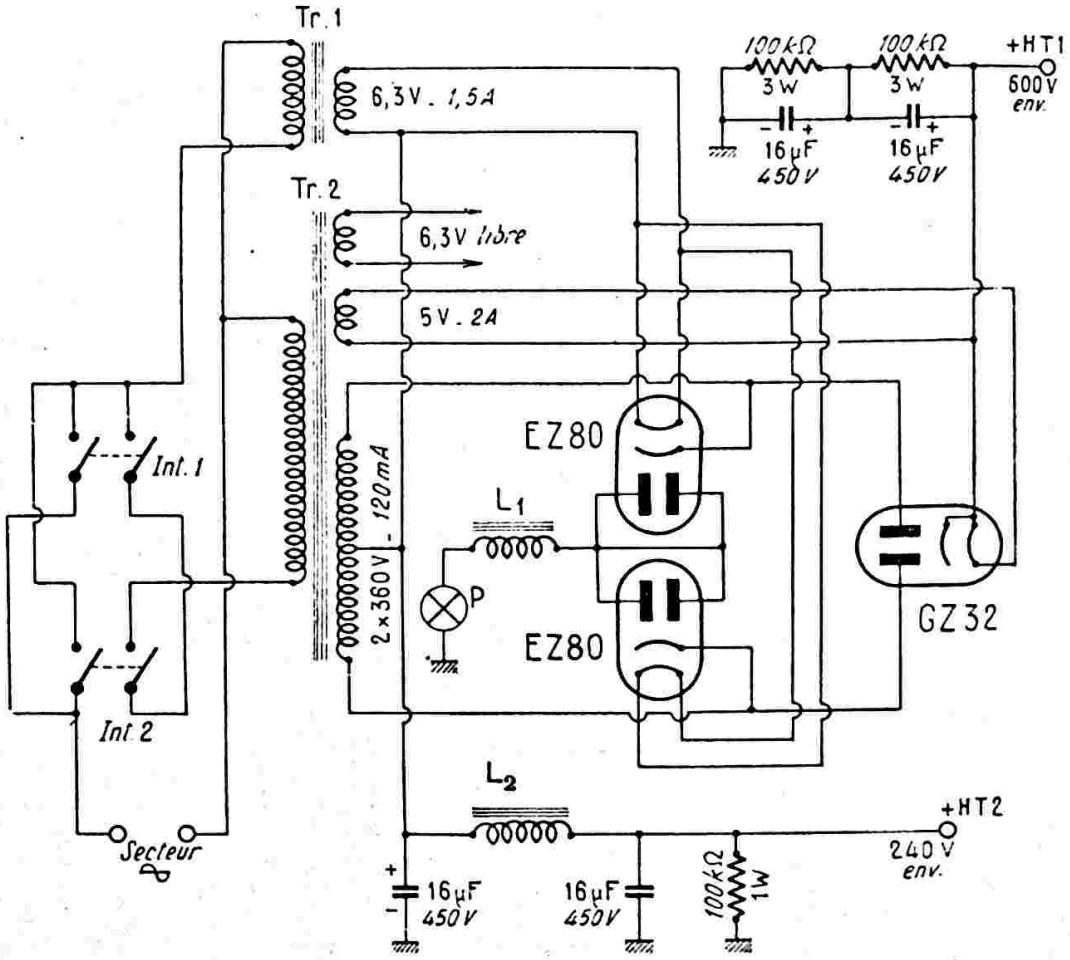



*Fig. VI-9-2*

Disons qu'il s'agit simplement d'un montage redresseur en pont comportant deux valves EZ80 (utilisées en monoplaque) et une valve GZ32 (utilisée normalement en biplaque).

Le transformateur haute tension proprement dit est Tr. 2 ; il s'agit d'un modèle très classique avec enroulement de chauffage de valve 5 V 2 A et enroulement HT de 2 × 360 $V_{eff}$ 120 mA. L'enroulement de chauffage à 6,3 V n'est pas utilisé.

En effet, les valves EZ80 sont chauffées séparément par un petit transformateur auxiliaire Tr. 1. Cette disposition est indispensable pour une longue vie des tubes mis en service le premier, rappelons-le. Or une fausse manœuvre est si vite faite !

De ce fait, au lieu d'utiliser deux interrupteurs *ordinaires*, nous avons préféré deux interrupteurs *doubles* Int. 1 et Int. 2, et réaliser le câblage représenté sur la figure. La sécurité devient alors totale. Il suffit d'enclencher les interrupteurs, *l'un après l'autre*, à une minute d'intervalle environ, mais dans n'importe quel ordre, cela n'a aucune importance. En effet, quel que soit l'interrupteur fermé en premier, soit Int. 1, soit Int. 2, ce sera toujours le transformateur Tr 1 qui sera alimenté le premier.

Notons, en passant, que ce montage spécial de sécurité à deux interrupteurs doubles

est extrêmement intéressant et qu'il peut trouver avantageusement de nombreuses applications dans bien d'autres montages.

Le filtrage de la sortie $HT_1$ comporte deux condensateurs électrochimiques ordinaires de 16 µF/450 V connectés en série et shuntés par des résistances de 100 kΩ-3 W carbone. Par ailleurs, $L_1$ est une bobine de filtrage à fer de 10 henrys, 120 mA, 200 Ω environ.

Sur la sortie $HT_2$, nous avons $L_2$, bobine de filtrage à fer type 50 mA, 250 à 350 Ω (pas critique). La résistance de 100 kΩ 1 W est simplement une résistance de décharge des condensateurs.

## § 5. — Transformation d'un courant continu en courant alternatif

### 1° Inverters.

Il est parfois intéressant de pouvoir transformer le courant continu d'un réseau de distribution en courant alternatif. On peut utiliser, pour cela, des convertisseurs statiques appelés « inverters », et utilisant des thyratrons. Nous avons exposé brièvement, au début de cet ouvrage, dans les notions fondamentales, le fonctionnement de principe d'un thyratron ; nous n'y reviendrons pas.

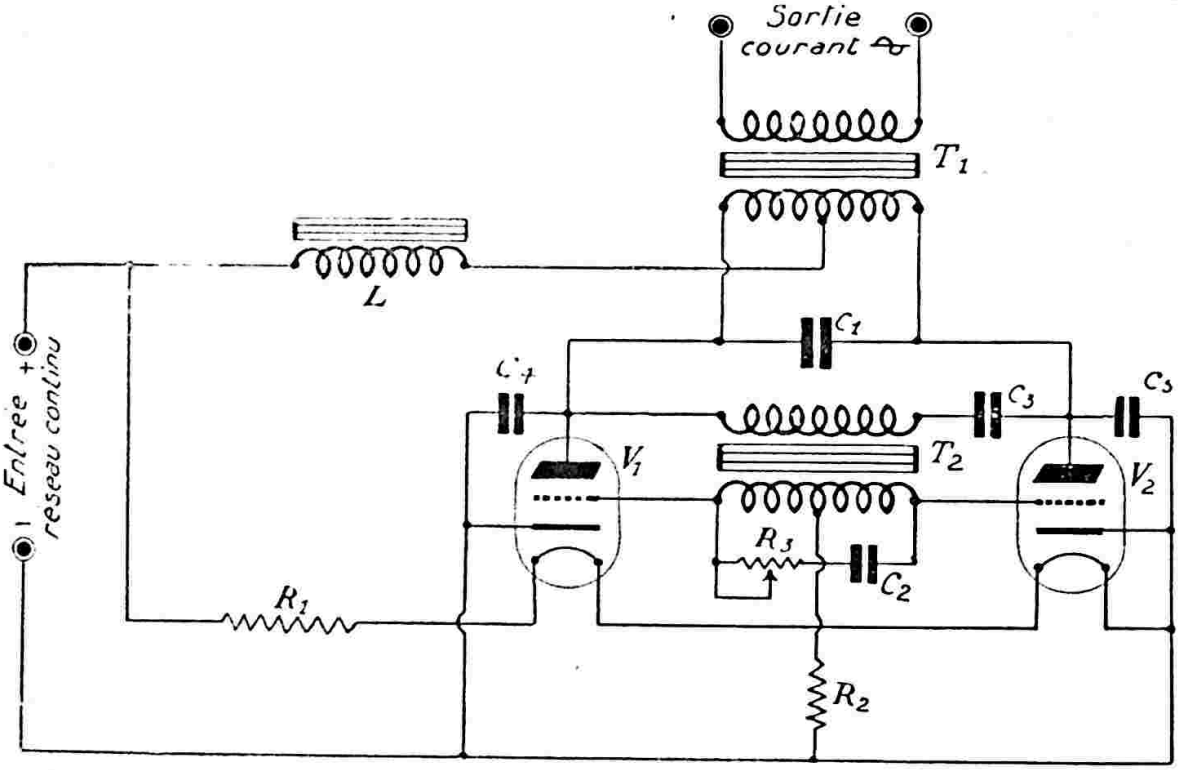



*Fig. VI-10*

Sur la sortie $HT_1$, les deux résistances de 100 kΩ 3 W tiennent aussi le même rôle ; mais de plus, elles servent à équilibrer les tensions aux bornes de chaque condensateur en série. Bien entendu, selon le fonctionnement de l'étage P.A.-H.F. à alimenter, il pourra être nécessaire de prévoir une résistance-shunt de régulation, connectée entre + $HT_2$ et masse (résistance-bleeder bobinée de 40 kΩ - 20 watts, par exemple).

Avec le filtrage préconisé sur la figure, la tension alternative résiduelle est de l'ordre de 0,4 % pour $HT_2$, et de moins de 3 % pour $HT_1$. Ce qui est très acceptable pour les courants débités.

Enfin, si l'on désire avoir la possibilité de couper la haute tension et de la ré-enclencher instantanément, précisons qu'il suffit d'intercaler un simple interrupteur au point P, dans le retour de la bobine $L_1$ à la masse.

Le schéma d'un inverter très courant est donné sur la figure VI-10.

$T_1$ est un transformateur avec primaire à point médian ; le rapport primaire/secondaire dépend, naturellement, de la tension continue dont on dispose et de la tension alternative que l'on désire.

$T_2$ est un transformateur de rapport 1 ; il peut être de faibles dimensions (genre transfo B.F., par exemple), son rôle étant uniquement de fournir la tension d'excitation sur les grilles des thyratrons $V_1$ et $V_2$.

La résistance $R_1$ chute la tension continue à la valeur nécessaire au chauffage des deux filaments de $V_1$ et $V_2$, montés en série.

$R_2$, d'environ 100.000 ohms, permet l'écoulement du courant grille.

La fréquence du courant alternatif disponible est définie par les constantes de

temps des circuits, et principalement par la valeur de $C_1$. D'autre part, la fréquence peut être ajustée exactement à la valeur désirée ordinairement entre 25 et 100 périodes/seconde) par le circuit $R_3$-$C_2$ en réglant $R_3$.

Quant au condensateur $C_3$, il donne à la variation de la tension d'excitation des grilles la phase convenable par rapport à celle de la variation du potentiel des anodes.

Pour amortir les amorçages du courant anodique et éviter certains parasites pouvant troubler les appareils à alimenter, on place entre les anodes et le — H.T. deux capacités $C_4$ et $C_5$ de 10.00 pF.

La bobine à fer L bloque le retour des oscillations alternatives sur l'entrée en courant continu.

**2° Vibreurs.**

On peut réaliser la transformation du courant continu en courant alternatif également au moyen de vibreurs. Cette façon de faire est généralement mise en œuvre pour l'obtention d'une tension anodique à partir d'une batterie d'accumulateurs basse tension (alimentation de poste voiture, de transceiver ou de tout appareil portatif).

Le vibreur transforme le courant continu basse tension en courant alternatif basse tension également, que l'on applique au primaire d'un transformateur. La tension est alors élevée au secondaire du transformateur et redressée par une valve, puis filtrée suivant le mode habituel.

Un montage de ce genre est donné sur la figure VI-11.

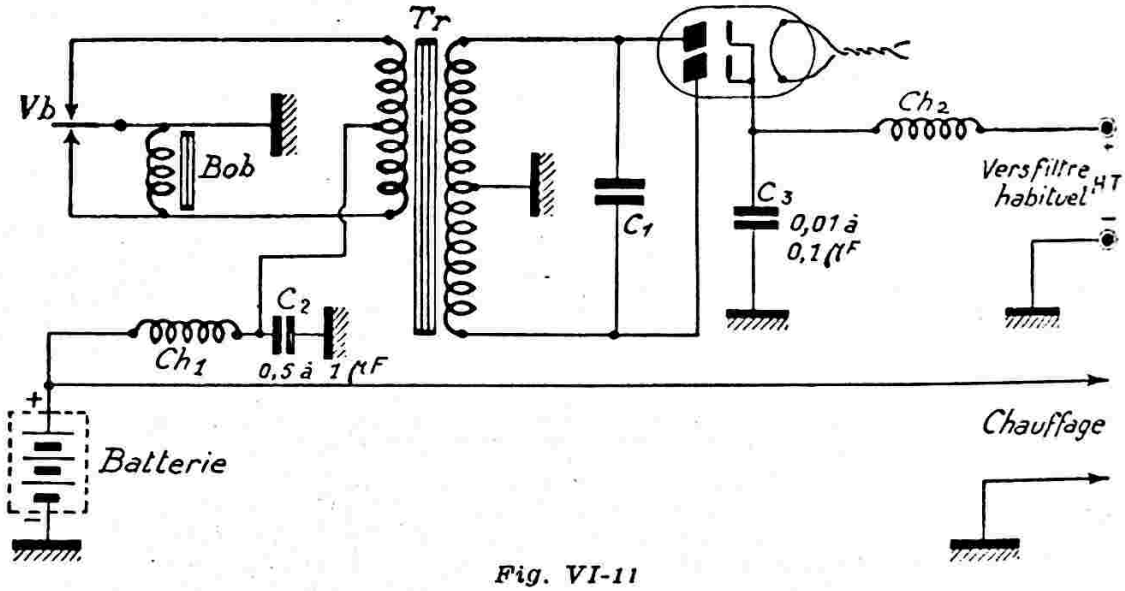



*Fig. VI-11*

En utilisant en $V_1$ et $V_2$ deux petits thyratrons GT1, on peut disposer d'une puissance alternative de 80 watts à partir d'un secteur continu de 220 volts.

D'une manière générale, la puissance maximum que fournit un « inverter » dépend de la tension inverse maximum que tient le thyratron et du courant qui peut le traverser.

On fait, d'ailleurs, actuellement des thyratrons qui, utilisés suivant le montage de la figure VI-10, peuvent fournir une puissance de... 1.000 kilowatts, et plus !

A titre documentaire, citons quelques thyratrons plus modernes et plus puissants que le GT1 ; tous sont chauffés sous 6,3 volts : Philips EC50, Sylvania 4C35, Raythéon 2D21, Mazda et Raythéon 2050, etc., etc...

Vb est le vibreur et Bob, sa bobine ;

$Ch_1$, bobine d'arrêt constituée par 50 tours de 20/10 ou 16/10, deux couches coton (suivant débit), sur un diamètre de 12 mm. ;

$Ch_2$, bobine d'arrêt 2,5 mH (type R 100, par exemple).

La valeur du condensateur $C_1$ est à déterminer expérimentalement ; elle varie ordinairement entre 500 et 30.000 picofarads (valve type 84, 6X5, etc...).

On peut supprimer la valve en utilisant un vibreur double (fig. VI-12). Le redressement se fait par les contacts supplémentaires du vibreur, en synchronisme avec la composante alternative créée précisément par lui. Nous avons donc un convertisseur qui opère la double transformation suivante : d'une part, transforma-

tion du continu B.T. en alternatif B.T. ; d'autre part, transformation de l'alternatif H.T. en continu H.T. Les autres éléments ont les mêmes valeurs sur la figure VI-11.

tant un grand nombre de lames en parallèle ont été construits, avec lesquels on peut pousser la puissance utile jusqu'à 1,5 kilowatt.

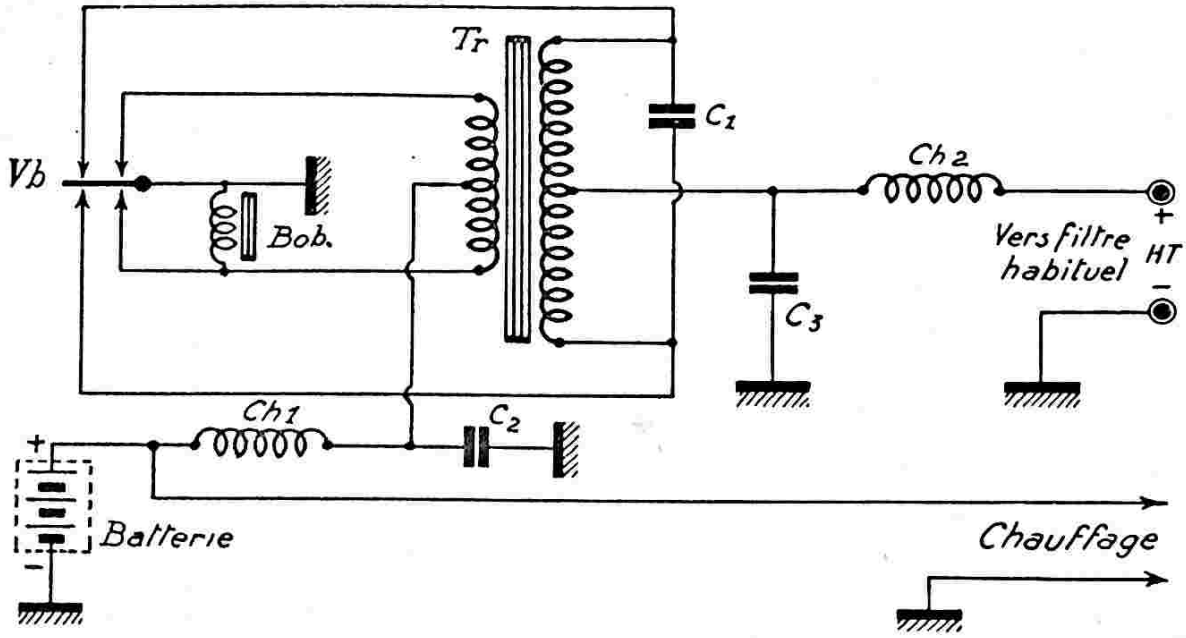



*Fig. VI-12*

On construit couramment des vibreurs pour des puissances allant jusqu'à 350 watts avec un rendement de 75 % environ. On est limité, au point de vue puissance, par les étincelles et les contacts. Néanmoins, des vibreurs spéciaux compor-

Enfin, sur la figure VI-13, nous donnons le schéma d'une alimentation mixte batterie-secteur.

Deux tablettes de sortie sont prévues, selon que l'alimentation est faite par le réseau ou par batterie. De plus, sur le

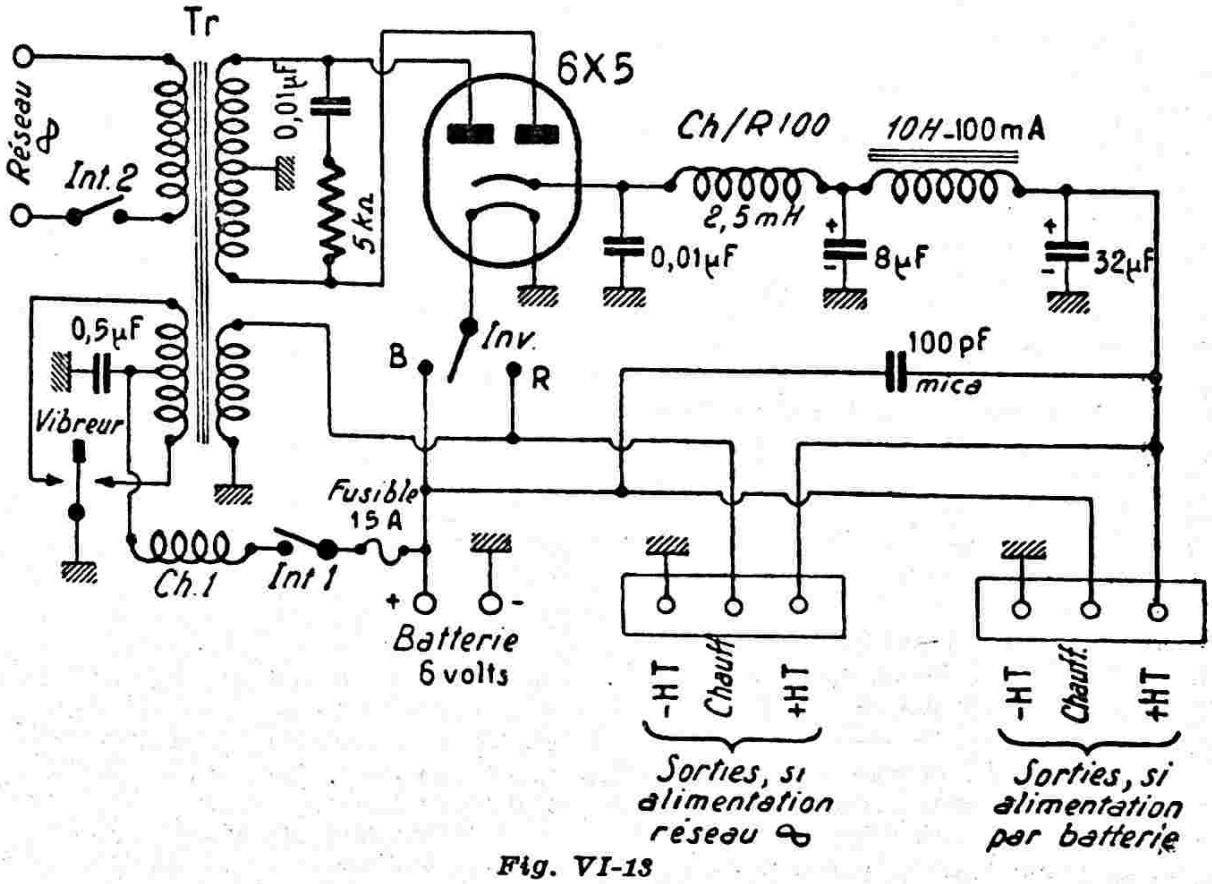



*Fig. VI-13*

réseau : Int.$_2$ est fermé, Int.$_1$ ouvert, et Inv. sur R ; sur batterie : Int.$_1$ est fermé, Int.$_2$ ouvert, et Inv. sur B. La bobine d'arrêt $Ch_1$ est constituée par 55 tours de fil de 20/10 de mm., deux couches coton, sur un mandrin de 25 mm. de diamètre. Naturellement, le transformateur Tr est spécial ; il comporte deux primaires, l'un pour le vibreur, l'autre pour le secteur.

Il existe de nombreux montages d'alimentation mixte batterie-secteur.

Nous signalons au lecteur intéressé par la question qu'un autre montage de ce genre d'alimentation mixte, utilisée dans l'équipement « émetteur-récepteur » d'une voiture automobile, est décrite au chapitre XVII, § 9-I.

### 3° Convertisseur rotatif ou génératrice.

En utilisant une génératrice, on n'est plus limité par la puissance ; il va de soi, cependant, que plus la puissance exigée sera grande, plus la génératrice sera encombrante !

Un montage de ce genre est donné sur la figure VI-14-1.

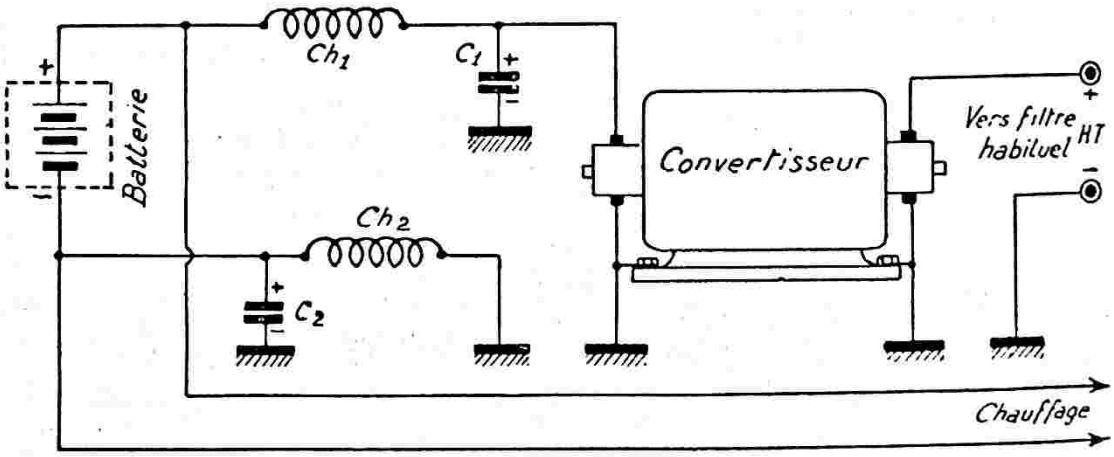



*Fig. VI-14-1*

Les bobines d'arrêt $Ch_1$ et $Ch_2$ identiques sont constituées de la manière suivante : on enroule 80 spires de fil 16/10 ou 20/10 deux couches coton (suivant débit) en quatre couches de 20 spires chacune, diamètre intérieur 8 mm.

$C_1$ et $C_2$, identiques également, sont des condensateurs électrochimiques de 50 µF 30 V.

La haute tension continue est filtrée à la sortie du convertisseur, selon le mode habituel, filtre en π par exemple, dimensionné suivant la valeur de la tension.

Si quelques crachements parasites, dus aux étincelles, subsistent, on peut shunter les condensateurs électrochimiques du filtre en π haute tension par des condensateurs au papier de 0,1 µF. Cette remarque s'applique également aux convertisseurs à vibreur vus plus haut.

Pour lutter contre les crachements, on peut monter également, à la sortie de la génératrice — comme avec les vibreurs — un filtre H.F. avec une bobine d'arrêt de 2,5 mH (genre R100) et un condensateur de 0,01 à 0,1 µF (revoir fig. VI-11).

Nous avons représenté sur la figure VI-14-1, une génératrice travaillant à partir d'une batterie d'accumulateurs ; mais il existe commercialement des génératrices dont l'entrée peut être attaquée par un réseau de distribution en courant continu 120 ou 240 volts. La suite du montage reste inchangée.

### 4° Alimentation H.T. à transistors

Dans le cas des ensembles émetteurs-récepteurs « portables » ou « mobiles », on emploie de plus en plus l'alimentation H.T. avec transistors. Un exemple d'un tel système d'alimentation est représenté sur la figure VI-14-2.

Partant de l'accumulateur 12 volts du véhicule, il est possible d'obtenir une haute tension de l'ordre de 400 volts (ou moins si on le désire) avec une intensité maximum de 300 mA.

L'oscillateur primaire en montage symétrique est équipé de deux transistors de puissance du type ADZ11 ou SFT265 ; cet oscillateur fonctionne sur une fréquence de l'ordre de 300 Hz environ.

Le transformateur est réalisé sur un circuit magnétique en « imphysil » type FA10U25. Le primaire comporte quatre enroulements A, B, C et D ; les enroulements A et D sont identiques, d'une part, et d'autre part, les enroulements B et C sont également identiques. Le secondaire est aussi

composé de deux enroulements E et F identiques l'un à l'autre. Voici d'ailleurs le mode de bobinage préconisé :

*a*) On commence par exécuter le demi-secondaire E en bobinant 300 tours de fil de cuivre émaillé de 45/100 de mm, à spires jointives et en couches successives.

*b*) Par dessus, après interposition d'une couche de papier, on réalise ensuite *simultanément* les primaires B et C, en enroulant *en même temps* deux fils de cuivre émaillé de 20/10 de mm ; chaque enroulement comprend 20 tours.

Le redressement est effectué par un pont composé de huit diodes au silicium ($D_1$ à $D_8$) connectées en série deux par deux et shuntées par des résistances de 1 MΩ 0,5 W. On peut utiliser des diodes OA210 ou SFR164 ; si l'on désire une plus grande marge de sécurité au point de vue « tension inverse », on pourra employer des diodes du type BY100.

Avec la fréquence de l'ordre de 300 Hz de l'oscillateur primaire, le filtrage H.T. est relativement aisé. Nous avons employé des condensateurs électrochimiques (type

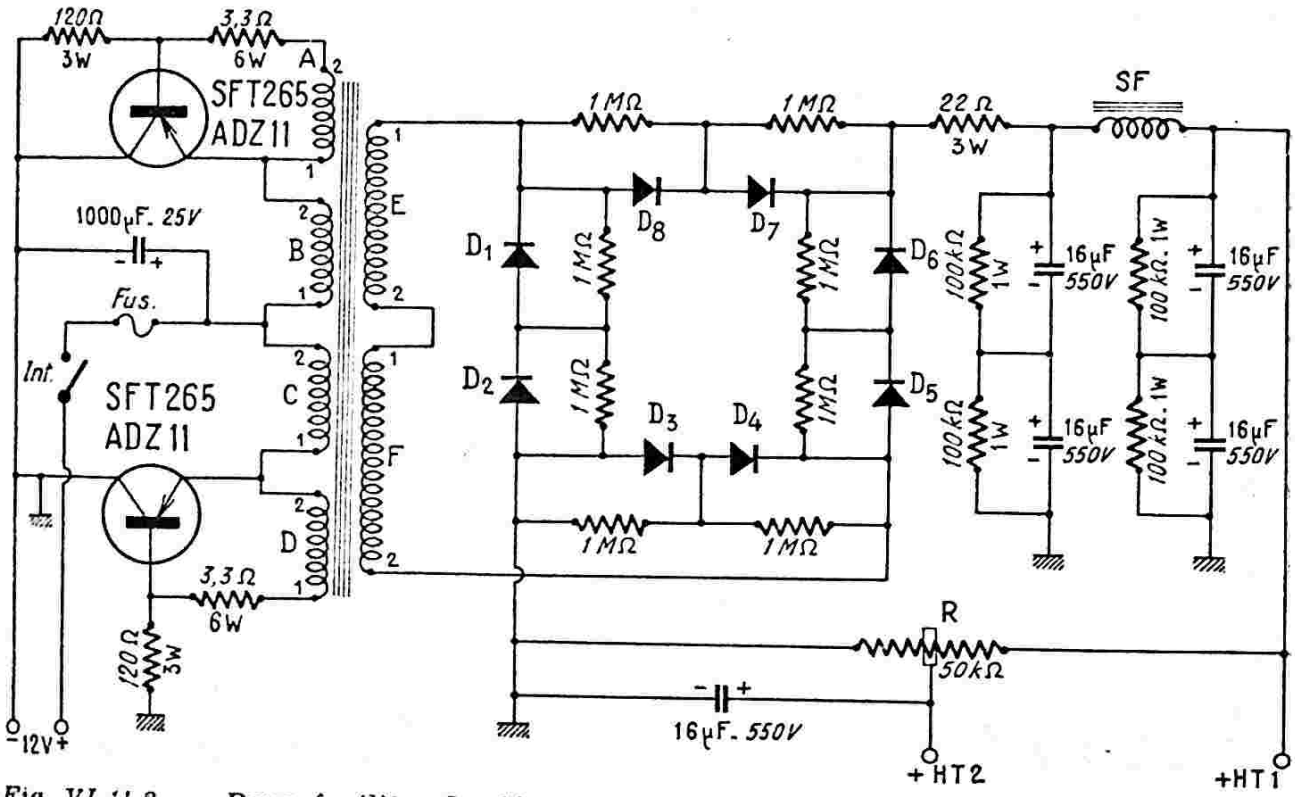



*Fig. VI-14-2. — Pour faciliter le démarrage des oscillations du circuit primaire, on peut provoquer une légère dissymétrie du montage en supprimant l'une des deux résistances de 120 Ω - 3 W.*

*c*) Par dessus encore et toujours après interposition d'une couche de papier, on exécute l'autre demi-secondaire F absolument identique au premier (300 tours de il 45/100 de mm).

*d*) Nouvelle couche de papier, et l'on bobine enfin *simultanément* les primaires A et D, en enroulant *en même temps* deux fils de cuivre émaillé de 6/10 de mm ; chaque enroulement comporte 10 tours.

Lors de l'exécution des bobinages, on veillera bien à ce qu'ils soient tous enroulés dans le même sens. D'autre part, on notera avec soin — à l'aide de souplissos de couleurs ou tous autres procédés de marquage — l'*entrée* et la *sortie* de chaque enroulement ; ceci, afin de connecter les diverses extrémités des enroulements entre elles comme il se doit conformément au schéma : 1 = début du bobinage ; 2 = fin du bobinage.

cartouche) de 16 µF/550 V connectés deux par deux en série et shuntés par des résistances de 100 kΩ 1 W.

La bobine de filtrage S.F. présente une inductance de 2 henrys (300 mA ; 100 Ω ; Védovelli type LF - 2 - 300).

Nous l'avons dit, selon la charge présentée par l'utilisation, la tension obtenue (+ $HT_1$) est de l'ordre de 400 volts. Eventuellement, on peut avoir besoin d'une tension intermédiaire (+ $HT_2$) ; pour cela, il suffit de monter une résistance R bobinée à collier réglable : résistance de 50 kΩ et d'une puissance de 30 à 40 W, selon l'intensité demandée à la dérivation + $HT_2$. On ajuste évidemment le collier pour l'obtention de la tension intermédiaire + $HT_2$ à la valeur requise.

Par contre, si une tension intermédiaire n'est pas nécessaire, une résistance R de

50 kΩ d'une puissance de 5 watts seulement suffira.

Enfin, si l'on désire une haute tension $HT_1$ de valeur moindre que 400 volts, il suffit de réduire *proportionnellement* les nombres de tours des secondaires E et F.

●

D'autres montages d'alimentation sont encore décrits dans cet ouvrage, notamment au cours du chapitre XVII § 9 (Equipements mobiles).

## § 6. — Stabilisation des alimentations

### 1° Régulation par fer-hydrogène.

Disons tout de suite que ce procédé régularise uniquement la tension du secteur appliquée aux transformateurs d'alimentation. La H.T. redressée et filtrée sera donc constante par rapport aux fluctuations du réseau, mais ne le sera pas par rapport aux variations du débit demandé par les appareils à alimenter.

La mise en œuvre est simple (fig. VI-15) : elle consiste à placer en série avec le primaire d'un transformateur une résistance fer-hydrogène auto-regulatrice Rég. (1).

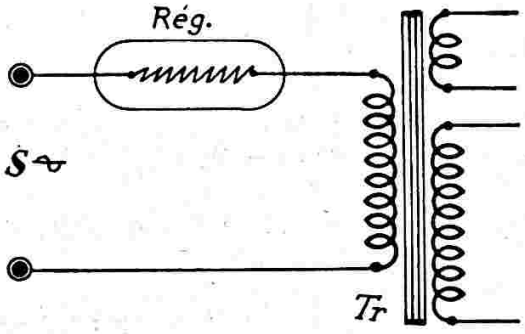



*Fig. VI-15*

La figure VI-16 montre la courbe de régulation d'une régulatrice fer-hydrogène. La partie AB de la courbe est la zone de régulation ; l'intensité I reste pratiquement constante entre les deux valeurs extrêmes $U_1$ et $U_2$ qui sont, en général, dans le rapport de 1 à 3.

Techniquement, $U_1$, $U_2$ et I définissent le régulateur à employer dans différents cas.

(1) Résistance en fer pur dans une ampoule à atmosphère d'hydrogène.

Il faut évidemment utiliser un transformateur dont le primaire tient compte de la chute de tension créée par « Rég ». On choisit comme tension fixe, pour cet enroulement, la différence $V - U_m$, V étant la moyenne des tensions extrêmes du secteur — maximum et minimum — et $U_m = (U_1 + U_2)/2$.

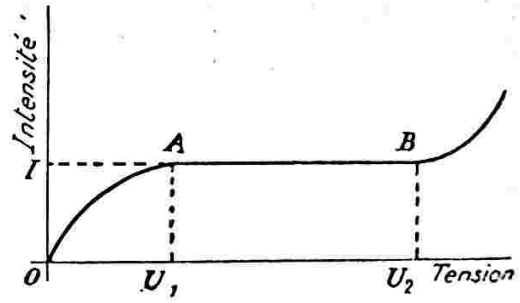



*Fig. VI-16*

Notons qu'une régulatrice fer-hydrogène, intercalée dans le primaire d'un transformateur d'alimentation, stabilise aussi bien la *tension de chauffage* que la H.T. si des variations de débit rapides ou excessives ne sont pas demandées à cette dernière.

### 2° Stabilisation par tube à gaz.

L'utilisation correcte de tubes régulateurs à gaz peut rendre de précieux services aux amateurs, qu'il s'agisse de postes émetteurs (régulation d'une tension donnée à partir d'un secteur instable, stabilisation de la haute tension d'alimentation d'un étage pilote, stabilisation d'une polarisation), ou qu'il s'agisse de postes récepteurs (stabilisation des tensions d'alimentation du tube oscillateur). Mentionnons aussi leur emploi fréquent dans les appareils de mesure (hétérodynes H.F., oscillateurs à battements B.F., voltmètres à lampes, etc.).

L'effet de régulation repose sur la propriété que possède un tube au néon, par exemple, de maintenir entre ses bornes, lorsqu'il est amorcé, une différence de potentiel pratiquement constante pour des variations très sensibles du courant qui le traverse.

Un tube régulateur de tension est essentiellement composé d'une ampoule avec son culot, dans laquelle règne une atmosphère gazeuse, à quelques centimètres de mercure de pression. Dans l'axe de l'ampoule sont les deux électrodes cylindriques

concentriques : l'électrode centrale est utilisée comme anode (donc, à relier au point de potentiel le plus positif). Les caractéristiques d'un tube régulateur sont déterminées par la nature de l'atmosphère gazeuse de l'ampoule, les dimensions des électrodes et la distance qui les sépare.

L'effet de régulation obtenu est vraiment appréciable, en regard de la simplicité du montage (ce dernier est donné sur la fig. VI-17) ; en fait, on réduit en moyenne de 90 % les variations de tension.

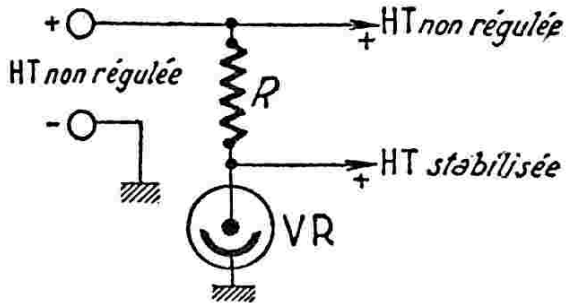



*Fig. VI-17*

Le tube régulateur VR est monté avec une résistance série R aux bornes de la H.T. ; cette dernière devra être plus élevée que la tension d'amorçage du tube. La tension d'amorçage (ou d'allumage) est ordinairement de 30 % supérieure à la tension de régulation qui, elle, est prise aux bornes du tube VR. Ainsi, pour le tube américain VR90-30 qui régule 90 volts à ses bornes, la tension d'amorçage est de 115 à 120 volts ; pour le VR150-30, prévu pour une tension stabilisée de 150 volts, la tension d'allumage est de 190 à 195 volts. Mais cela varie souvent d'un tube à l'autre dans un même type.

La résistance R doit être telle que, pour la valeur de la H.T. non régulée, le courant traversant le tube soit celui qui est indiqué par le constructeur ; sinon, il y a risque de détérioration du tube. Par exemple, dans les tubes VR105-30, VR75-30, etc., ce courant est de 30 mA. Il convient, d'ailleurs, de signaler, en passant, que dans les tubes régulateurs américains, le premier chiffre qui suit les lettres VR (voltage regulator) indique la tension régulée (en volts) ; le second chiffre, le courant devant traverser le tube (en milliampères) pour une intensité *normale*.

Cherchons à calculer la résistance interne d'un tube régulateur ; cette résistance interne $r$ est égale à $\frac{\Delta U}{\Delta i}$. Voyons ce que cela signifie, en nous reportant à la figure VI-17. Il est évident qu'une notable augmentation de valeur de la résistance R entraînera, néanmoins, une légère diminution de la tension aux bornes de VR, et ce, jusqu'à l'extinction du tube (désamorçage brusque). Prenons comme exemple le tube VR150-30. Supposons notre tube correctement monté ; on a 150 volts aux bornes et l'intensité traversant le tube est de 30 mA. En augmentant R notablement, amenons la tension aux bornes du tube à 148,75 volts ; puis, mesurons le courant traversant VR : il n'est plus que de 15 mA. Autrement dit, une variation $\Delta U$ de tension aux bornes de VR (soit, dans notre exemple : 150 — 148,75 = 1,25 V) entraîne une variation $\Delta i$ de courant dans le tube (soit 30 — 15 = mA). Donc, dans le cas du VR150-30, la résistance interne est de $\frac{\Delta U}{\Delta i} = \frac{1{,}25}{0{,}015} = 83$ ohms environ.

On sait, maintenant, calculer la résistance interne d'un tube régulateur, et nous allons dire que le rapport $r/R$ caractérise l'efficacité de la régulation. On voit immédiatement l'avantage de disposer d'une forte résistance R en série, d'après la relation approximative suivante, mais fort suffisante dans la pratique :

$$\frac{r}{R} = \frac{\Delta U}{\Delta E}$$

$\Delta E$ étant la variation de H.T. entraînant une variation $\Delta U$ pour la tension d'utilisation régulée. Pratiquement, dans un calcul rapide, on fait :

$$R \geqslant \frac{1.000\ (E - U)}{I}$$

R est donnée en ohms ; E est la valeur de la H.T. non stabilisée en volts ; U, la tension régulée en volts également ; I, le courant traversant le tube en milliampères.

Dans la relation précédente, nous avons écrit : R plus grand ou égal ; cependant, il ne faut pas exagérer cette valeur, car, dans tous les cas, la condition d'amorçage doit être satisfaite et... maintenue.

D'autre part, il est très important de noter que l'intensité du courant stabilisé ne devra jamais excéder l'intensité du courant traversant le tube VR.

Mais rappelons que, pour stabiliser le fonctionnement d'une pentode, il suffit de réguler simplement la tension d'écran.

Plus loin, nous donnerons les caractéristiques principales de quelques tubes régulateurs courants ; mais, en attendant, voici ce qu'un bricoleur peut faire, s'il

s'agit de la stabilisation d'un circuit n'exigeant qu'une consommation réduite (cas de l'étage oscillateur H.F. d'un récepteur). Prenons une ampoule au néon, genre témoin de réseau, dont l'aspect est donné sur la figure VI-18A. A la pince coupante, démolissons le culot avec soin, de façon

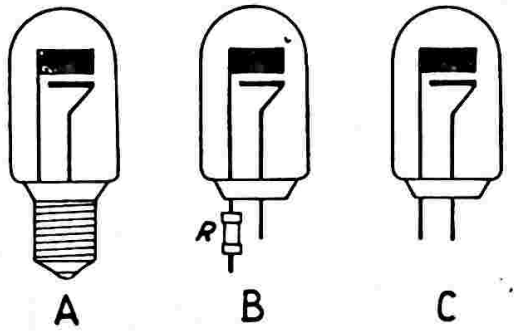



*Fig. VI-18*

à extraire la résistance limitatrice qui y est incluse (fig. VI-18B). A la fin de l'opération, il nous restera l'ampoule au néon seule, avec les fils de sortie des deux électrodes (fig. VI-18C). Nous disposons ainsi d'un petit régulateur excessivement économique, et qui convient parfaitement pour stabiliser la tension d'*alimentation écran* d'une pentode oscillatrice H.F. (récepteur changeur de fréquence à deux tubes) ; le schéma est donné sur la figure VI-19-1. Notons que l'on peut prendre, soit une ampoule au néon pour 110 V, soit pour

par un tube spécialement prévu pour cet usage... mais c'est tout de même mieux que rien !

Le type de tube au néon (témoin « secteur » très au courant que nous avons représenté sur la figure VI-18, n'est d'ailleurs pas le seul qui puisse être utilisé comme régulateur. Tous les tubes à gaz (dits « glow-tubes ») peuvent convenir dans cette fonction.

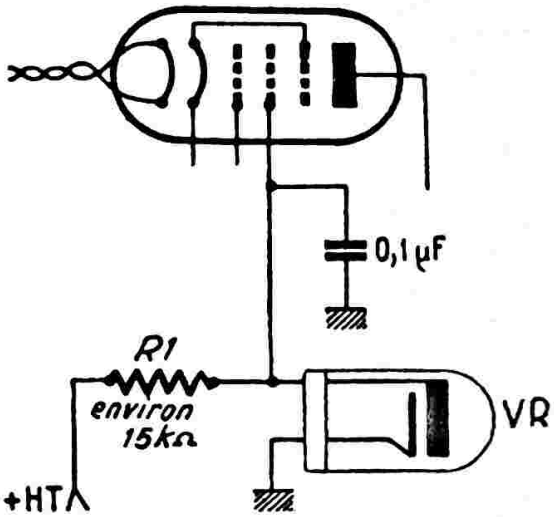



*Fig. VI-19-1*

Sur la figure VI-19-2, nous représentons toute la famille ! Tant qu'il s'agit des deux types de droite, modèle standard, culot octal (genre OD3) ou modèle miniature, culot 7 broches (genre OB2), il n'y a pas

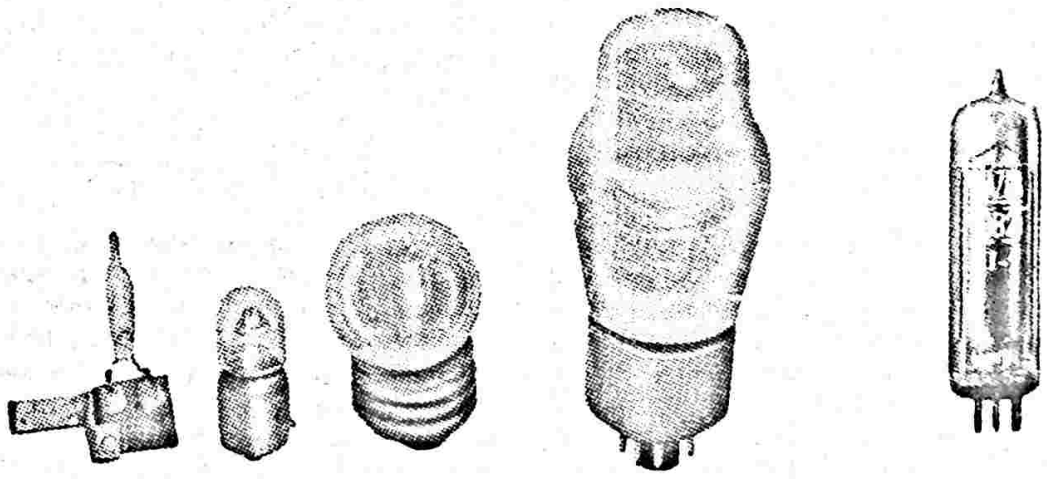


*Fig. VI-19-2. — De gauche à droite :* tubes NE2, NE16, (ou NC et ZGL Mazda), NE77, OD3/VR150 et OB2.

200 V. : en général, le tube proprement dit est le même ; seule la valeur de la résistance incorporée dans le culot — résistance que l'on supprime — diffère. Il ne reste qu'à déterminer la valeur de $R_1$, afin d'obtenir la tension d'écran requise et une consommation normale de VR. Il va de soi que la régulation obtenue avec un tube de ce genre est moindre que celle offerte

de problème : On trouve les deux caractéristiques essentielles (intensité interne maximum et tension de stabilisation) dans tous les lexiques ou vade-mecum de tubes radio.

Par contre, lorsqu'il s'agit d'un témoin-secteur (fig. VI-18) ou des trois types de gauche de la figure VI-19-2, c'est une toute autre affaire. Ces renseignements utiles dans l'utilisation que nous nous proposons

d'en faire, ne sont généralement publiés nulle part.

Il convient alors de relever soi-même les caractéristiques du tube à gaz qui nous intéresse. Pour cela, il suffit de réaliser le montage simple de la figure VI-19-3.

On dispose d'une source de tension continue de l'ordre de 200 V. Le tube à gaz à examiner est soumis à cette tension, mais en intercalant une résistance de protection **R** de 2 à 3 kΩ (davantage si nécessaire) et un potentiomètre **Pot,** monté en résistance

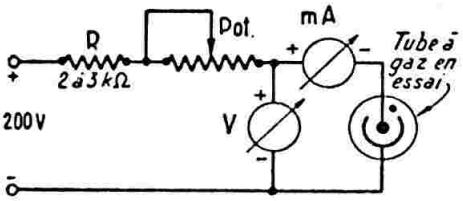



*Fig. VI-19-3*

variable. Ce potentiomètre va nous permettre de faire varier la tension appliquée au tube à gaz. Nous ne pouvons pas donner une valeur définie pour ce potentiomètre ; cela dépend évidemment du tube à examiner et, notamment de son intensité interne propre. Il est bien évident que plus l'intensité interne du tube est faible, plus la résistance du potentiomètre doit être élevée. Par mesure de sécurité, si l'on ignore tout du tube à essayer, on commencera avec un potentiomètre de forte valeur, quitte à en montrer un autre de valeur plus faible ensuite.

Dans ce montage, nous avons également disposé un milliampèremètre en série avec le tube pour mesurer son intensité interne, et un voltmètre indiquant la tension à laquelle est soumis le tube.

Nous débutons en appliquant une très faible tension au tube à gaz à examiner, et en manœuvrant le potentiomètre, nous allons augmenter progressivement cette tension.

Le graphique de la figure VI-19-4 illustre ce qui va se passer.

La tension indiquée par le voltmètre V va croître progressivement jusqu'à la valeur $E_1$, valeur à laquelle le tube s'amorce. $E_1$ est donc la tension d'amorçage. Dès l'amorçage, la tension tombe à la valeur $E_0$ ; notons alors l'intensité correspondante $I_1$.

Continuons à manœuvrer le potentiomètre. Nous nous apercevons que la tension $E_0$ n'augmente pas ; seule, l'intensité interne continue de croître, $E_0$, ainsi déterminée, est donc la tension de stabilisation.

L'intensité interne du tube va augmenter de $I_1$ jusqu'à $I_2$ et la tension $E_0$ restera *constante.*

Néanmoins, à partir du point $I_2$, on va s'apercevoir que la tension indiquée par le voltmètre recommence à monter. Le tube est surchargé ; il fonctionne dans des conditions anormales, et il faut rapidement faire « marche arrière ». En effet, en continuant dans ce sens, un arc passerait entre les électrodes et le tube serait détruit.

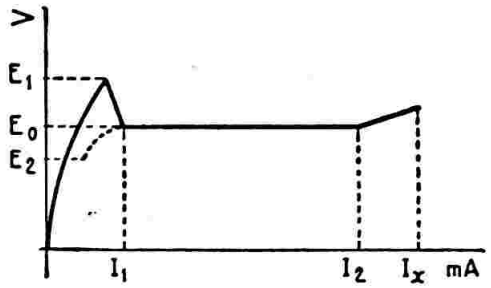



*Fig. VI-19-4*

L'intensité $I_2$ ainsi déterminée est donc l'intensité interne maximum du tube examiné. Rappelons encore ici, qu'un tube à gaz ne saurait stabiliser un circuit dont la consommation est supérieure à l'intensité interne du tube régulateur ; nous voyons que la connaissance de l'intensité $I_2$ est importante.

En faisant « marche arrière » comme nous l'avons dit, l'intensité interne va décroître de $I_2$ jusqu'à $I_1$, variation pendant laquelle $E_0$ tension de régulation, restera constante.

Au-dessous de $I_1$, la tension va baisser rapidement jusqu'en $E_2$, tension à laquelle le tube se désamorce. Il faut alors élever la tension jusqu'à la valeur $E_1$ pour que le tube s'amorce de nouveau.

Les caractéristiques suivantes :

$E_1$ = tension d'amorçage ;
$E_0$ = tension de stabilisation ;
$I_1$ = intensité interne minimum ;
$I_2$ = intensité interne maximum ;

sont donc très importantes à connaître, puisqu'elles indiquent si tel ou tel tube peut convenir à la régulation de tel ou tel circuit.

Nous nous sommes livrés à ces mesures sur quelques échantillons de tubes à gaz et nous les résumons dans le tableau ci-dessous.

Lorsqu'on désire réguler des tensions élevées, il suffit de monter plusieurs tubes en série (fig. VI-20-1). Il faut, naturellement, utiliser des régulateurs identiques au point de vue *intensité* les traversant. Les tubes des séries américaines sont intéressants pour cela ; en fait, ils consomment tous, en courant maximum, 30 mA pour la série miniature et 40 mA pour la série octale. Nous

avons vu qu'ils se font en plusieurs tensions (75, 90, 105 et 150 volts), ce qui permet de réaliser de nombreuses combinaisons fournissant autant de valeurs de tension régulée.

Si l'amorçage se révèle difficile, il suffit de shunter chaque tube par une résistance de 250 kΩ à 500 kΩ, comme le montre la figure.

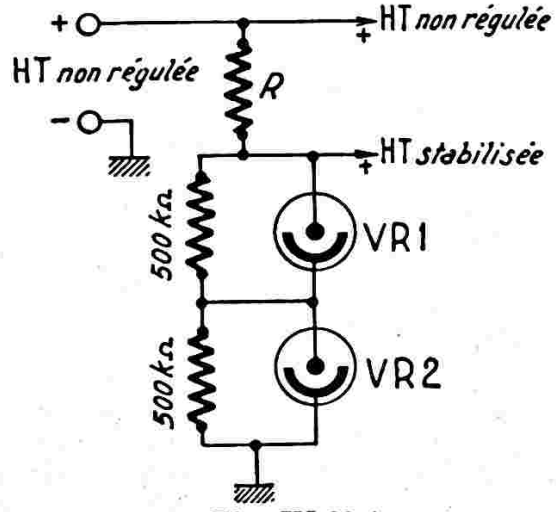



*Fig. VI-20-1*

Notons également que l'on peut aussi utiliser la tension stabilisée intermédiaire en se connectant *entre* les deux tubes régulateurs.

Les gaz de remplissage employés dans les régulateurs sont généralement : le néon, l'hélium et l'hélium + vapeur de mercure. Tout ce que nous avons exposé ci-dessus, ainsi que les formules, s'appliquent de la même façon pour tous, et la courbe de régulation est sensiblement identique ; hélium, mercure : lueur violette ; néon : lueur rouge orangé).

Dans le tableau précédent, nous avons vu les caractéristiques essentielles des tubes types américains courants.

Ci-après, nous allons donner quelques autres tubes régulateurs. Dans la parenthèse qui suit le type du tube, le premier chiffre indique la tension régulée en volts ; le second chiffre, sa consommation propre en milliampères (ou, par conséquent, la consommation maximum que l'on peut « tirer » sur la source stabilisée.

*Américains (compléments) :* IB47 (82-2) ; 874 (90-45) ; 991 (60-2) ; 1265 (90-25) ; 1266 (70-35).

*Européens :* STV 75/15 (75-15) ; 4357 (85-40) ; 4687 (85-40) ; 100E1 (90-200) ; 874 (125-50 ; 7475 (90-8) ; 13.201 (90-200) ; STV 150/200 (140-200) ; STV 150/20 (150-30) ; 105AI (155-8) ; 150C1 (155-40) ; STV280 (285/80) ; STV280/150 (285-150). Enfin, le STV280/40, de consommation 40 mA, donne respectivement sur ses quatres anodes : 285, 214, 142 et 71 volts.

●

La stabilisation des hautes tensions d'alimentation n'offre généralement aucune difficulté. Selon la tension à réguler (75, 90, 105 ou 150 V), il suffit de choisir le tube à gaz convenable, c'est-à-dire un tube dont la tension aux bornes — après amorçage — est égale à la tension stabilisée désirée. Pour des tensions supérieures à celle que nous indiquions ci-dessus, on se souvient qu'il est possible de monter plusieurs tubes stabilisateurs en série.

Par contre, ce qui est moins connu est la possibilité d'obtenir des tensions stabilisées de faibles valeurs en utilisant deux tubes régulateurs à gaz différents (1).

Lorsqu'on désire obtenir une tension régulée de faible valeur, avec un bon facteur de stabilité, il est possible d'utiliser le montage différentiel représenté sur la figure VI-20-2, montage équipé de deux tubes à gaz de tensions différentes.

Sur notre schéma, nous avons :

$E_e$ = tension d'entrée ;

| Type | $E_e$ | $E_1$ | $I_1$ | $I_2$ |
|---|---|---|---|---|
| NE 16 | 68 | 92 | 0,4 | 2 |
| OA3 - VR75 | 75 | 100 | 5 | 40 |
| NE 2 | 78 | 96 | 0,2 | 1 |
| OB3 - VR90 | 90 | 110 | 5 | 40 |
| OB 2 | 108 | 115 | 5 | 30 |
| OC3 - VR105 | 105 | 115 | 5 | 40 |
| NE 27 | 130 | 150 | 0,5 | 4 |
| OA 2 | 150 | 156 | 5 | 30 |
| OD3 - VR150 | 150 | 160 | 5 | 40 |
| | (V) | (V) | (mA) | (mA) |

(1) « Le Haut-Parleur » n° 1 072.

$E_1$ = première tension stabilisée obtenue par le tube régulateur VR1 ;

$E_2$ = seconde tension stabilisée obtenue par le tube régulateur VR2 ;

$E_r$ = tension régulée disponible pour l'utilisation.

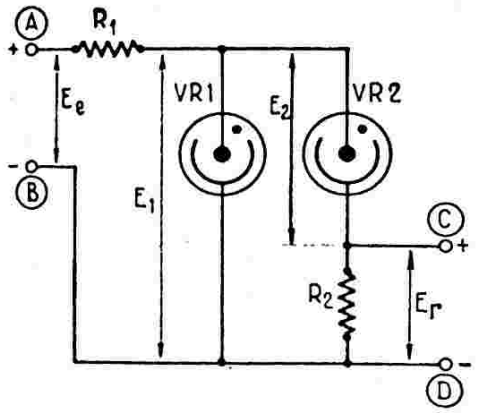



*Fig. VI-20-2*

Cette tension régulée $E_r$ est déterminée par la différence entre les tensions stabilisées $E_1$ et $E_2$.

$$E_r = E_1 - E_2$$

Les tensions $E_1$ et $E_2$ restant déterminées par le choix des régulateurs $VR_1$ et $VR_2$, il est évident que diverses combinaisons sont possibles.

En effet, en ne faisant appel qu'aux tubes régulateurs à gaz de « caractéristiques américaines » suivants :

OA3 (VR75), OB3 (VR90), OC3 (VR105), OB2, OA2 ou OD3 (VR150), dont les tensions de régulation sont dans l'ordre :

75, 90, 105, 108 et 150 volts, on s'aperçoit que par différence nous pouvons déjà obtenir les tensions stabilisées suivantes :

3, 15, 18, 30, 33, 42, 45 et 60 volts.

Avec d'autres tubes régulateurs (types « européens » ou « allemands », par exemple), il existe encore de nombreuses combinaisons possibles.

Les relations permettant de déterminer rapidement les résistances $R_1$ et $R_2$ sont les suivantes :

$$R_1 = \frac{E_e - E_1}{I_1 + I_2}$$

$$R_2 = \frac{E_1 - E_2}{I_2}$$

$I_1$ et $I_2$ sont les intensités consommées respectivement par les tubes régulateurs $VR_1$ et $VR_2$.

Pour $I_1$, on peut admettre une intensité de l'ordre de 30 mA. Quant à l'intensité $I_2$, on peut la limiter vers 10 mA.

Par ailleurs, la tension d'entrée $E_e$ doit être suffisante pour assurer l'amorçage du tube $VR_1$.

Donnons un exemple : soit à obtenir une tension stabilisée $E_r$ de 18 volts. Nous choisirons un tube $VR_1$ du type OB2 ($E_1$ = 108 V) et un tube $VR_2$ du type OB3 ($E_2$ = 90 V). Nous avons bien $E_1 - E_2$ = 108 — 90 = 18 volts. Si nous partons d'une tension d'entrée $E_e$ de 140 V et si nous faisons, comme nous l'avons dit, $I_1$ = 0,03 A et $I_2$ = 0,01 A, nous pouvons calculer les valeurs des résistances $R_1$ et $R_2$.

Nous avons :

$$R_1 = \frac{140 - 108}{0{,}03 + 0{,}01} = 800\ \Omega$$

$$R_2 = \frac{108 - 90}{0{,}01} = 1\,800\ \Omega$$

Puissance de la résistance $R_1$ :

$32 \times 0{,}04 = 1{,}28$ W ; soit type 2 W.

Puissance de la résistance $R_2$ :

$18 \times 0{,}01 = 0{,}18$ W ; soit type 0,5 W.

Comme l'on peut en juger, dans tous les cas, les calculs sont tout à fait élémentaires et à la portée de tous les amateurs.

Dans le montage représenté sur la figure, lorsqu'on veut disposer d'une tension stabilisée $E_r$ positive, c'est évidemment le point D (ou le point B) qui est à la masse.

Cependant les tensions *de faible valeur* stabilisées sont surtout recherchées pour les polarisations : ce qui signifie que la tension régulée $E_r$ doit être négative par rapport à la masse. Dans ce cas, c'est le point C — et ce point uniquement — qui doit être connecté à la masse. Il n'y a pas de liaison à la masse, non plus, sur le redresseur fournissant la tension d'entrée $E_e$. Etait-il nécessaire de le rappeler ?

Enfin, précisons que l'action de régulation des tubes à gaz est absolument instantanée.

●

### 3° Stabilisation par diode Zener.

Parmi les semi-conducteurs modernes, on dispose de certains types de diodes à cristal (diodes à jonction *p.n*) avec lesquelles on met plus particulièrement à profit l'effet Zener ; pour cela, on les appelle précisément *diodes Zener*.

Rappelons brièvement ce qu'est l'effet Zener : Dans le sens direct, la diode présente un courant direct élevé ; en même temps, la résistance inverse étant élevée, le courant inverse est négligeable. Au-delà d'une certaine tension inverse caractéristique (ou tension de Zener), le courant inverse croît brutalement. La tension aux bornes reste donc indépendante de l'inten-

sité et l'on comprend que l'on soit en présence d'un dispositif régulateur de tension extrêmement simple.

Une utilisation courante est montrée sur la figure VI-20-3 ; la résistance en série R est calculée compte-tenu de la consommation propre de la diode et de la consommation du circuit d'utilisation représenté par $R_u$. La tension de la source doit donc être nécessairement supérieure à la tension stabilisée requise. Bien entendu, la stabilisation est correcte sous réserve que l'intensité consommée par le circuit d'utilisation ne dépasse pas les possibilités de la diode.

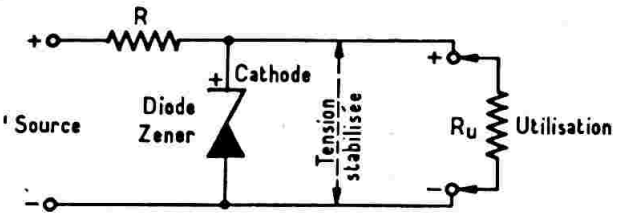



*Fig. VI-20-3*

La tension stabilisée est évidemment égale à la tension nominale de référence (ou tension de Zener) de la diode.

Il est également possible de réaliser une stabilisation plus souple pour l'adaptation (s'il s'agit, par exemple, de l'alimentation d'appareils présentant diverses valeurs de consommation) en combinant diode Zener et transistor, la diode commandant le transistor. C'est ce que nous verrons plus loin avec le montage d'alimentation stabilisée 9 V décrite au paragraphe 8.

●

### 4° Régulateurs automatiques H.T.

Ce système (fig. VI-21) délivre une tension régulée parfaitement stable, quels que soient le débit demandé ou les variations du secteur. Le tube régulateur est une triode de puissance à grande pente et résistance interne faible. La 2A3 convient parfaitement ; on peut utiliser également une 6A5 à chauffage indirect ; mais, dans ce cas, le départ du + H.T. régulé se fait sur la cathode du tube. Le tube 2A3 est commandé par un tube à pente fixe 6J7, dont la polarisation cathodique est régulée par un tube au néon VR ; on peut, si l'on

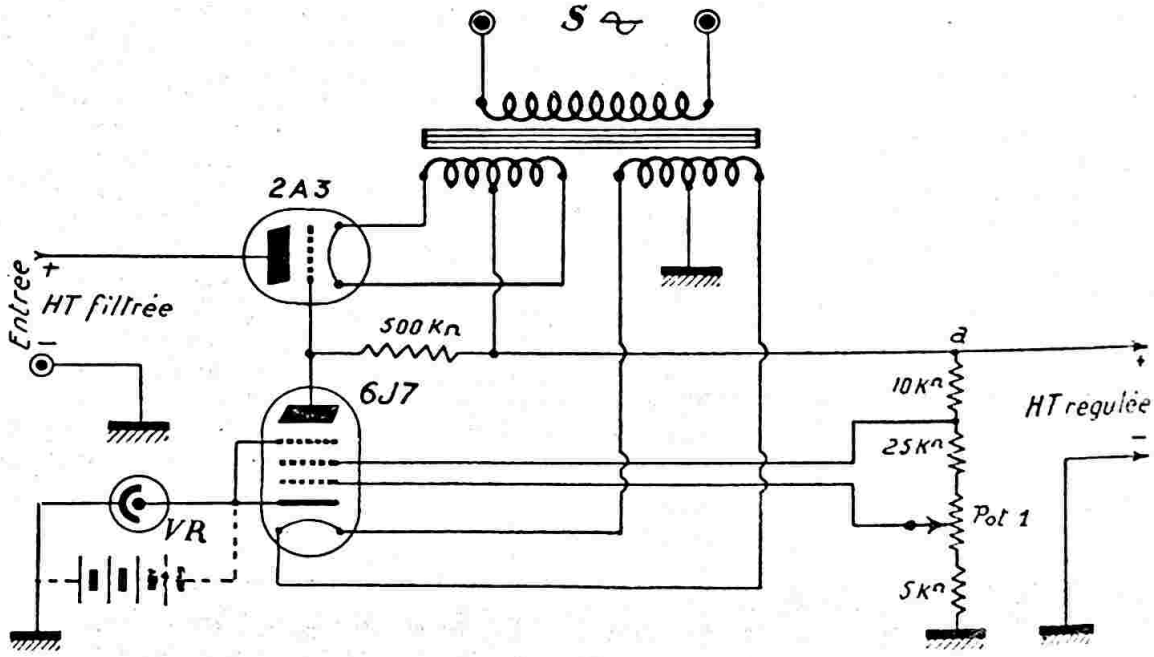



*Fig. VI-21*

Selon la régulation à obtenir, il suffit de parcourir un catalogue de diodes Zener. On y trouve des diodes dont les tensions nominales de référence (ou tension de Zener) vont de 3,3 à 200 V, avec des intensités dépassant parfois 1 A, et pour des puissances de 0,15 W à 50 W. C'est dire le choix possible !

Néanmoins, les diodes Zener sont surtout intéressantes pour la stabilisation des tensions faibles (disons inférieures à 15 V).

préfère, remplacer VR par une petite batterie de piles ou d'accumulateurs (en pointillé sur la figure). Comme tube au néon, on peut utiliser soit les tubes du commerce VR75-30 ou 7475, soit encore une petite ampoule au néon du genre de celle que nous avons vue précédemment, ou de celle utilisée dans les ondemètres (sans résistance de protection dans le culot).

Par l'intermédiaire du potentiomètre $Pot._1$ bobiné, de 10.000 ohms, on règle la

valeur de la tension stabilisée entre 200 et 300 volts.

Le fonctionnement de ce régulateur s'explique de la façon suivante : la 2A3 se trouve polarisée par la chute de tension existant aux bornes de la résistance de plaque de la 6J7 (500.000 ohms). Si la tension d'entrée croît sur l'anode de la 2A3, elle tend à croître également au point *a* ; mais, au même moment, la grille de la 6J7 se trouve être moins négative, et l'écran plus positif ; le courant de la 6J7 augmente, la polarisation de la 2A3 se trouve augmentée, et la chute de tension dans cette dernière lampe est plus élevée. La tension en *a* est alors ramenée à sa valeur normale, donc bien stabilisée.

Si la tension d'entrée décroît, le phénomène inverse se produit.

Comme ce système nécessite l'emploi de tubes thyratrons tétrodes en redresseur, nous avons représenté l'ensemble de l'alimentation. On se rappelle qu'il est possible de commander un thyratron par simple variation de tension sur la grille (1). Les thyratrons tétrodes 2050 étant employés comme redresseurs, il est donc possible de contrôler la tension redressée par une commande sur la grille n° 1. Le filtrage s'effectue dans le « — H.T. » avec bobine d'entrée. Dans le « + H.T. », nous avons simplement une bobine d'arrêt Ch (type R100) destinée à bloquer les perturbations provoquées par les thyratrons.

A la sortie du redresseur, nous avons deux tubes régulateurs VR et une résistance variable VR montés en série. Les tubes VR maintiennent constante la ten-

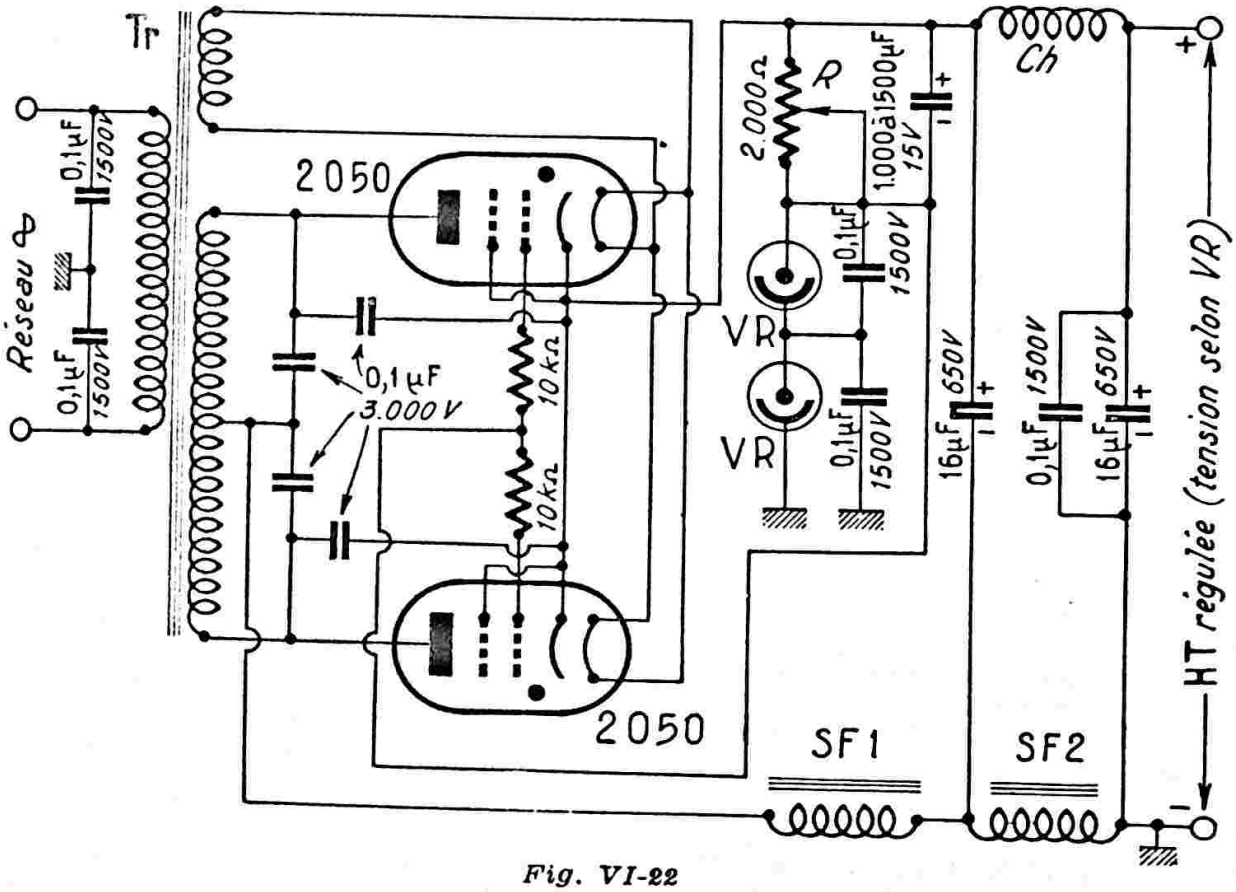



*Fig. VI-22*

Il y a lieu de tenir compte, dans l'établissement du redresseur, de la chute de tension à travers le système régulateur.

Avec un tube 2A3 (ou 6A5), on peut compter sur un débit maximum de 100 mA à la sortie. Pour obtenir un débit supérieur, à condition que le redresseur (transfo et valve) puisse le fournir, on peut monter plusieurs tubes 2A3 en parallèle (le reste du schéma, organes et valeurs, est inchangé).

Un autre montage, très intéressant également, est schématisé sur la figure VI-22.

sion à leurs bornes ; mais une variation de tension à la sortie du redresseur se traduit par une variation d'intensité à l'intérieur des VR et dans la résistance R. Cette dernière contrôlant précisément la polarisation des 2050, il s'ensuit un effet de régulation automatique.

La valeur de la tension régulée est évidemment déterminée par le groupement et le type des tubes VR utilisés (voir précé-

(1) L'anode du thyratron étant alimentée en courant alternatif, bien entendu.

demment « Stabilisation par tube à gaz »), à condition, bien entendu, que le transformateur Tr puisse fournir la valeur requise de la tension à redresser. Ainsi, avec deux VR150-30, on obtient *sensiblement* 300 volts (car il faut tenir compte de la chute de tension dans R).

Avec un tel montage, la tension de sortie est pratiquement constante, soit pour des variations de tension du réseau comprises entre 100 et 150 volts, soit pour des variations de débit de la H.T. comprises entre 70 et 275 mA. Les thyratrons 2050 sont construits en France par Mazda.

**5° Régulateurs automatiques « secteur ».**

Nous voulons parler, ici, des régulateurs automatiques (à action électromagnétique) pour la tension du secteur.

On sait que le tension fournie par les réseaux de distribution électrique présente d'incessantes variations, lentes ou rapides, dont l'amplitude pose parfois de sérieux problèmes de régulation. Or, en fait, il est très difficile d'utiliser un appareil (quel qu'il soit) dans des conditions satisfaisantes, si la tension du courant qui l'alimente offre des variations de ± 10 %, et parfois même supérieures.

Le remède à cet état de choses réside dans l'emploi d'un régulateur automatique de tension d'une puissance appropriée. D'une manière plus générale, partout où il s'agit de stabiliser aussi bien l'alimentation « chauffage » que l'alimentation « H. T. », l'utilisation d'un régulateur automatique de la tension du secteur est toute indiquée.

Les régulateurs automatiques de tension du type magnétique sont incontestablement les plus commodes et les plus répandus. Nous allons donner la description et le principe de l'un de ces appareils ; il s'agit du « Reguvolt » (nom déposé ; licence Sola U.S.) fabriqué sous licence américaine par M.C.B. - Véritable Alter, que nous prenons comme exemple.

Le régulateur automatique de tension « Reguvolt » est essentiellement constitué par un transformateur spécial (associant les phénomènes de résonance et de saturation magnétique) et un ou plusieurs condensateurs de capacité convenable.

Le schéma de principe d'un tel régulateur magnétique automatique de tension est représenté sur la figure VI-23.

Sur un circuit magnétique fermé, sont bobinés : d'une part, un enroulement primaire P alimenté par la tension du secteur $U_1$ que l'on veut « réguler » et un enroulement compensateur p ; d'autre part, un enroulement secondaire S shunté par le condensateur C connecté en parallèle.

Entre ces deux enroulements sont placés des shunts magnétiques SM composés de tôles feuilletées. L'extrémité M de l'enroulement S, mise en série avec p, aboutit au point A ; le point B correspond à une prise convenable faite sur l'enroulement S. Entre A et B, nous disposons de la tension de sortie $U_s$ que l'on veut aussi constante que possible.

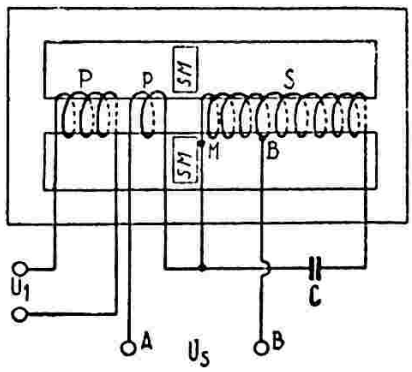



*Fig. VI-23*

L'enroulement compensateur p est bobiné directement sur le primaire de façon à fournir une tension dont la phase est sensiblement opposée à celle de la tension entre M et B. Si le condensateur C et l'enroulement compensateur p étaient supprimés, l'allure de la tension $U_s$ en fonction de $U_1$ serait celle de la courbe 1 (fig. VI-24).

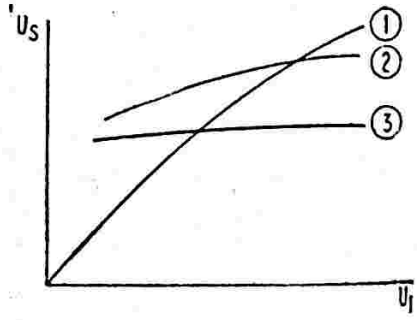



*Fig. VI-24*

Maintenant, connectons le condensateur C. Pour les faibles tensions primaires, les ampères-tours produits par les variations du flux secondaire dans l'enroulement S ont un sens tel, qu'ils augmentent le flux secondaire ; il en résulte une augmentation de la tension entre M et B pour la même tension $U_1$. L'induction dans le fer sous le secondaire est plus grande que sous le primaire ; le fer est déjà saturé et un flux important est dérivé dans les shunts SM.

La tension secondaire est plus élevée que celle obtenue en faisant le produit de la tension primaire par le rapport de transformation.

La tension primaire continuant à augmenter, le secondaire approche de plus en plus de la saturation et un flux plus important est dérivé dans les shunts magnétiques SM. La tension secondaire augmente donc moins vite que la tension primaire et tend à devenir égale au produit de la tension primaire par le rapport de transformation. On obtient la courbe 2 (fig. VI-24) déjà beaucoup plus horizontale que la courbe 1.

L'impédance de la tension d'utilisation $U_u$ en fonction de la tension primaire est parachevée en montant en série l'enroulement compensateur p qui présente une différence de potentiel augmentant comme la tension primaire, mais en opposition de phase avec la tension secondaire. On obtient alors la courbe définitive 3 (fig. VI-24) qui passe par un maximum vraiment très peu accusé. La présence du condensateur permet d'obtenir dans la zone de régulation, deux valeurs pour lesquelles le facteur de puissance est égal à l'unité ; entre ces deux valeurs, le régulateur consomme un courant légèrement déphasé en avant sur la tension.

Les courbes de la figure VI-25 montrent les variations de la tension d'utilisation $U_u$ en fonction des variations de la tension du secteur $U_1$ et de la charge. Ces appareils régulateurs du type magnétique assurent la stabilisation automatique de la tension d'utilisation à ± 1 % pour des variations de tension du secteur de ± 15 %.

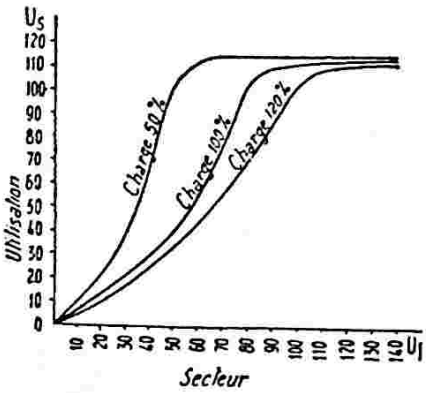



*Fig. VI-25*

Dans la zone de régulation, le facteur de puissance varie assez peu pour qu'on puisse le considérer comme sensiblement constant ; il diminue avec la charge, le courant tendant à avancer sur la tension.

Sous l'effet d'une brusque variation de la tension primaire, la tension secondaire met environ 3/100 de seconde pour retrouver une valeur stable. Pendant la période transitoire, la variation de cette tension ne dépasse pas quelques %.

La température limite est atteinte après un temps qui est naturellement en fonction du volume de l'appareil. Par exemple, pour un régulateur de 1 kVA, l'élévation de température, au bout de deux heures environ, est de 75/100 de l'élévation-limite. Une réduction de la charge a peu d'influence sur la température-limite.

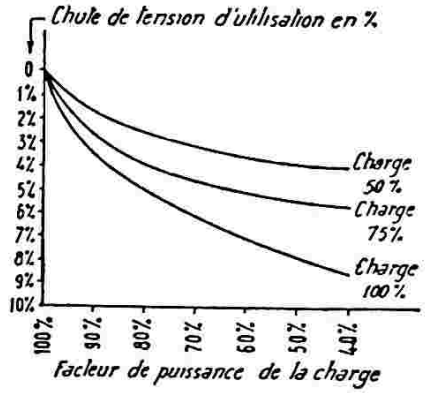



*Fig. VI-26*

Si la charge n'est pas constituée par une résistance pure, la variation de la tension de sortie avec la tension d'entrée est légèrement modifiée. La figure VI-26 montre l'ordre de grandeur des variations de tension pour un régulateur débitant sur une résistance et une self-inductance en série.

Le taux d'harmoniques varie avec la charge et avec la valeur de la tension primaire. Ce taux varie entre 8 et 18 % environ selon la charge appliquée et la tension d'alimentation.

Sans précaution spéciale, la tension de sortie régulée a la forme représentée à gauche de la figure VI-27. Cette déformation est due à l'importance de l'harmonique 3, et cela peut être un inconvénient dans certains emplois particuliers. Mais on peut mettre en œuvre, par exemple, un circuit résonant série, accordé sur 150 Hz, connecté en shunt sur la sortie, et qui éliminera l'harmonique 3 gênant. La tension de sortie reprend alors sa forme sinusoïdale normale (à droite de la figure VI-27).

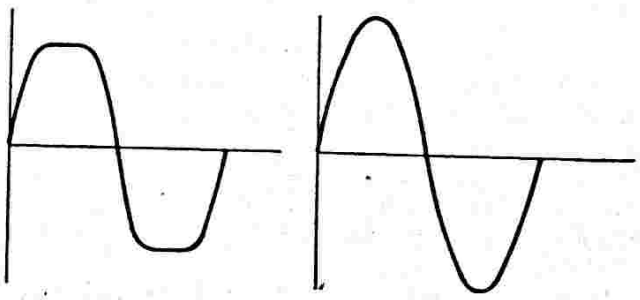


*Fig. VI-27*

En fait, pour certaines utilisations nécessitant une tension régulée et à faible distorsion d'onde, il existe des régulateurs à

demment « Stabilisation par tube à gaz »), à condition, bien entendu, que le transformateur Tr puisse fournir la valeur requise de la tension à redresser. Ainsi, avec deux VR150-30, on obtient *sensiblement* 300 volts (car il faut tenir compte de la chute de tension dans R).

Avec un tel montage, la tension de sortie est pratiquement constante, soit pour des variations de tension du réseau comprises entre 100 et 150 volts, soit pour des variations de débit de la H.T. comprises entre 70 et 275 mA. Les thyratrons 2050 sont construits en France par Mazda.

### 5° Régulateurs automatiques « secteur ».

Nous voulons parler, ici, des régulateurs automatiques (à action électromagnétique) pour la tension du secteur.

On sait que le tension fournie par les réseaux de distribution électrique présente d'incessantes variations, lentes ou rapides, dont l'amplitude pose parfois de sérieux problèmes de régulation. Or, en fait, il est très difficile d'utiliser un appareil (quel qu'il soit) dans des conditions satisfaisantes, si la tension du courant qui l'alimente offre des variations de ± 10 %, et parfois même supérieures.

Le remède à cet état de choses réside dans l'emploi d'un régulateur automatique de tension d'une puissance appropriée. D'une manière plus générale, partout où il s'agit de stabiliser aussi bien l'alimentation « chauffage » que l'alimentation « H. T. », l'utilisation d'un régulateur automatique de la tension du secteur est toute indiquée.

Les régulateurs automatiques de tension du type magnétique sont incontestablement les plus commodes et les plus répandus. Nous allons donner la description et le principe de l'un de ces appareils ; il s'agit du « Reguvolt » (nom déposé ; licence Sola U.S.) fabriqué sous licence américaine par M.C.B. - Véritable Alter, que nous prenons comme exemple.

Le régulateur automatique de tension « Reguvolt » est essentiellement constitué par un transformateur spécial (associant les phénomènes de résonance et de saturation magnétique) et un ou plusieurs condensateurs de capacité convenable.

Le schéma de principe d'un tel régulateur magnétique automatique de tension est représenté sur la figure VI-23.

Sur un circuit magnétique fermé, sont bobinés : d'une part, un enroulement primaire P alimenté par la tension du secteur $U_1$ que l'on veut « réguler » et un enroulement compensateur p ; d'autre part, un enroulement secondaire S shunté par le condensateur C connecté en parallèle.

Entre ces deux enroulements sont placés des shunts magnétiques SM composés de tôles feuilletées. L'extrémité M de l'enroulement S, mise en série avec p, aboutit au point A ; le point B correspond à une prise convenable faite sur l'enroulement S. Entre A et B, nous disposons de la tension de sortie $U_s$ que l'on veut aussi constante que possible.

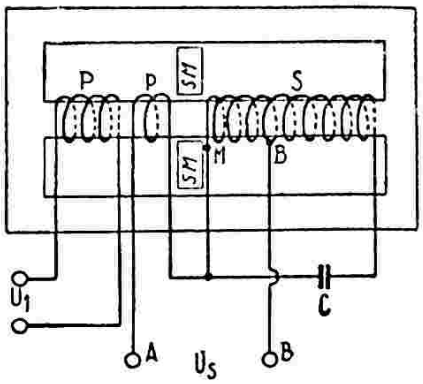



*Fig. VI-23*

L'enroulement compensateur p est bobiné directement sur le primaire de façon à fournir une tension dont la phase est sensiblement opposée à celle de la tension entre M et B. Si le condensateur C et l'enroulement compensateur p étaient supprimés, l'allure de la tension $U_s$ en fonction de $U_1$ serait celle de la courbe 1 (fig. VI-24).

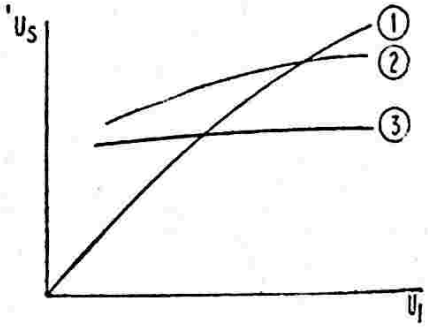



*Fig. VI-24*

Maintenant, connectons le condensateur C. Pour les faibles tensions primaires, les ampères-tours produits par les variations du flux secondaire dans l'enroulement S ont un sens tel, qu'ils augmentent le flux secondaire ; il en résulte une augmentation de la tension entre M et B pour la même tension $U_1$. L'induction dans le fer sous le secondaire est plus grande que sous le primaire ; le fer est déjà saturé et un flux important est dérivé dans les shunts SM.

La tension secondaire est plus élevée que celle obtenue en faisant le produit de la tension primaire par le rapport de transformation.

La tension primaire continuant à augmenter, le secondaire approche de plus en plus de la saturation et un flux plus important est dérivé dans les shunts magnétiques SM. La tension secondaire augmente donc moins vite que la tension primaire et tend à devenir égale au produit de la tension primaire par le rapport de transformation. On obtient la courbe 2 (fig. VI-24) déjà beaucoup plus horizontale que la courbe 1.

L'impédance de la tension d'utilisation $U_s$ en fonction de la tension primaire est parachevée en montant en série l'enroulement compensateur p qui présente une différence de potentiel augmentant comme la tension primaire, mais en opposition de phase avec la tension secondaire. On obtient alors la courbe définitive 3 (fig. VI-24) qui passe par un maximum vraiment très peu accusé. La présence du condensateur permet d'obtenir dans la zone de régulation, deux valeurs pour lesquelles le facteur de puissance est égal à l'unité ; entre ces deux valeurs, le régulateur consomme un courant légèrement déphasé en avant sur la tension.

Les courbes de la figure VI-25 montrent les variations de la tension d'utilisation $U_s$ en fonction des variations de la tension du secteur $U_1$ et de la charge. Ces appareils régulateurs du type magnétique assurent la stabilisation automatique de la tension d'utilisation à ± 1 % pour des variations de tension du secteur de ± 15 %.

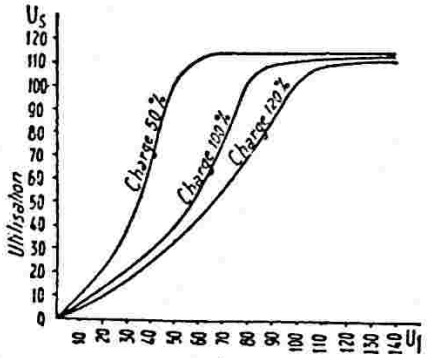



*Fig. VI-25*

Dans la zone de régulation, le facteur de puissance varie assez peu pour qu'on puisse le considérer comme sensiblement constant ; il diminue avec la charge, le courant tendant à avancer sur la tension.

Sous l'effet d'une brusque variation de la tension primaire, la tension secondaire met environ 3/100 de seconde pour retrouver une valeur stable. Pendant la période transitoire, la variation de cette tension ne dépasse pas quelques %.

La température limite est atteinte après un temps qui est naturellement en fonction du volume de l'appareil. Par exemple, pour un régulateur de 1 kVA, l'élévation de température, au bout de deux heures environ, est de 75/100 de l'élévation-limite. Une réduction de la charge a peu d'influence sur la température-limite.

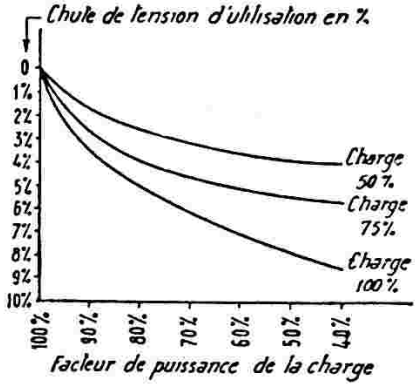



*Fig. VI-26*

Si la charge n'est pas constituée par une résistance pure, la variation de la tension de sortie avec la tension d'entrée est légèrement modifiée. La figure VI-26 montre l'ordre de grandeur des variations de tension pour un régulateur débitant sur une résistance et une self-inductance en série.

Le taux d'harmoniques varie avec la charge et avec la valeur de la tension primaire. Ce taux varie entre 8 et 18 % environ selon la charge appliquée et la tension d'alimentation.

Sans précaution spéciale, la tension de sortie régulée a la forme représentée à gauche de la figure VI-27. Cette déformation est due à l'importance de l'harmonique 3, et cela peut être un inconvénient dans certains emplois particuliers. Mais on peut mettre en œuvre, par exemple, un circuit résonant série, accordé sur 150 Hz, con-

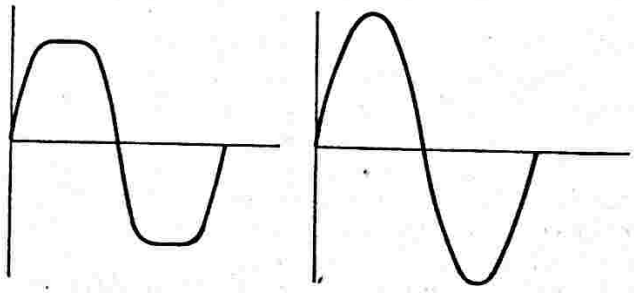


*Fig. VI-27*

necté en shunt sur la sortie, et qui éliminera l'harmonique 3 gênant. La tension de sortie reprend alors sa forme sinusoïdale normale (à droite de la figure VI-27).

En fait, pour certaines utilisations nécessitant une tension régulée et à faible distorsion d'onde, il existe des régulateurs à

faible distorsion harmonique (F.D.H.) réalisés pour les puissances de 100 à 1 000 VA et pour utilisation à 110 ou 220 V, 50 c/s.

Par leur conception et leur construction spéciale, ces régulateurs automatiques de tension arrêtent les courants haute fréquence transportés par le secteur. Cette propriété permet éventuellement de supprimer le filtrage antiparasite.

Une variation de fréquences peut entraîner une variation de la tension de sortie. Dans les cas où une précision rigoureuse est exigée, l'influence de la fréquence peut être compensée en munissant le régulateur d'un correcteur de fréquence.

Ces régulateurs sont aussi des limiteurs de courant. En cas de court-circuit au secondaire (utlisation), le courant primaire reste à une valeur inférieure à celle correspondant à la charge nominale.

D'autres systèmes de régulateurs automatiques à action électromagnétique sont également utilisés. Nous ne les détaillerons pas ici, car, au fond, ils reposent à peu près tous sur des principes similaires.

Il existe des régulateurs de tension automatiques à action magnétique pour une large gamme de puissance d'utilisation : de 50 VA jusqu'à 2 kVA.

Précisons, enfin, que certains modèles comportent deux entrées (110 ou 220 volts) ; ces modèles sont prévus avec deux enroulements primaires P permettant, par branchement en série ou en parallèle, de les alimenter sous deux tensions différentes dont l'une est le double de l'autre (110 et 220 V ; 105 et 210 V ; 127 et 254 V). La tension de sortie stabilisée $U_s$ est, soit de 110 V, soit de 220 V (selon les modèles).

## § 7. — Redressement par diodes au silicium

Les diodes au silicium employées comme redresseuses, tendent de plus en plus à remplacer les valves à vide dans la construction électronique moderne. Nous avons d'ailleurs déjà eu l'occasion d'en rencontrer un exemple au cours du paragraphe 5, numéro 4, avec le montage de la figure VI-14-2.

Il est évidemment anormal de dépenser de l'énergie pour chauffer le filament d'une valve lorsqu'on a à sa disposition des éléments redresseurs sans filament. C'est ainsi qu'une valve telle que la GZ 32 couramment employée jusqu'à présent, nécessite une puissance de chauffage de 10 watts (5 V, 2 A).

En utilisant les modernes diodes de puissance au silicium, on gagne sur le volume général de l'appareil et la température à l'intérieur du coffret diminue de 20 à 25 %.

Nous n'allons pas reprendre ici tous les montages redresseurs d'alimentation que nous avons déjà vus sous le prétexte qu'ils seront équipés de diodes au silicium ; en fait, le principe de ces montages ne change absolument pas. D'ailleurs, l'amateur débutant pourra toujours se reporter utilement à notre ouvrage « Cours de Radio Elémentaire » dans lequel de nombreux montages de redresseurs H.T. avec diodes s'y trouvent décrits. Notons simplement que quelques précautions sont à observer pour l'utilisation des diodes au silicium, précautions qui seront exposées dans un instant.

Si l'on se reporte, par exemple, à l'un quelconque des montages « bridge » décrits au paragraphe 4, et que l'on remplace les valves par des diodes au silicium adéquates, on reste surpris de la *simplification* que cela apporte !

L'aspect d'une diode de puissance au silicium est montré sur la figure VI-28 ; à côté, nous avons la représentation schématique bien connue.

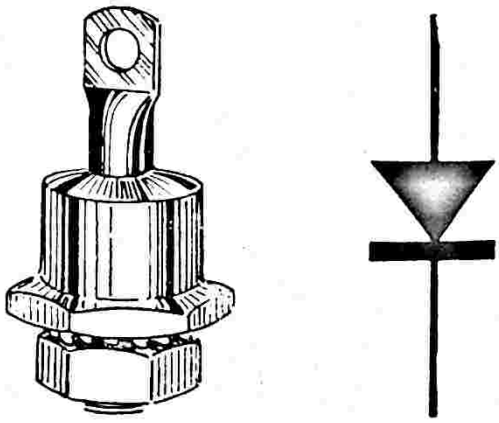


*Fig. VI-28*

Comme pour tout redresseur, une caractéristique importante est la tension de crête inverse. Rappelons qu'il s'agit de la tension maximum qui peut être appliquée dans le sens de non-conductibilité. Cette tension existe à l'instant où la tension alternative d'entrée est opposée à la tension aux bornes du filtre, c'est-à-dire pendant l'alternance négative de la tension d'entrée.

La tension inverse à laquelle sera soumis le redresseur se calcule par rapport à la tension alternative efficace appliquée ; en gros, pratiquement, on la considère comme égale à 3 fois la tension efficace... ce qui donne en même temps une petite marge de sécurité.

Lorsqu'on veut réaliser un montage avec diodes au silicium, il importe de calculer cette tension inverse de crête. En effet, si

nous avons une tension inverse de l'ordre de 500 volts, il faudra, soit utiliser une diode pouvant supporter une tension de crête inverse supérieure (par exemple, types OA211 et BY100, avec 800 V et intensité redressée de 400 mA), soit utiliser deux diodes de tension inférieure connectées *en série* (par exemple deux diodes de tension OA210, avec 400 V, et intensité redressée de 500 mA).

Les condensateurs à l'entrée du filtre ne doivent généralement pas dépasser 100 µF.

Lorsqu'on monte plusieurs diodes au silicium en série, il est recommandé de les shunter par des résistances de forte valeur (de façon à équilibrer les diverses tensions inverses présentes). Ceci est représenté sur la figure VI-29.

Il faut également prévoir un fusible et une résistance de protection $R_p$ de 4 à 10 Ω (au moins) en série ; la résistance interne des redresseurs dans le sens de la conduction étant très faible, un court-circuit dans l'appareil serait néfaste.

Pour le montage pratique, rechercher un emplacement où la température est la plus basse possible ; au besoin, monter les diodes au silicium sur une plaque métallique auxiliaire (laiton ou aluminium) facilitant le refroidissement.

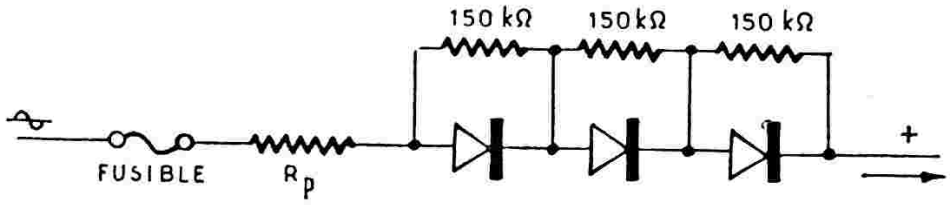



*Fig. VI-29*

## § 8. — Alimentation stabilisée 9 V

L'alimentation représentée sur la figure VI-30 délivre, partant du secteur alternatif, une tension stabilisée de 9 volts continus pour une intensité maximale de 150 mA. Cela veut dire que ce montage convient parfaitement pour l'alimentation des récepteurs classiques à transistors, pour l'alimentation d'un V.F.O. à transistors, d'un talkie-walkie à transistors utilisé en poste fixe, d'un adaptateur O.C. ou V.H.F. à transistors, etc...

Le transformateur $T_r$ délivre, au secondaire, une tension de 15 V (enroulement en fil de cuivre émaillé de 6/10 de mm de diamètre). Le redressement est effectué par 4 diodes au silicium BY114 montées en pont.

A droit du pointillé, nous avons le système de régulation proprement dit. Il comporte essentiellement un transistor Q du type AC128 dont la tension de base est stabilisée par une diode Zener OAZ207. La résistance réglable de 2 kΩ permet d'ajuster la tension de sortie en fonction de la consommation de l'appareil à alimenter. Ainsi, même pour de grandes variations de la tension d'entrée, on obtient une tension de sortie parfaitement stable ; en outre, cette tension de sortie reste pratiquement indépendante, dans de très larges mesures, de l'intensité consommée par l'utilisation.

Le transistor Q doit être monté sur une plaque d'aluminium auxiliaire formant

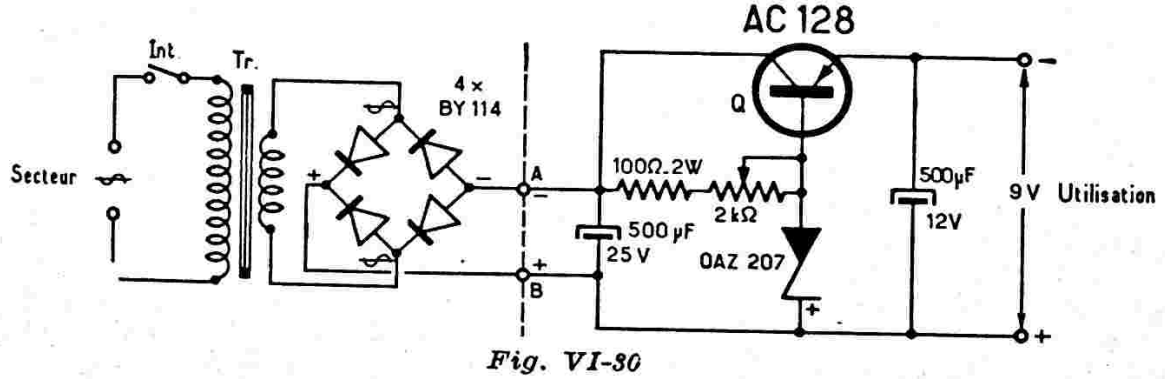



*Fig. VI-30*

Eventuellement, prévoir un dispositif de filtrage avec bobine à fer « en tête » ; la tension continue de sortie est peut-être plus faible, mais plus stable en fonction de l'intensité consommée.

radiateur de chaleur. C'est de ce transistor dont dépend l'intensité maximale de sortie. Avec un transistor AC128, nous l'avons dit, nous pouvons atteindre 150 mA ; mais, si nous avons besoin d'un ampère par exemple, le transistor Q sera du type AD140.

Bien entendu, le système de régulation représenté à droite du pointillé peut être utilisé séparément en partant d'une source continue AB absolument quelconque et toute différente du redresseur schématisé.

●

*Note.* — En manière de conclusion, signalons que nous passons volontairement sous silence les alimentations par piles ou accumulateurs, qui ne présentent rien de particulier.

CHAPITRE VII

# Les circuits accordés
# Condensateurs variables
# Détermination des bobinages
# Bobines d'arrêt

## § 1. — Les circuits accordés des récepteurs

Avant d'étudier cette partie, le lecteur pourra revoir les généralités exposées aux paragraphes 1 et 2 du chapitre IV.

Puisque tout circuit accordé comporte un condensateur (généralement un condensateur variable), nous allons débuter par ces organes.

**Calcul des capacités.**

S'il s'agit d'un condensateur variable à lames demi-circulaires, il est possible d'appliquer la formule :

$$C_{\mu F} = 0{,}139 \frac{(N - 1)(r^2 - r'^2)}{r}$$

dans laquelle $r$ = rayon extérieur des plaques (ou lames) ;
$r'$ = rayon intérieur des plaques ;
N = nombre total de plaques.

Si le condensateur variable comporte des lames à profil complexe — et, ordinairement, il en est ainsi — il convient d'appliquer la formule générale suivante :

$$C_{cm} = \frac{KS(N - 1)}{4\pi e}$$

dans laquelle K = constante dilélectrique (pour l'air, K = 1 ; pour le mica, K = 7) ;
S = surface active d'une lame en cm² ;
N = nombre total de lames;
$e$ = épaisseur du diélectrique en cm. (interlame).

Rappelons que l'unité de capacité, dénommée « centimètre », correspond à 1,111 pF.

Il est à noter que la formule générale précédente peut s'appliquer également aux condensateurs fixes.

La formule suivante est applicable pour des condensateurs tubulaires à air comportant deux cylindres concentriques (cas de certains condensateurs ajustables à air et de certains condensateurs de neutrodynage) :

$$C_{cm} = \frac{h}{2 \text{ log. nép. } \frac{r_2}{r_1}}$$

dans laquelle $h$ = hauteur de la partie des cylindres en regard ;
$r_1$ = rayon du cylindre intérieur en cm. ;
$r_2$ = rayon du cylindre extérieur en cm.

Nous pensons utile de rappeler que pour tous les condensateurs variables ou ajustables utilisés en O.C., il est de rigueur de donner la préférence aux organes avec bâti en quartz ou stéatite.

**Calcul des bobinages.**

Nous verrons, tout d'abord, la formule de Nagaoka applicable aux bobines cylindriques à une seule couche :

$$L\mu H = \frac{0{,}0395\ a^2\ n^2\ K}{b}$$

dans laquelle $a$ = rayon moyen de l'enroulement en cm. ;
$b$ = longueur de l'enroulement en cm. ;
$n$ = nombre de tours :
enfin, K est un facteur fonction du rapport $2\ a/b$ dont nous indiquons quelques valeurs usuelles ci-dessous :

| $2\ a/b$ | K | $2\ a/b$ | K | $2\ a/b$ | K |
|---|---|---|---|---|---|
| 0,1 | 0,96 | 0,6 | 0,79 | 1,5 | 0,60 |
| 0,2 | 0,92 | 0,7 | 0,76 | 2 | 0,52 |
| 0,3 | 0,88 | 0,8 | 0,73 | 2,5 | 0,47 |
| 0,4 | 0,85 | 0,9 | 0,71 | 3 | 0,43 |
| 0,5 | 0,82 | 1 | 0,69 | 4 | 0.36 |

S'il s'agit de bobines « plates », genre « fond de panier », on peut appliquer la formule simplifiée suivante :

$$L\mu H = 0{,}02\ N^2R$$

dans laquelle :
N = nombre de spires ;
R = rayon moyen de l'enroulement en cm.

Pour les bobinages « nids d'abeilles », c'est la formule suivante qui convient :

$$L\mu H = \frac{0{,}315\ N^2R^2}{6R + 9e + 10l}$$

dans laquelle :
N = nombre de spires ;
R = rayon moyen de l'enroulement ;
$e$ = épaisseur de l'enroulement ;
$l$ = largeur de l'enroulement.

Indiquons, enfin, la *formule générale* due aux professeurs de l'Université d'Illinois : MM. Morgan Brooks et H. M. Turner. Cette formule s'applique à tous les bobinages de formes les plus diverses (une couche, nid d'abeilles, fond de panier, enroulement massé, bobinage jointif ou écarté, etc.), et donne la valeur du coefficient de self-induction avec une erreur voisine de 2 à 5 % seulement. C'est dire l'intérêt pratique de cette formule ; la voici :

$$L = 4\pi^2\ \frac{a^2\ n^2}{b + c + R}\ F' \cdot F''$$

formule dans laquelle on a :
R = rayon extérieur de l'enroulement ;
$r$ = rayon intérieur de l'enroulement ;
$n$ = nombre total de tours de l'enroulement ;
$a$ = rayon moyen $\frac{R + r}{2}$ ;
$b$ = longueur de la bobine (s'il s'agit d'une bobine de 1 tour, b est égal au diamètre du fil) ;
$c$ = épaisseur de l'enroulement (s'il s'agit d'une bobine à une seule couche, c = diamètre du fil.

Les facteurs F' et F" sont donnés par les relations :

$$F' = \frac{10\ b + 12\ c + 2\ R}{10\ b + 10\ c + 1{,}4\ R}$$

$$F'' = 0{,}5\ \log.\ \left(100 + \frac{14\ R}{2\ b + 3\ c}\right)$$

Le coefficient de self-induction L est exprimé en *centimètres* (1.000 centimètres = 1 microhenry), toutes les dimensions étant évaluées en centimètres. Personnellement, nous employons toujours cette formule, et les mesures pratiques confirment le calcul avec une très bonne précision.

Dans toutes ces formules, en se donnant les autres valeurs, il est naturellement possible de tirer le nombre de tours pour obtenir la self-induction donnée, facteur intéressant l'amateur tout particulièrement.

Il est bon de rappeler ici l'influence d'un blindage sur un bobinage. Considérons une bobine ayant un coefficient de self-induction L, une résistance H.F. de valeur R et un coefficient de surtension Q. Si cette bobine est enfermée dans un blindage, R et la capacité propre de l'enroulement augmentent. Quant à la valeur de L, elle augmente s'il s'agit d'un blindage magnétique et diminue s'il s'agit d un blindage non magnétique. Ces modifications de caractéristiques sont d'autant plus prononcées que le blindage est près de la bobine.

Avec un blindage en cuivre de 2 mm. d'épaisseur, dont la distance par rapport à la bobine est égale au moins au diamètre de ladite bobine, il est possible de maintenir sensiblement constant le coefficient de surtension (avec ou sans blindage) ; dans des conditions différentes, Q diminue rapidement.

Nous passerons maintenant à l'influence des noyaux magnétiques en fer pulvérisé. Deux points sont à retenir par l'amateur :

1° Pour un coefficient d'induction donné, une bobine à noyau de fer comporte moins de tours ; d'une manière générale, l'encombrement est réduit.

2° Le coefficient de surtension Q est plus élevé, puisqu'il faut moins de fil (R diminue) et parce que le flux de fuites décroît.

La détermination du nombre de tours d'un bobinage pour tel ou tel circuit devant s'accorder sur telle fréquence, est une question primordiale et qui, fort souvent, plonge l'amateur dans l'embarras.

Les courbes que nous publions maintenant apportent encore un complément d'information (1).

Voyons, tout d'abord, la figure VII-1-A. Sur l'axe horizontal, on lit, suivant le cas, le nombre de tours à bobiner.

On remarquera que de 8 à 80 tours, il s'agit d'un enroulement à spires jointives; pour moins de 8 tours, l'écartement entre spires est égal au diamètre du fil (soit 7/10 de mm).

Pour les enroulements à spires jointives, selon le nombre de tours à exécuter, le diamètre du fil varie ; ce dernier est également mentionné sur la figure. Il est possible d'utiliser, soit du fil émaillé, soit du fil isolé par deux couches de soie.

Passons à la figure VII-1-B ; ce graphique se rapporte aux bobinages en nids d'abeille (enroulement duo-latéral). Comme précédemment, les courbes ont été établies pour un mandrin standard de 10 mm de diamètre avec noyau de fer pulvérisé. Ces courbes sont tracées pour des capacités de 50, 100, 150, 200, 300, 400 et 500 pF.

Dans tous les cas, le fil à utiliser est du 18/100 de mm de diamètre sous deux couches de soie.

Pour moins de 150 tours, le bobinage a une largeur de 6 mm ; pour plus de 150 tours, il a une largeur de 9,5 mm.

Naturellement, quelques petites erreurs peuvent se glisser quant à la fréquence de

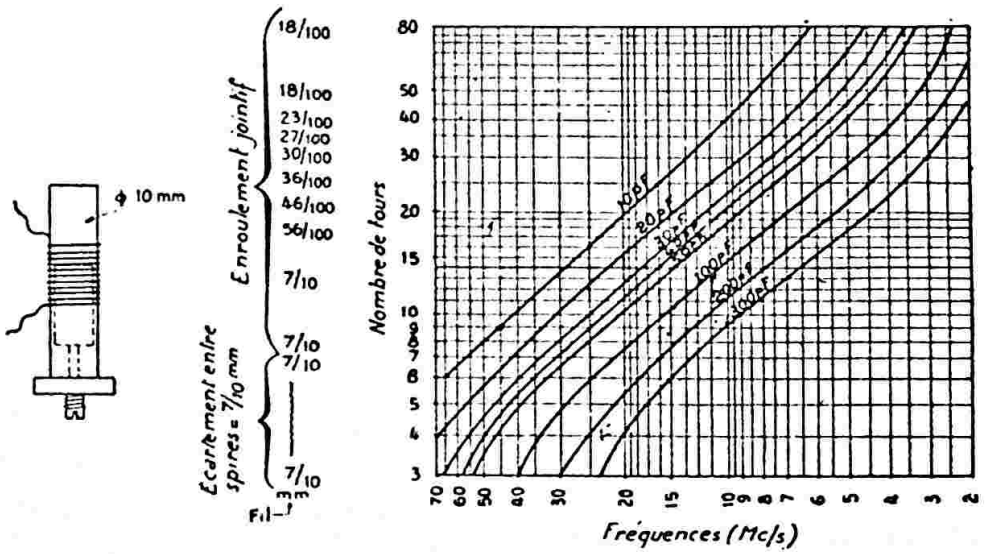



*Fig. VII-1-A*

Ce graphique convient pour les bobinages à spires rangées et à une seule couche. Le mandrin à utiliser dans tous les cas, est le mandrin standard de 10 mm de diamètre *avec noyau de fer pulvérisé.*

Sur l'axe horizontal, nous avons les fréquences en mégacycles/seconde sur lesquelles on veut obtenir l'accord. Les courbes sont tracées pour des condensateurs de 10, 20, 30, 40, 50, 100, 200 et 300 pF.

résonance au moment de la réalisation du bobinage (capacités réparties diverses) et de son montage (capacités parasites de câblage). Ces erreurs peuvent être de plus en plus importantes au fur et à mesure que croît la fréquence de résonance. De toutes façons, le réglage du noyau de fer permet de compenser aisément ces erreurs.

Pour le calcul de la self-induction d'un bobinage, il faut reconnaître qu'il n'existe *aucune formule rigoureusement exacte.* Toutes les formules que nous avons données précédemment sont des formules

(1) Wireless World; vol. LIX ; n° 1 ; Lorin Knight.

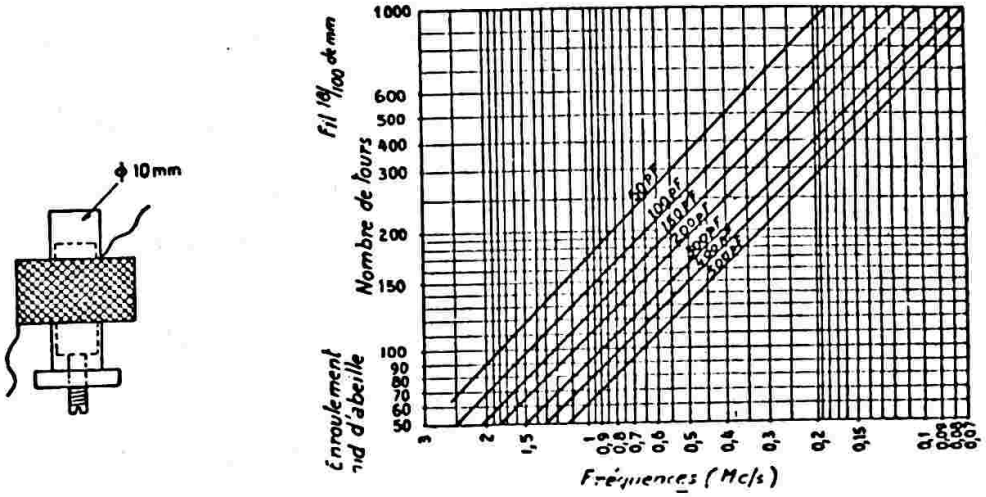



*Fig. VII-1-B*

*empiriques,* cependant suffisamment exactes dans la pratique. Si l'on désire déterminer le coefficient de self-induction d'une manière *précise,* il n'y a guère que la *mesure.* Nous indiquerons deux procédés seulement :

1° On réalise le montage de la figure VII-1-C à l'aide d'une bobine étalon L et d'un condensateur variable CV dont il

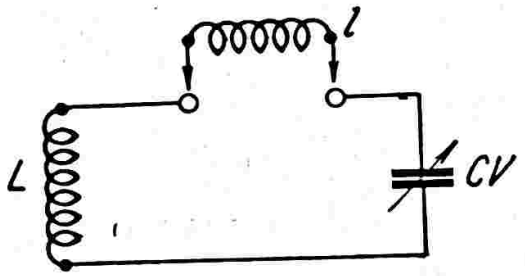



*Fig. VII-1-C*

est facile de connaître la capacité pour une position quelconque du rotor (soit calcul, soit capacimètre, pont de Santy, pont de Wien, etc.). La self-induction à mesurer *l* est intercalée comme il est indiqué. Le coefficient d'induction mutuelle entre L et *l* doit être nul. On excite l'ensemble à l'aide d'une hétérodyne et on recherche l'accord par CV; soit *c* la capacité d'accord de CV. Ensuite, on supprime *l* et on recherche l'accord par CV ; soit C la nouvelle capacité. Si λ est la longueur d'onde d'excitation, on a :

$$l = L \frac{C - c}{c}$$

Voir également le système décrit plus loin au § 4 du présent chapitre.

2° Un autre procédé utilise l'oscillateur grid-dip ; nous renvoyons le lecteur au chapitre XXI, § 4, traitant ce sujet.

Il arrive fréquemment qu'un amateur désire modifier les cotes données pour un bobinage (par exemple, s'il ne dispose pas d'un mandrin du diamètre indiqué). Soit N, le nombre de tours indiqué pour un mandrin de diamètre D. Quel sera donc le nombre de tours *n* à bobiner sur un mandrin de diamètre *d* pour obtenir une self-induction sensiblement équivalente ? La solution est donnée par la formule approximative suivante, mais pratiquement suffisante :

$$n = \frac{N\ D}{d}$$

Après ces quelques explications théoriques, nous allons donner ci-dessous quelques exemples types de circuits accordés utilisés dans les récepteurs O.C. de trafic pouvant être construits par l'amateur.

Toutes les caractéristiques que nous donnons dans les lignes qui suivent sont des chiffres de base, sur lesquels il y aura parfois lieu de revenir par quelques retouches (fraction de tour), suivant les capacités de câblage, les trimmers, commutateur et l'influence des blindages.

A. — *Bobinages pour récepteur à amplification directe.*

Pour un condensateur variable type standard 460 pF de capacité maximum et 15 pF de résiduelle :

*Gamme de* 13 *à* 43 *mètres :* 9 tours et demi de fil cuivre émaillé 7/10, enroulés sur un mandrin de 15 mm. de diamètre et répartis sur une longueur de 15 mm.

*Gamme de* 38 *à* 100 *mètres :* 25 tours jointifs de fil cuivre émaillé 5/10, enroulés sur un mandrin de 15 mm. de diamètre.

La bobine d'antenne est toujours à basse impédance ; on la réalise en bobinant le tiers du nombre de spires des bobinages accordés (secondaires) mentionnés ci-dessus. Elle est faite en fil de cuivre deux couches soie 3/10 de mm., bobiné sur le même mandrin que l'enroulement secondaire accordé ; on la couple du côté masse audit enroulement, à une distance de 4 à 6 mm.

Si le montage comporte un enroulement de réaction, on le bobine, par exemple, par-dessus l'enroulement accordé (du côté masse), avec interposition d'une couche ou deux de papier paraffiné. Utiliser le minimum de spires pour cet enroulement, compatible cependant avec un effet de réaction correct.

Notons, en passant, que lorsqu'il y a couplage de bobinages, la self-induction diminue. Aussi, d'une manière générale, toujours réaliser des bobinages comportant une spire ou deux de plus. A la mise au point, il est plus facile de débobiner un peu de fil que d'en ajouter !

B. — *Bobinages pour récepteur changeur de fréquence* (bandes d'amateurs uniquement).

Chaque bobinage (H.F., convertisseur et oscillateur) possède un trimmer de réglage ajustable de 3 à 30 pF. L'oscillateur est le montage ECO. La liaison entre l'étage H.F. et l'étage convertisseur est donnée sur la figure IV-3. Le réglage band-spread se fait par commande unique de trois condensateurs variables de 20 picofarads en ligne.

L'alignement sur les bandes étroites des amateurs est chose facile (moyenne fréquence de 450 à 480 kc/s).

Pour les bandes 10, 20 et 40 mètres, on emploie du fil 65/100, deux couches coton ; pour 80 mètres, du 50/100 deux couches soie. Tous les bobinages sont réalisés sur des mandrins en tube bakélisé de 30 mm. de diamètre.

Le tableau ci-contre donne les nombres de tours des bobinages des différents circuits pour les bandes 10, 20, 40 et 80 mètres.

C. — *Détermination, en général, des bobinages d'un récepteur.*

On pourrait varier à l'infini les données de bobinage, suivant l'accord réalisé (bandes O.C. couvertes sans trou, bandes d'amateurs uniquement, étalement de certaines sous-gammes, utilisation de divers C.V. : 120, 160, 260, 460 pF, etc., ou de moyenne fréquence 1.500 ou 470 kc/s). Ce serait un développement fastidieux, qui n'intéresserait qu'un nombre restreint de lecteurs.

Aussi arrêterons-nous là ces exemples types ; car, d'une part, le lecteur trouvera

| Bandes en mètres | Bobines antenne | Bobines H.F. et convertisseur | Bobines oscillatrices |
|---|---|---|---|
| 10 | 2 spires | 5 spires réparties sur une longueur de 25 mm. | 5 spires réparties sur une longueur de 25 mm. ; prise cathode à 1 spire côté masse. |
| 20 | 3 spires | 12 spires réparties sur une longueur de 25 mm. | 12 spires réparties sur une longueur de 25 mm. ; prise cathode à 2 spires côté masse. |
| 40 | 6 spires | 23 spires jointives. | 22 spires jointives ; prise cathode à 3 1/2 spires masse. |
| 80 | 10 spires | 50 spires jointives. | 44 spires jointives ; prise cathode à 6 spires côté côté masse. |

d'autres exemples pratiques dans le chapitre VIII consacré à la construction des récepteurs O.C., et d'autre part il reste toujours le *calcul* pour déterminer un bobinage quelconque.

D'après la formule classique :

$$\lambda = 1{,}885 \sqrt{LC}$$

on détermine facilement la valeur de la self-induction L en µH, selon l'expression :

$$L = \frac{\lambda^2}{3{,}55\,C}$$

dans laquelle λ est la longueur d'onde, en mètres, et C la capacité du condensateur d'accord, en picofarads.

Ensuite, on peut appliquer la formule empirique suivante, donnant le nombre de tours de la bobine à réaliser :

$$N = \frac{3A + 9B}{0{,}008\,A^2} L$$

formule dans laquelle A est le diamètre du mandrin, en millimètres ; B la longueur de l'enroulement, en millimètres ; L la self-induction, en microhenrys.

Un autre procédé de détermination des bobinages est donné sur l'abaque de la figure VII-1-D, extrait d'un vieux J.d.8 (1936 !). Nous avons traduit en millimètres les dimensions qui étaient données en pouces et fractions de pouces sur l'original.

*Premier exemple.* — Détermination d'une bobine devant couvrir la bande 20-50 mètres avec un condensateur variable de 100 pF.

La formule : $\lambda = 1{,}885 \sqrt{LC}$ donne L = 7,6 µH pour une résiduelle admise vers 15 pF. Avec le C.V. de 100 pF, ce bobinage donne 53 mètres. Reportons-nous à l'abaque et traçons, par le point d'abscisse 7,6 µH, une verticale dont les ordonnées des points d'intersection avec les lignes obliques donneront le nombre de spires à utiliser, nombre lu sur l'échelle de gauche.

On prendra donc : soit 15 tours bobinés sur un mandrin de 38 mm. et répartis sur une longueur *l* de 25 mm. ; soit 28 tours bobinés sur un mandrin de 25 mm., et répartis sur une longueur de 50 mm., etc.

Il y a, naturellement, lieu de choisir les dimensions du bobinage pour que le nombre de spires trouvé puisse se loger, et de tenir compte des recommandations données au § 1, chapitre IV.

D'autre part, il est évident que le diamètre du fil susceptible d'être employé est fonction de la longueur *l* que doit présenter l'enroulement.

*Deuxième exemple.* — Cet abaque permet de trouver la self-induction d'un bobinage donné dont on a le diamètre, la longueur de l'enroulement et le nombre de tours.

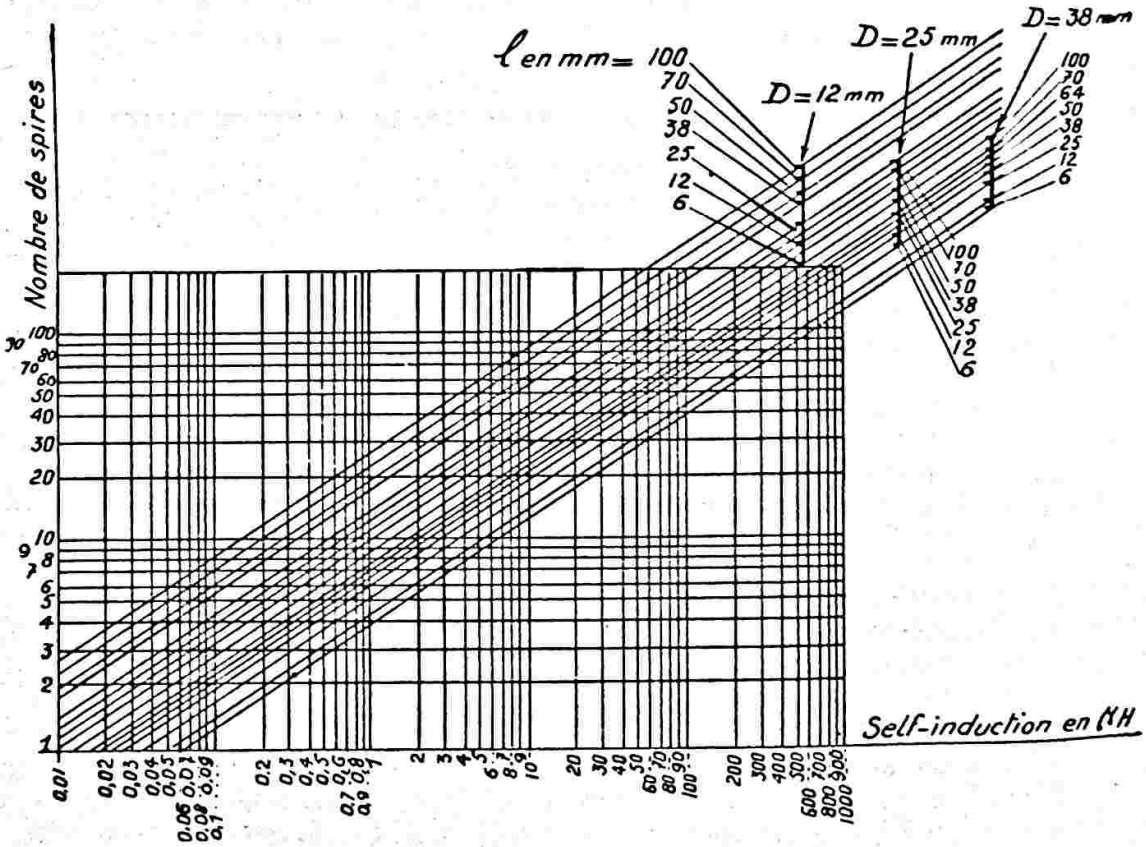



*Fig. VII-1-D*

Soit à trouver la self-induction d'un bobinage de 10 spires enroulées sur un mandrin de 25 mm. de diamètre et sur une longueur de 38 mm. Se reporter au réseau de courbes D = 25 mm.; repérer la courbe *l* = 38 mm. ; suivre l'horizontale partant du nombre de tours, soit 10, et lire le résultat en abscisse, en abaissant la perpendiculaire du point d'intersection, soit 1,3 µH environ. Notons que cet abaque s'applique uniquement aux bobinages à *une seule couche*, spires jointives ou non.

D. — *Remarques.*

1° En ce qui concerne les bobinages oscillateurs d'un récepteur changeur de fréquence, on les fait fonctionner, de préférence, sur la fréquence la plus faible (1). En d'autres termes, on a :

$$MF = Fi - Fl$$

MF, valeur de la moyenne fréquence ;
*Fi*, valeur de la fréquence incidente ;
*Fl*, valeur de la fréquence oscillatrice locale.

2° La réalisation complète d'un bloc de bobinages n'est pas très difficile ; elle exige simplement un peu de patience et quelques appareils de mesure (hétérodyne modulée et outputmeter, par exemple). On se reportera avec intérêt, pour la mise au point des bobinages, au chapitre IV, § 8, problème de l'alignement.

D'autre part, il existe actuellement dans le commerce des blocs de bobinages avec étage haute fréquence accordé (2) et toutes bandes alignables. Nous verrons les principaux dans un instant et nous les recommandons aux amateurs peu expérimentés.

3° Enfin, dans les réalisations pratiques de récepteurs (chapitre VIII), nous nous efforcerons toujours de donner le maximum de détails pour la fabrication des bobinages.

E. — *Blocs commerciaux.*

Pour être complet, et à titre documentaire, nous nous devons de citer quelques blocs de bobinages commerciaux spécialement étudiés pour la réception des O.C. Nous indiquerons :

1° Le bloc Supersonic Colonial 63, fonctionnant avec CV de 3 × 96 pF, couvre sans trou de 3,2 Mc/s à 30 Mc/s, et d'autre part de 860 kc/s à 1.600 kc/s.

Concernant ce bloc de bobinages, voir ce qui est dit au **Nota** du § 1 - 3° - « Colonial SSR 12 », chapitre VIII.

2° Le bloc type HA64-65 (fabrication Michel). — Ce bloc forme un ensemble câblé comportant les bobinages, le contacteur, le condensateur variable 3 × 30 pF, le cadran et les tubes EF85 (HF), 6BA7 (mélangeur) et EC92 (oscillateur). C'est un bloc à **bandes étalées** couvrant uniquement les bandes « amateurs » (10, 15, 20, 40 et 80 m) ; sa sortie s'effectuant à 1 600 kc/s, il est nécessaire de prévoir un second changement de fréquence (1).

3° Le bloc Géloso RF — N. 2619 pour double changement de fréquence également.

Le schéma complet de ce bloc est représenté sur la figure VII-2. Il comporte les tubes suivants : Etage H.F. 6BA6 ; oscillateur = un élément triode de ECC82/12AU7, l'autre élément triode étant utilisé en séparateur de liaison ; changeur de fréquence mélangeur = 6BE6.

L'alimentation H.T. de l'oscillateur se fait à + 150 V stabilisés ; pour les deux autres étages, une H.T. de 230 V convient ; une tension négative de polarisation de base de — 1,7 V est également nécessaire (ainsi que le courant de chauffage, évidemment, à 6,3 V). On peut également réaliser le chauffage de l'oscillateur en tension stabilisée (ligne séparée).

L'entrée « antenne » est prévue, soit pour aérien unifilaire, soit pour antenne symétrique. La sortie (première moyenne fréquence) s'effectue sur 4,6 MHz (environ 65 m). Si le bloc doit équiper un récepteur, le premier transformateur M.F. doit être monté aussi près que possible de la sortie anodique du tube 6BE6. Si le bloc est utilisé comme convertisseur OC devant un récepteur, il y a intérêt à faire suivre le premier transformateur M.F. d'un étage cathode-follower à tube triode 6C4. La liaison s'effectue depuis la cathode de ce tube (voir figure) jusqu'aux entrées « antenne-terre » du récepteur par l'intermédiaire d'un câble coaxial.

F. — **Autres réalisations « amateurs ».**

Les blocs de bobinages sont toujours la grosse question pour l'amateur. Aussi bien, certains ont-ils tourné la difficulté de manière fort originale. Voici deux réalisations remarquées par l'auteur et que nous suggérons :

a) Prendre deux « tiroirs » de H.R.O. chez « National » permettant l'écoute des bandes décamétriques, chaque tiroir comportant les bobinages pour les étages

(1) Notons que cette façon de faire n'est pas obligatoire; on peut avoir aussi : MF = *Fl* — *Fi*.
(2) Se méfier des blocs avec étage H.F. apériodique !

(1) Voir le schéma de ce bloc dans la description du récepteur « SR-2CF-18 », chapitre VIII, § 4.

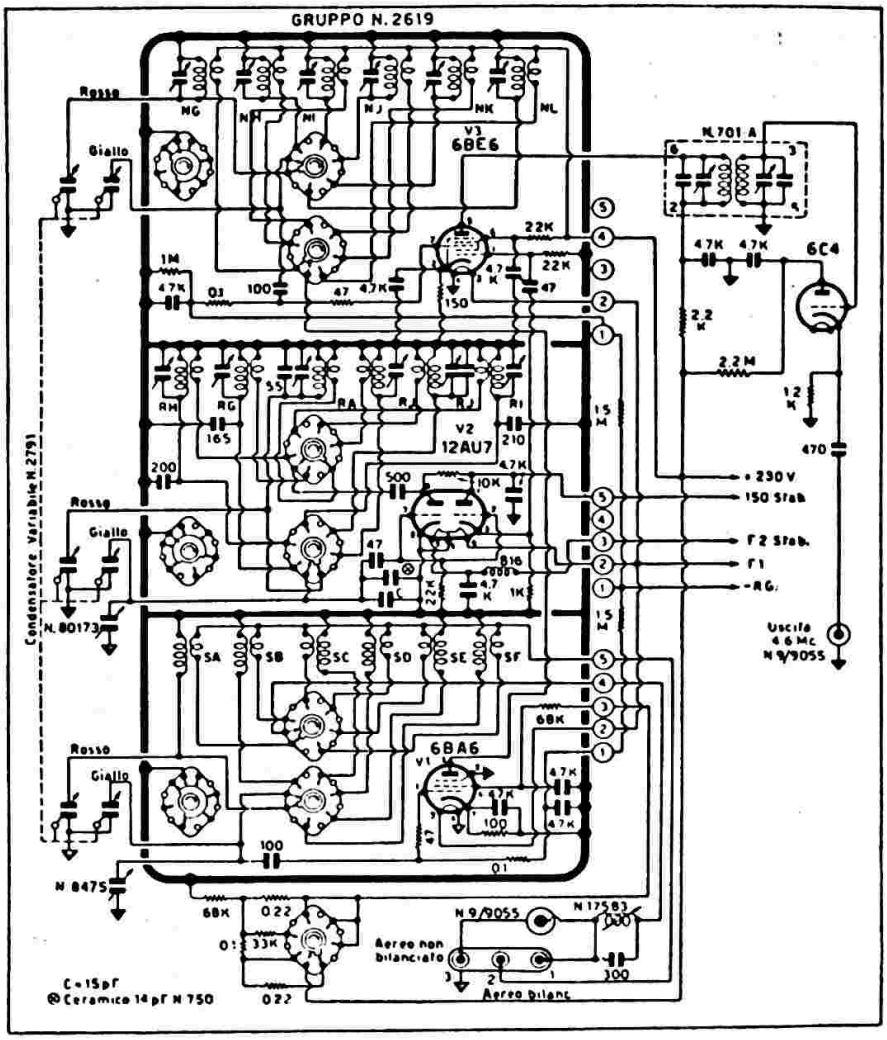



*Fig. VII-2*

HF1, HF2 (deux étages), Mélangeur, et Oscillateur, et les deux tiroirs permettant de couvrir toutes les bandes décamétriques d'amateurs (condensateur variable à 4 cages). On pourra réaliser soi-même la section mécanique assurant l'encliquetage du tiroir désiré, mais on pourra aussi plus simplement commuter les deux tiroirs avec un excellent contacteur à galettes de stéatite monté entre eux (MF = 455 kc/s).

Une réalisation similaire peut être faite en utilisant des « tiroirs » RF provenant des « surplus » militaires.

*b)* Utiliser un *rotacteur* (construit pour les récepteurs de télévision). L'amateur réalise les bobinages d'après les indications que nous avons déjà données, ou que nous donnons encore plus loin, selon les bandes de fréquences à couvrir, la valeur MF adoptée, la capacité des condensateurs variables employés, etc. Les bobinages sont placés sur les barettes à grains de contact du rotacteur. L'ensemble est alors monté contre les cages du condensateur variable pour encliquetage direct des bobines correspondant à la gamme désirée par la manœuvre du rotacteur.

La figure VII-3 montre d'ailleurs la barrette de bobinages HF, mélangeur et oscillateur (pour CV de 3×30 à 35 pF) utilisée pour la bande 10 m. D'autre part, sur la figure VII-4, nous voyons l'installation du rotacteur (à 6 gammes) sur le châssis d'un récepteur de trafic.

Qu'il s'agisse de blocs commerciaux ou de bobinages amateurs « home-made », il reste le problème du cadran. Pour lui deux solutions :

*a)* soit le simple démultiplicateur gradué avec alidade (National, Stockly, etc.) ;

*b)* soit le cadran à grand développement et trotteuse permettant le repérage facile (Wireless).

Les excellentes fabrications commerciales ne manquent pas ; néanmoins, veiller à choisir un entraînement avec grande démultiplication et sans jeu.

**Exemples de bobinages et de blocs de bobinages réalisables par l'amateur**

Nous donnons, ci-dessous, les caractéristiques de fabrication de bobinages pouvant convenir pour la réalisation d'un bloc

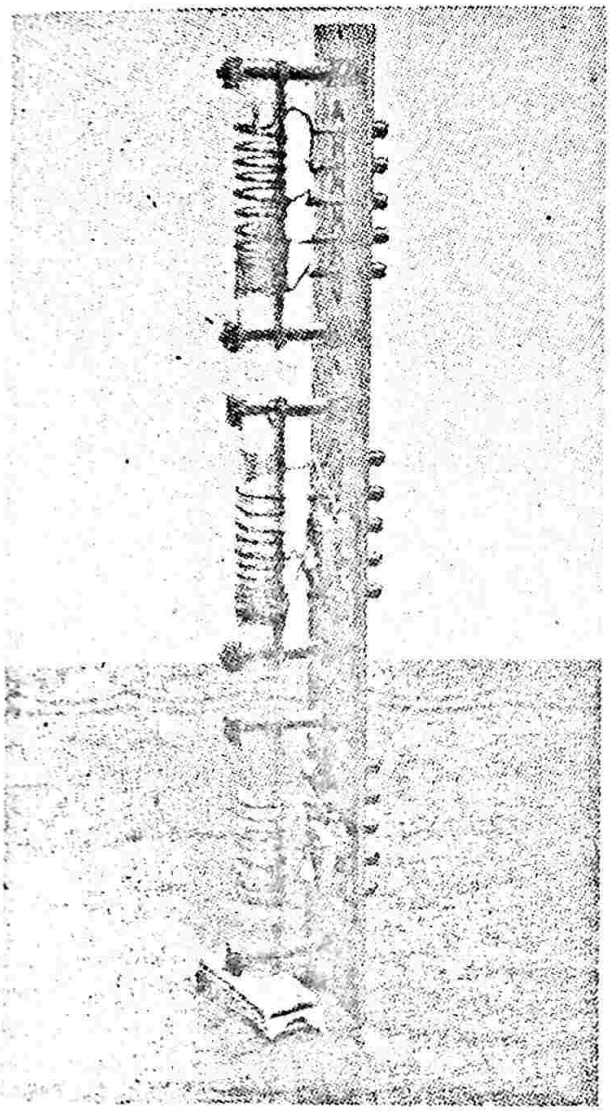


*Fig. VII-3*

à rotacteur conforme aux figures VII-3 et 4 (ou avec tout autre rotacteur pouvant être de construction légèrement différente), ou même, plus ordinairement, avec un contacteur à galettes. Ces bobinages sont donnés pour des connexions électriques des étages H.F., C.F. et Osc. conformes au montage de la figure XIV-2-1, pour les bandes « amateurs » uniquement et pour une valeur M.F. de 455 kHz. (Nous verrons ensuite avec M.F. de 1 600 kHz.)

Le condensateur variable comporte 3 cases jumelées de 100 pF, ou **moins**, si on désire un plus grand étalement ; par exemple : 3 × 50 pF ou 3 × 20 pF.

Nous avons :

$L_1$ = bobine de couplage d'antenne ;
$L_2$ = bobine de grille de l'étage H.F. ;
$L_3$ = bobine de couplage plaque H.F. ;
$L_4$ = bobine de grille de l'étage convertisseur ;
$L_5$ = bobine d'entretien de l'oscillateur ;
$L_6$ = bobine accordée de l'oscillateur (pas de condensateur-padding en série avec la base du bobinage).

Tous les mandrins ont un diamètre de 10 mm avec noyau magnétique réglable.

Les bobines $L_2$, $L_4$ et $L_6$ de chaque bande comporte un condensateur ajustable à air de 3/30 pF en parallèle.

Le mode d'enroulement est celui représenté sur la figure VII-5-1 donné à titre d'exemple pour l'étage HF ; en d'autres termes, chaque bobinage est enroulé dans le même sens, avec côtés « froids » voisins.

D'autre part, nous avons :
Fil A = cuivre 15/100 de mm sous soie ;
Fil B = cuivre 30/100 de mm émaillé ;
Fil C = cuivre 60/100 de mm émaillé.

**Bande 80 m :** $L_1 = L_3 = 15$ tours jointifs fil A ; $L_2 = L_4 = 46$ tours jointifs fil B ; $L_5 = 50$ tours jointifs fil B ; $L_6 = 30$ tours jointifs fil A.

**Bande 40 m :** $L_1 = L_3 = 10$ tours jointifs fil A ; $L_2 = L_4 = 25$ tours jointifs fil B ; $L_5 = 28$ tours jointifs fil B ; $L_6 = 15$ tours jointifs fil A.

**Bande 20 m :** $L_1 = L_3 = 5$ tours jointifs fil A ; $L_2 = L_4 = 15$ tours fil C, espacement entre spires de 0,5 mm ; $L_5 = 17$ tours fil C, espacement entre spires de 0,5 mm ; $L_6 = 10$ tours jointifs fil A.

**Bande 15 m :** $L_1 = L_3 = 3$ tours jointifs fil A ; $L_2 = L_4 = 12$ tours fil C, espacement entre spires de 0,5 mm ; $L_5 = 14$ tours fil C, espacement entre spires de 0,5 mm ; $L_6 = 8$ tours jointifs fil A.

**Bande 10 m :** $L_1 = L_3 = 3$ tours jointifs fil A ; $L_2 = L_4 = 6$ tours fil C espacement entre spires de 0,5 mm ; $L_5 = 7$ tours fil C, espacement entre spires de 0.5 mm ; $L_6 = 6$ tours jointifs fil A.

**Pour M.F. de 1 600 kHz,** modifier les bobines oscillatrices $L_6$ seulement, comme suit :
80 m : $L_6 = 34$ tours ;
40 m : $L_6 = 16$ tours.

Pour les bandes 20, 15 et 10 m, la différence de fréquence nécessaire peut s'obtenir simplement par les réglages des trimmers à air et des noyaux en réalisant les bobinages $L_6$ comme nous l'avons indiqué pour M.F. de 455 kHz.

Pour toutes les constructions de blocs de bobinages par l'amateur, ne pas omettre de prévoir des blindages entre les étages : écrans de séparation entre les bobinages d'un étage par rapport à l'étage voisin. Réaliser un point de masse unique par étage ; effectuer des connexions aussi courtes que possible entre le bloc de bobinages proprement dit, le condensateur variable et les lampes.

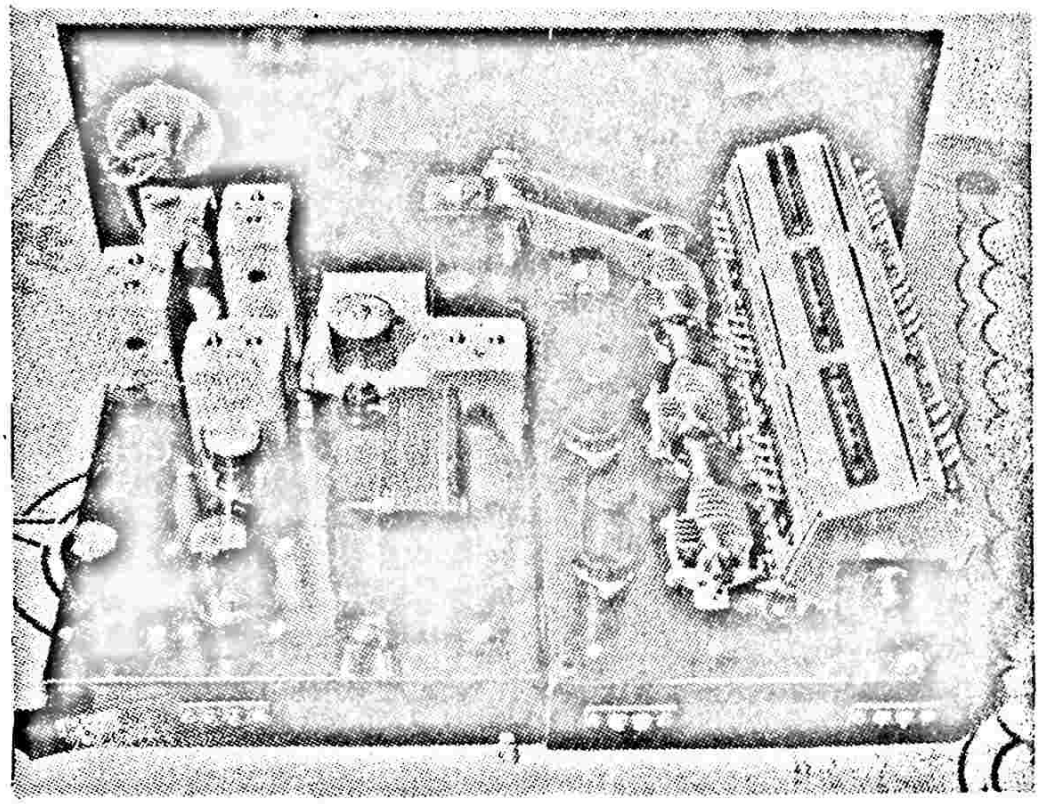


*Fig. VII-4*

Il est également recommandé, pour éviter les absorptions parasites, de court-circuiter les bobinages des gammes de fréquences inférieures non utilisés (tout au moins leur circuit accordé). Ceci est particulièrement facile à réaliser si l'on adopte la commutation par galettes ; en effet, il existe des galettes spécialement conçues dans ce but.

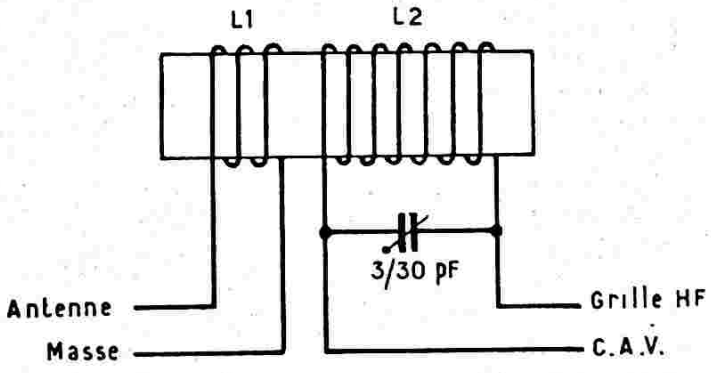



*Fig. VII-5-1*

A titre d'exemple, la figure VII-5-2 donne quelques détails de fabrication d'un bloc réalisé sur un commutateur rotatif à galettes et utilisant les bobinages précédemment décrits.

On se munit de galettes *en stéatite* conformes aux modèles représentés (galettes-sections stéatite type HC (« Jeanrenaud »). Les galettes, 1, 2, 4, 5, 7 et 8 effectuent les commutations proprement dites ; les galettes 3, 6 et 9 court-circuitent les bobinages de grilles H.F., mixer et oscillateur non utilisés, *de fréquences inférieures.* C'est ainsi, par exemple, que dans le compartiment H.F., la galette A effectue les commutations des enroulements d'antenne ($L_1$). et la galette G, les commutations des enroulements de grille du tube amplificateur H.F. ($L_2$). La galette C effectue le court-circuit des enroulements $L_2$ de fréquences inférieures non utilisés. Ceci est parfaitement clair sur la partie du dessin représentant deux galettes voisines, l'une de commutation, l'autre de court-circuit. Les deux galettes étant fixées côte à côte, et leurs cosses se correspondant, il est bien évident que les connexions reliant une galette à l'autre sont extrêmement courtes (ce que nous n'avons pas pu faire sur le dessin pour la clarté de la figure).

Mieux même, il existe des galettes de stéatite qui comportent d'un côté les commutations et de l'autre côté les courts-circuits ; dans ce cas, il n'est donc plus nécessaires d'utiliser deux galettes distinctes (même fabrication que précédemment, c'est-à-dire sections type HC Jeanrenaud).

Les diverses galettes sont montées selon la répartition représentée sur la figure ; elles sont maintenues à l'espacement convenable à l'aide de deux tiges filetées munies d'entretoises. En outre, on effectue un cloison-

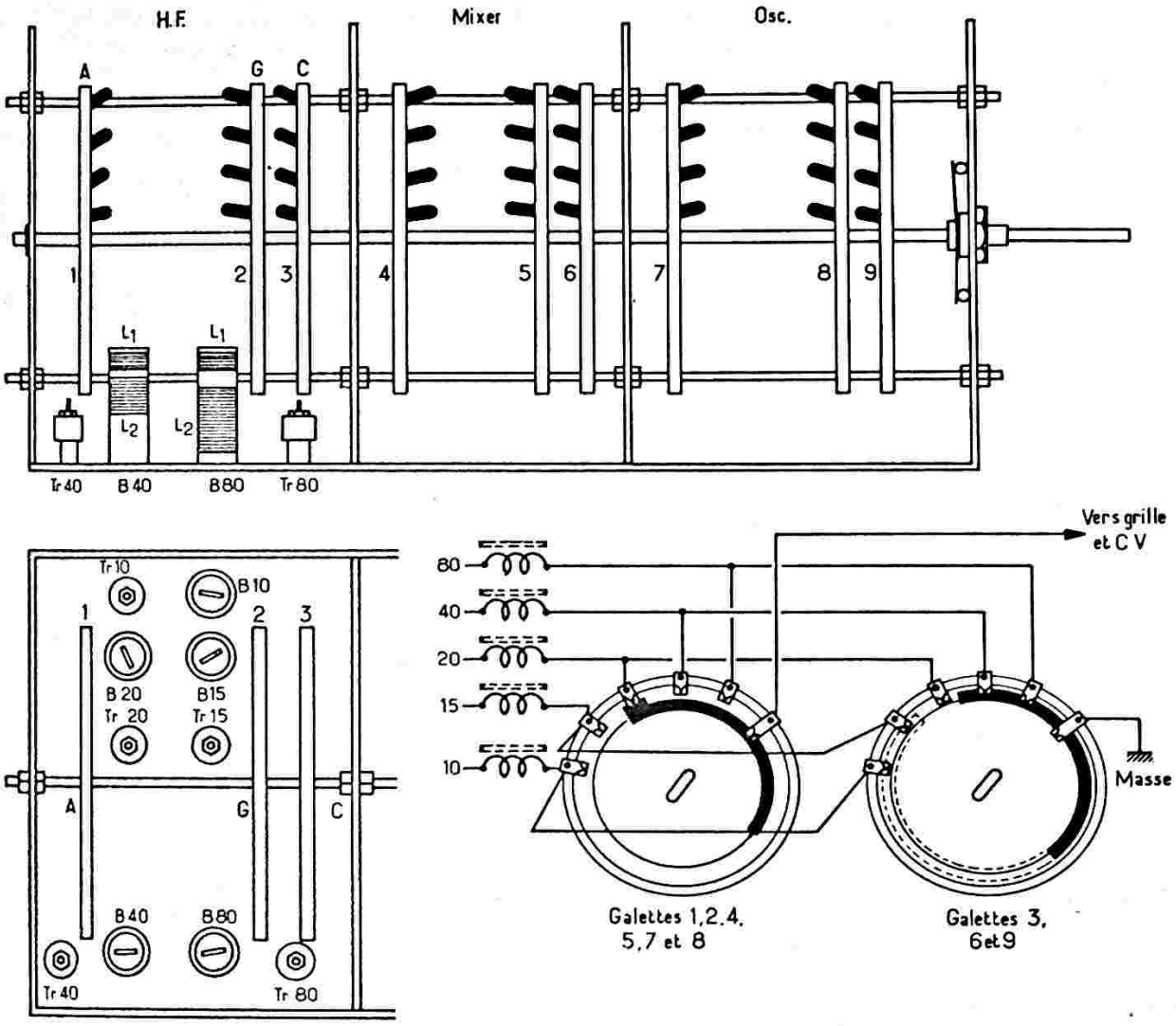



*Fig. VII-5-2*

nement à l'aide de quatre plaques d'aluminium afin de former les compartiments H.F., mixer et oscillateur. Une plaque de fond en aluminium joint les trois compartiments, et c'est cette plaque qui est destinée à recevoir les divers bobinages et leurs trimmers respectifs. La figure montre la répartition de ces éléments : bobine pour chaque bande 10 m, 15 m, 20 m, etc. ($B_{10}$, $B_{15}$, $B_{20}$, etc.) et le trimmer- correspondant ($Tr_{10}$, $Tr_{15}$, $Tr_{20}$, etc.). Pour la simplification du dessin, nous n'avons représenté cette disposition que pour la case H.F. ; mais il va sans dire qu'il en est exactement de même dans les casses « mixer » et « oscillateur ».

Rappelons encore qu'au point de vue connexions électriques, ce bloc de bobinages est absolument conforme au montage de la figure XIV-2-1 (et XIV-2-2), et qu'il est possible d'utiliser un groupement de trois condensateurs variables *jumelés* (de la série CTL de «Aréna » de 20 pF chacun, ou de 50 pF chacun, ou encore de 100 pF chacun, selon la *largeur* des bandes de fréquences que l'on désire couvrir, ou au contraire, selon l'*étalement* que l'on veut atteindre. Quant aux lampes à utiliser conjointement, nous recommandons : étage H.F. = 6BA6, EF85, ou 6AK5 ; étage mixer = 6BA7, ou partie hexode d'une ECH 81 ; étage oscillateur = EC 92/6AB4 (triode) ou 6AU6 (pentode).

Effectuer par ailleurs des connexions aussi courtes et directes que possible entre le bloc de bobinages, les condensateurs variables et les lampes. Le point de masse de chaque case du bloc doit être relié directement et séparément à la masse de la case du condensateur variable correspondant (fourchettes de contact) et au point de masse au châssis près du support de lampe de l'étage considéré.

Le dernier travail, après montage du bloc sur le récepteur proprement dit, consiste évidemment à effectuer un réglage et un alignement corrects de tous les circuits : oscillateur d'abord (mise en place des bandes, calage en fréquences) ; étage mixer ensuite, et enfin étage H.F. (pour l'obtention du signal de sortie maximum). Et ce, pour

chaque gamme, en commençant par la bande de 10 m. En s'aidant d'un générateur H.F. (hétérodyne) correct et précis, c'est une besogne facile grâce aux noyaux et aux trimmers prévus sur chaque bobinage, surtout vu l'étroitesse des bandes « amateurs » si on se limite à celles-ci (voir « Alignement » § 8 du chapitre IV).

⁂

G. — *Réalisation des transformateurs MF.*

Nous ne conseillons guère à l'amateur de réaliser ses transformateurs moyenne fréquence. Pour obtenir une bande passante correcte, il faut un laboratoire bien outillé (voltmètre à lampe, oscillographe, hétérodyne H.F.), afin d'effectuer tous les contrôles nécessaires à la mise au point (accord, sélectivité, gain, etc.).

D'ailleurs, les jeux de transformateurs standards 455 ou 472 kc/s se trouvent facilement dans le commerce à des prix raisonnables.

Toutefois, les transformateurs M.F. 1.600 kc/s, assez peu courants, peuvent être réalisés de la façon suivante : on bobine 140 tours jointifs de fil 15/100 deux couches soie à plusieurs couches, entre deux joues (flasques de carton bakélisé) sur un mandrin de 12 mm. de diamètre (écartement des deux flasques : 10 mm). Chaque enroulement est accordé par un petit trimmer au mica grattable de 150 pF.

La distance entre primaire et secondaire des premiers transformateurs est de 40 mm. ; on réduit cette distance à 25 mm., afin d'augmenter le couplage pour le transformateur attaquant le tube détecteur.

Avec les bobinages enroulés dans le même sens, on fait pour le primaire : entrée = plaque, sortie = +HT ; pour le secondaire, entrée = V.C.A. ou masse, sortie = grille ou diode.

Les deux bobinages sont évidemment montés d'une façon rigide et placés à l'intérieur d'un blindage cylindrique de 45 mm. de diamètre environ (blindage aluminium).

A toutes fins utiles, voici une autre réalisation de transformateur MF 1 600 kHz : chaque enroulement est constitué par un nid d'abeille de 35 tours en fil divisé de 10 brins de 0,1 mm émaillé, sous soie ; chaque bobinage est logé dans un pot magnétique fermé ; distance entre pots primaire et secondaire = 20 mm ; condensateur ajustable en parallèle sur chaque bobinage réglable entre 50 et 150 pF.

## § 2. — Les circuits accordés des émetteurs

Avant d'étudier cette partie, le lecteur pourra revoir les généralités exposées au paragraphe 1 du chapitre V.

Naturellement, nous n'allons pas reprendre les formules utilisées dans le calcul des capacités et des bobinages, vues au § 1 de ce chapitre. Qu'il s'agisse d'un circuit accordé pour récepteur ou émetteur, les calculs ne diffèrent pas.

Par la lecture du chapitre V nous avons appris :

1° que le circuit accordé d'un maître-oscillateur doit être à forte capacité (plus grande stabilité) ;

2° que, par contre, le circuit accordé d'un étage séparateur doit être construit avec une bobine présentant un coefficient de self-induction élevé (faible valeur de la capacité).

Plusieurs tableaux vont nous permettre de résoudre facilement l'établissement de ces circuits par la détermination correcte du bobinage et de son condensateur d'accord.

Pour l'établissement du circuit accordé final d'un émetteur (circuit anodique de l'étage PA), le problème ne se pose pas de la même manière. Nous avons vu au paragraphe 7 du chapitre V les motifs qui guident le choix de la valeur d'un condensateur variable devant équiper le circuit accordé. Nous avons calculé exactement la valeur optimum de ce C.V. ; mais il serait bon de connaître maintenant les caractéristiques de la bobine que l'on doit monter en parallèle pour la construction complète de ce circuit oscillant, et qui permet l'accord sur la fréquence de travail déterminée.

Comme nous l'avons dit, on peut appliquer la formule :

$$L = \frac{1}{4\pi^2 . C . f^2}$$

mais cela n'indique pas à l'amateur le nombre de tours, le diamètre de bobinage et le pas de l'enroulement à exécuter.

C'est pourquoi nous publions le tableau n° 1 qui permet une détermination plus rapide des caractéristiques de L.

Supposons que, dans notre calcul, nous ayons trouvé, pour C, une valeur de 80 picofarads. Rappelons qu'il s'agit là de la *valeur optimum d'accord*, et non de la valeur maximum caractérisant tout condensateur variable. On adoptera alors un

## TABLEAU 1

| C en pF | L bande 80 mètres | L bande 40 mètres | L bande 20 mètres |
|---|---|---|---|
| 50 | 40 spires A Ø 100<br>36 spires B Ø 100<br>70 spires C Ø 50<br>52 spires C Ø 65<br>60 spires D Ø 40<br>34 spires D Ø 65 | 36 spires A Ø 50<br>20 spires A Ø 75<br>14 spires A Ø 100<br>35 spires B Ø 50<br>17 spires B Ø 75<br>34 spires C Ø 40<br>17 spires C Ø 65<br>19 spires D Ø 40<br>12 spires D Ø 65 | 12 spires A Ø 50<br>8 spires A Ø 75<br>12 spires B Ø 50<br>7 spires B Ø 75<br>12 spires C Ø 40<br>7 spires C Ø 65<br>11 spires D Ø 40<br>7 spires D Ø 50<br>5 spires D Ø 65 |
| 100 | 24 spires A Ø 100<br>22 spires B Ø 100<br>40 spires C Ø 50<br>30 spires C Ø 65<br>35 spires D Ø 40<br>24 spires D Ø 50<br>20 spires D Ø 65 | 22 spires A Ø 50<br>12 spires A Ø 75<br>8 spires A Ø 100<br>20 spires B Ø 50<br>10 spires B Ø 75<br>19 spires C Ø 40<br>10 spires C Ø 65<br>11 spires D Ø 40<br>7 spires D Ø 65 | 7 spires A Ø 50<br>5 spires A Ø 75<br>7 spires B Ø 50<br>4 spires B Ø 75<br>7 spires C Ø 40<br>4 spires C Ø 65<br>6 spires D Ø 40<br>4 spires D Ø 50<br>3 spires D Ø 65 |
| 250 | 17 spires A Ø 75<br>11 spires A Ø 100<br>20 spires B Ø 65<br>15 spires B Ø 75<br>10 spires B Ø 100<br>28 spires C Ø 40<br>19 spires C Ø 50<br>14 spires C Ø 65<br>17 spires D Ø 40<br>12 spires D Ø 50<br>10 spires D Ø 65 | 10 spires A Ø 50<br>6 spires A Ø 75<br>9 spires B Ø 50<br>7 spires B Ø 65<br>9 spires C Ø 40<br>7 spires C Ø 50<br>5 spires C Ø 65<br>7 spires D Ø 40<br>5 spires D Ø 50<br>4 spires D Ø 65 | 4 spires A Ø 50<br>3 spires A Ø 65<br>4 spires B Ø 50<br>3 spires B Ø 65<br>4 spires C Ø 40<br>3 spires C Ø 50<br>3 spires D Ø 40<br>2 spires D Ø 50 |
| 500 | 18 spires A Ø 50<br>7 spires A Ø 100<br>16 spires B Ø 50<br>9 spires B Ø 75<br>16 spires C Ø 40<br>8 spires C Ø 65<br>10 spires D Ø 40<br>7 spires D Ø 65 | 6 spires A Ø 50<br>4 spires A Ø 75<br>5 spires B Ø 50<br>4 spires B Ø 65<br>6 spires C Ø 40<br>4 spires C Ø 50 | Sur 20 mètres, un CV de 500 pF ne convient pas. |

condensateur d'une valeur immédiatement supérieure (valeur commerciale courante), soit, dans notre cas, 100 picofarads.

En face de cette valeur, et dans la colonne correspondant à la bande de longueurs d'onde choisie, nous voyons immédiatement toutes les combinaisons possibles pour la réalisation de la self-inductance adéquate.

A signifie bobine réalisée en tube de cuivre de 6 mm. (spires à 9 mm. d'axe en axe).

B, bobine en tube de cuivre de 4 mm. (spires à 7 mm. d'axe en axe).

C, bobine en fil de cuivre de 20/10 de mm. (spires à 4 mm. d'axe en axe).

D, bobine en fil de cuivre de 16/10 de mm. (spires à 32/10 de mm. d'axe en axe).

Enfin, ∅ indique le diamètre de la bobine ou le diamètre de l'enroulement sur « air », suivant le cas, en millimètres.

Nous avons borné notre tableau aux trois bandes d'amateurs les plus populaires.

Nous avons aussi prévu l'utilisation de condensateurs de fortes valeurs (250 et 500 pF), ce qui permet de déterminer également les bobines à réaliser pour les montages à capacité prédominante, genre maître-oscillateur, pilote E.C.O., etc. (où l'on doit avoir un rapport L/C très faible).

En général, les selfs-inductances indiquées permettent l'accord pour une valeur moyenne du condensateur variable en parallèle. C'est déjà un point d'acquis ; en effet, on verra facilement, par la suite, le traitement que l'on doit faire subir à la bobine (augmenter le nombre de tours ou le diminuer), afin d'obtenir l'accord à la résonance pour la *capacité optimum* du condensateur déterminée par le calcul.

D'autre part, afin de multiplier les exemples, nous publions des tableaux (tableaux 2 à 7) de caractéristiques de bobinages (suivant que le tube de l'étage P.A. exige une forte ou une faible capacité d'accord — high C tubes ou low C tubes — et suivant qu'il s'agit d'un condensateur ordinaire ou d'un condensateur divisé (type split stator).

Comme nous l'avons dit au chapitre V, § 7, il suffit de faire le rapport $V_p/I_p$ et de consulter les graphiques des figures V-52, 53 et 54, pour savoir à quelle classe appartient un tube. Pour moins de 40 pF, on pourra le classer dans la catégorie « low C tubes » ; au-dessus de 40 pF, on le classera dans la catégorie « high C tubes ».

Précisons, en passant, qu'il est parfois nécessaire, lorsqu'on utilise un montage à bobines interchangeables pour le travail sur plusieurs bandes (fig. V-68), de monter, en parallèle sur les bobines employées pour les bandes de fréquences peu élevées, un condensateur fixe à air : cela, afin d'obtenir aux bornes de la bobine la capacité résultante requise, déterminée par le calcul ou les graphiques.

Enfin, les figures VII-6-1 et 2 donnent deux abaques permettant également la détermination des bobinages convenant pour une bande donnée, d'après la valeur du condensateur variable établie par le calcul.

Sur la figure VII-6-1, les courbes sont établies pour des bobines à fabriquer sur des mandrins de 38 mm. de diamètre, et suivant la *longueur* de l'enroulement A, B ou C. On a : A = 25 mm. ; B = 38 mm. ; C = 50 mm. Le diamètre du fil constituant le bobinage sera choisi en tenant compte de la longueur de l'enroulement à réaliser (écartement entre spires égal au diamètre du fil).

La figure VII-6-2 permet de déterminer le nombre de tours de la bobine selon la valeur de la capacité trouvée par le calcul pour les bandes 7, 14 et 28 Mc/, mais la bobine étant réalisée en *tube* de cuivre de 6 mm. enroulée sur air avec un diamètre intérieur de 63 mm. et un écartement de 6 mm. entre chaque tour.

Ces deux abaques sont extraits du *Radio Amateur's Handbook*.

Disons, pour terminer avec les circuits accordés, que des articles très documentés traitant du calcul des bobinages et des capacités (*de toutes formes*) *ont été publiés*

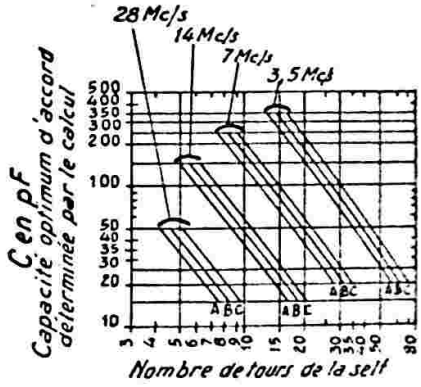



*Fig. VII-6-1*

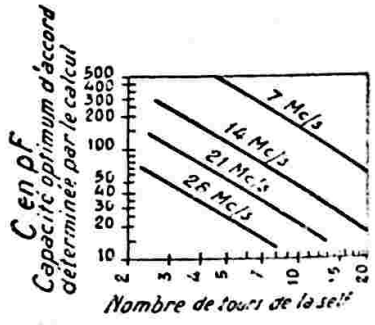



*Fig. VII-6-2*

*dans le* Haut-Parleur, nos 774, 775 et 777, sous la signature de Richard Warner.

Enfin, dans l'établissement du circuit accordé d'un émetteur (principalement pour le circuit final), n'oublions pas de choisir un condensateur variable ayant un inter-lame suffisamment dimensionné pour « tenir » la H.T. et les amplitudes maxima H.F. : voir chapitre V, § 7.

**ble stator** (split stator condenser) et utilisées dans des circuits employant des tubes nécessitant une capacité d'accord du C.O. assez faible (Low - C tubes) tels que 150 T, 50 T, 354, 852, 800, 825. RK18, etc...

| Bandes | Diamètre sur air (ou sur mandrin) en millimètres | | | | | C.V. |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | Φ 50 | Φ 76 | Φ 100 | Φ 125 | Φ 150 | |
| 80 | non recommandé | non recommandé | 60 tours, longueur 500 m/m, tube cuivre 6 m/m | 50 tours, longueur 440 m/m, tube cuivre 6 m/m | 40 tours, longueur 440 m/m, tube cuivre 9 m/m | 100 pF chaque section |
| 40 | non recommandé | 46 tours, longueur 400 m/m, tube cuivre 6 m/m | 34 tours, longueur 300 m/m, tube cuivre 6 m/m | 28 tours, longueur 300 m/m, tube cuivre 6 m/m | 22 tours, longueur 300 m/m, tube cuivre 6 m/m | 35 pF chaque section |
| 20 | 32 tours longueur 380 m/m, tube cuivre 6 m/m | 20 tours, longueur 300 m/m, tube cuivre 6 m/m | 16 tours, longueur 300 m/m, tube cuivre 6 m/m | 14 tours, longueur 300 m/m, tube cuivre 6 m/m | 10 tours, longueur 300 m/m, tube cuivre 6 m/m | 35 pF chaque section |
| 10 | 8 tours longueur 100 m/m, tube cuivre 6 m/m | 6 tours, longueur 300 m/m, tube cuivre 6 m/m | 4 tours longueur 100 m/m, tube cuivre 6 m/m | 4 tours, longueur 100 m/m, tube cuivre 6 m/m | 3 tours, longueur 100 m/m, tube cuivre 6 m/m | 35 pF chaque section |

## TABLEAU 3

**Bobines utilisées dans des circuits équipés par les mêmes genres de lampes, mais accordées par un condensateur variable ordinaire à simple section**

| Bandes | Diamètre sur air (ou sur mandrin) en millimètres | | | | | C.V. |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | Φ 50 | Φ 76 | Φ 100 | Φ 125 | Φ 150 | |
| 80 | non recommandé | non recommandé | 50 tours, longueur 500 m/m, tube cuivre 6 m/m | 40 tours, longueur 440 m/m, tube cuivre 6 m/m | 30 tours, longueur 440 m/m, tube cuivre 6 m/m | 100 pF |
| 40 | non recommandé | 36 tours, longueur 350 m/m, tube cuivre 6 m/m | 24 tours, longueur 300 m/m, tube cuivre 6 m/m | 20 tours, longueur 300 m/m, tube cuivre 6 m/m | 16 tours, longueur 300 m/m, tube cuivre 6 m/m | 35 pF |
| 20 | 22 tours, longueur 300 m/m, tube cuivre 6 m/m | 16 tours, longueur 300 m/m, tube cuivre 6 m/m | 12 tours, longueur 300 m/m, tube cuivre 6 m/m | 10 tours, longueur 300 m/m, tube cuivre 6 m/m | 8 tours, longueur 300 m/m, tube cuivre 6 m/m | 35 pF |
| 10 | 6 tours, longueur 125 m/m, tube cuivre 6 m/m | 4 tours, longueur 125 m/m, tube cuivre 6 m/m | 4 tours, longueur 125 m/m, tube cuivre 6 m/m | 4 tours, longueur 125 m/m, tube cuivre 6 m/m | 2 tours, longueur 125 m/m, tube cuivre 6 m/m | 35 pF |

## TABLEAU 4

Bobines accordées par un condensateur à double stator (split stator condenser) et utilisées dans des circuits employant des tubes nécessitant une capacité d'accord du C.O. assez élevée (High - C tubes) tels que 210, 204A, 849, 212D, 840, 46, RK20, etc...

| Bandes | Diamètre sur air (ou sur mandrin) en millimètres | | | | | C.V. |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | Φ 50 | Φ 76 | Φ 100 | Φ 125 | Φ 150 | |
| 80 | non recommandé | non recommandé | 54 tours, longueur 400 m/m, tube cuivre 6 m/m | 10 tours, longueur 250 m/m, tube cuivre 6 m/m | 36 tours, longueur 440 m/m, tube cuivre 6 m/m | 100 pF chaque section |
| 40 | non recommandé | 36 tours, longueur 350 m/m, tube cuivre 6 m/m | 24 tours, longueur 250 m/m, tube cuivre 6 m/m | 46 tours, longueur 440 m/m, tube cuivre 6 m/m | 16 tours, longueur 250 m/m, tube cuivre 6 m/m | 35 pF chaque section |
| 20 | 24 tours, longueur 250 m/m, tube cuivre 6 m/m | 16 tours, longueur 250 m/m, tube cuivre 6 m/m | 12 tours, longueur 250 m/m, tube cuivre 6 m/m | 20 tours, longueur 250 m/m, tube cuivre 6 m/m | 8 tours, longueur 250 m/m, tube cuivre 6 m/m | 35 pF chaque section |
| 10 | 8 tours, longueur 130 m/m, tube cuivre 6 m/m | 6 tours, longueur 130 m/m, tube cuivre 6 m/m | 4 tours, longueur 130 m/m, tube cuivre 6 m/m | 4 tours, longueur 130 m/m, tube cuivre 6 m/m | 3 tours, longueur 130 m/m, tube cuivre 6 m/m | 35 pF chaque section |

## TABLEAU 5

Bobines utilisées dans des circuits équipés par les mêmes genres de lampes que tableau 3, mais accordées par un condensateur variable ordinaire à simple section

| Bandes | Diamètre sur air (ou sur mandrin) en millimètres | | | | | C.V. |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | Φ 50 | Φ 76 | Φ 100 | Φ 125 | Φ 150 | |
| 80 | non recommandé | non recommandé | 50 tours, longueur 500 m/m, tube cuivre 6 m/m | 40 tours, longueur 440 m/m, tube cuivre 6 m/m | 30 tours, longueur 440 m/m, tube cuivre 6 m/m | 100 pF |
| 40 | non recommandé | 32 tours, longueur 350 m/m, tube cuivre 6 m/m | 22 tours, longueur 300 m/m, tube cuivre 6 m/m | 18 tours, longueur 300 m/m, tube cuivre 6 m/m | 14 tours, longueur 300 m/m, tube cuivre 6 m/m | 35 pF |
| 20 | 18 tours, longueur 250 m/m, tube cuivre 6 m/m | 14 tours, longueur 250 m/m, tube cuivre 6 m/m | 10 tours, longueur 250 m/m, tube cuivre 6 m/m | 8 tours, longueur 250 m/m, tube cuivre 6 m/m | 6 tours, longueur 250 m/m, tube cuivre 6 m/m | 35 pF |
| 10 | 4 tours, longueur 125 m/m, tube cuivre 6 m/m | 4 tours, longueur 125 m/m, tube cuivre 6 m/m | 4 tours, longueur 125 m/m, tube cuivre 6 m/m | 4 tours, longueur 125 m/m, tube cuivre 6 m/m | 2 tours, longueur 125 m/m, tube cuivre 6 m/m | 35 pF |

## TABLEAUX 6 et 7

Bobines sur mandrin stéatite H.F. à section étoilée, accordées par un condensateur variable ordinaire à simple section.

(*Fil utilisé :* 12/10 de mm. cuivre deux couches coton).

| Bandes | Diamètre du mandrin en millimètres | | C.V. |
|---|---|---|---|
| | Φ 38 | Φ 63 | |
| 80 | 35 tours, spires jointives | 23 tours, écartement entre spires égal au diamètre du fil | 100 pF |
| 40 | 20 tours, écartement entre spires égal au diamètre du fil | 16 tours, écartement entre spires égal au diamètre du fil | 35 pF<br>100 pF |
| 20 | 12 tours, écartement entre spires égal au diamètre du fil | 9 tours, écartement entre spires égal au diamètre du fil | 35 pF |
| 10 | 5 tours, écartement entre spires égal au diamètre du fil | 5 tours, écartement entre spires égal au diamètre du fil | 35 pF |

Bobines sur mandrin stéatite H.F. à section étoilée, accordées par un condensateur variable à double stator (split stator condenser).

*Fils utilisés* { fil A : 12/10 deux couches coton
fil B : 12/10 émaillé
fil C : 16/10 émaillé

| Bandes | Diamètre du mandrin en millimètres | | |
|---|---|---|---|
| | Φ 38 | Φ 63 | |
| 80 | non recommandé | 55 tours, fil B, spires jointives | 35 pF chaque section |
| 40 | 35 tours, fil A, spires jointives | 29 tours, fil C, longueur de l'enroulement : 76 m/m | 35 pF chaque section |
| 20 | 19 tours, fil A, écartement entre spires égal au diamètre du fil | 15 tours, fil C, écartement entre spires égal au diamètre du fil | 35 pF chaque section |

## § 3. — Les bobines d'arrêt H.F.

Les bobines d'arrêt, appelées aussi selfs de choc, sont intercalées dans les circuits de récepteurs ou d'émetteurs, en des points convenables, afin d'empêcher l'énergie H.F. d'être court-circuitée par d'autres organes, ou d'éviter qu'elle s'écoule par les circuits d'alimentation. Il est nécessaire que les bobines de choc aient le plus de self-induction possible pour une capacité répartie minime. Mais, cette capacité répartie (ou capacité shunt) existe néanmoins, et ne manque pas de faire résonner la bobine. Normalement, cette fréquence de résonance devrait être nettement supérieure à la fréquence maximum de fonctionnement du circuit dans lequel la bobine d'arrêt est intercalée (1).

De toutes manières, une bobine de choc doit présenter une *impédance extrêmement grande* à la fréquence de travail du circuit.

Le diamètre du fil est déterminé par l'intensité du courant continu pouvant traverser la bobine.

Un autre point à surveiller est la tension H.F. qu'une bobine de choc peut tenir entre ses bornes sans qu'il ne s'y produise une décharge détériorant la bobine.

Plusieurs modes de construction de bobines de choc s'offrent à l'amateur.

Le plus simple consiste à enrouler à spires jointives, et sur une seule couche, un bobinage sur un mandrin isolant de

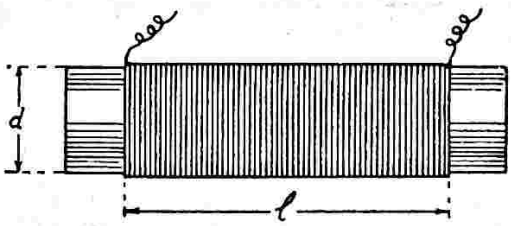



*Fig. VII-7*

haute qualité H.F. (fig. VII-7). A condition que la longueur de l'enroulement ne soit pas trop grande par rapport à son diamètre, on peut calculer grosso modo les valeurs de la self-induction et de la capacité répartie par les relations simples approximatives suivantes :

$$L\mu H = 0{,}0267 \frac{d^2 \cdot n^2}{d + 3\,l}$$

$$C pF = 1{,}4\,d$$

dans lesquelles nous avons : *d*, diamètre de la bobine en centimètre ; *l*, longueur de l'enroulement en centimètre ; *n*, nombre de spires de la bobine.

On en déduit immédiatement la fréquence de résonance F (fréquence de blocage).

$$F\ Mc/s = \frac{1.000}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Un autre type de bobine de choc réalisable par l'amateur est donné sur la figure VII-8. Il s'agit d'un enroulement fragmenté ou compartimenté. Les caractéristiques de cette bobine d'arrêt sont mentionnées sur la figure.

Dans ces réalisations, on peut utiliser du fil de 30/100 de millimètre, deux couches soie, par exemple ; mais il n'est pas recommandé de fixer l'enroulement à la cire, paraffine ou gomme-laque, dont les propriétés en haute fréquence sont bien médiocres.

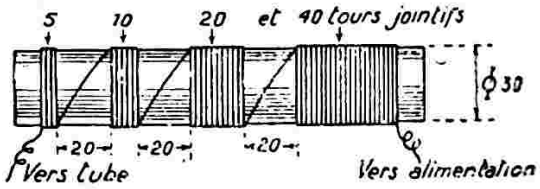



*Fig. VII-8*

Théoriquement, une bobine de choc calculée pour présenter le maximum d'impédance sur une gamme de fréquences, ne convient pas pour toutes les autres ; elle agira beaucoup mieux, par exemple, sur une fréquence triple de sa fondamentale que sur une fréquence double. Aussi, pratiquement, on calcule une telle bobine de façon que son impédance à la fréquence d'utilisation ne soit pas son impédance maximum (fréquence de résonance propre). On peut alors l'utiliser sur harmoniques d'une bande d'amateurs à l'autre.

Evidemment, si un émetteur ne doit travailler que sur une fréquence bien déterminée, on peut dimensionner les bobines de choc de façon qu'elles présentent leur impédance maximum pour cette fréquence.

On constitue également d'excellentes bobines d'arrêt H.F. en montant en série sur un bâtonnet de stéatite, par exemple, plusieurs petits nids d'abeilles espacés de quelques millimètres (fig. VII-9). Les bobines de choc du commerce sont réalisées selon ce dernier principe.

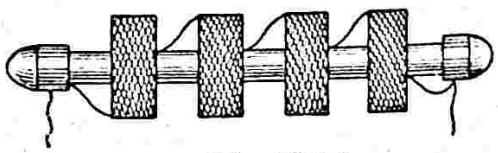


*Fig. VII-9*

Expérimentalement, on peut se rendre compte de l'efficacité d'une bobine d'arrêt. Il suffit de la monter en série dans la descente d'antenne, tout à fait à l'entrée du récepteur préalablement réglé sur la fré-

(1) Cas où le circuit considéré devra fonctionner sur plusieurs bandes.

quence à laquelle on veut apprécier la bobine. Aucune station ne pourra être accrochée, toute audition sera complètement bloquée dans une assez large bande, de part et d'autre de la fréquence considérée.

Un autre procédé consiste à connecter la bobine à éprouver aux bornes d'un circuit oscillant d'un émetteur en fonctionnement sur la fréquence d'essai : on ne doit constater aucune modification appréciable.

**Bobinages de choc pour V.H.F.**

Les bobines d'arrêt pour les hyper-fréquences sont beaucoup plus faciles à faire encore, car elles ne comportent, en général, qu'un nombre de tours restreint (l'inductance devant être plus petite).

Mais ici aussi, dans le cas d'un émetteur (ou d'un récepteur) devant travailler sur plusieurs bandes de fréquences, il faudra faire attention que la bobine d'arrêt ne résonne pas sur un harmonique de la fréquence de travail. Choisir pour l'impédance *maximum* de la bobine de choc, des fréquences intermédiaires réalisant un compromis.

Une bobine d'arrêt V.H.F. peut être réalisée en enroulant une soixantaine de tours jointifs de fil de cuivre 25/100 de millimètre, deux couches soie, sur un petit mandrin en stéatite de 8 millimètres de diamètre.

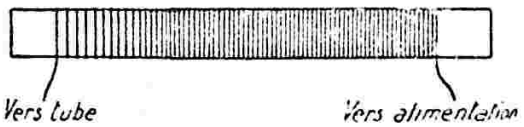



*Fig. VII-10*

Un excellent procédé consiste à enrouler le fil à écartement variable (le pas va se resserrant vers l'alimentation), comme le montre la figure VII-10.

Dans les montages à U.H.F., on est amené parfois à placer des bobines d'arrêt dans les connexions d'alimentation *filaments* ; on se contente alors, en général, de 20 à 30 tours jointifs sur air, mais d'un fil ayant une section en rapport avec l'intensité du courant de chauffage (suivant tube employé).

**Bobines d'arrêt commerciales.**

A titre de documentation, nous indiquons, ci-dessous, les caractéristiques essentielles des bobines d'arrêt fabriquées par « National ». Nous citons :

1° La bobine R 100 ; coefficient de self-induction 2,5 mH ; intensité admissible 125 mA ; bloquant de 3 à 3.000 mètres (!) et appelée pour cela « bobine d'arrêt universelle » ; cette série comporte des bobines présentant aussi un coefficient de self-induction de 5 ou 10 mH.

2° La bobine R 300 ; coefficient de self-induction de 0,5, 1, 2,5 ou 5 mH ; intensité admissible 300 mA.

3° La bobine R 152 spécialement établie pour la bande 3,5 Mc/s ; inductance 4 mH ; résistance en courant continu 10 Ω ; intensité admissible 600 mA.

4° La bobine R 154 établie pour les bandes 3,5, 7 et 14 Mc/s ; inductance 1 mH ; résistance en courant continu 6 Ω ; intensité admissible 600 mA.

5° La bobine R 175 spécialement établie pour l'alimentation en parallèle des circuits accordés des étages P.A. d'émetteurs (voir fig. V-1 C). L'impédance de cette bobine d'arrêt est très élevée pour les bandes 10, 20, 40 et 80 mètres ; son inductance est de 225 µH avec une capacité répartie de 0,6 pF. La résistance en courant continu du bobinage est de 6 Ω, l'intensité maximum admissible de 800 mA, et la tension de rupture de 12.500 volts.

6° La bobine R 50 ; mêmes caractéristiques que la R 100, mais avec intensité maximum de 50 mA.

7° La bobine R 33 pour V.H.F. ; intensité admissible 33 mA ; inductance 1, 10, 50 ou 100 µH.

8° La bobine R 60 pour V.H.F. ; intensité admissible 500 mA ; inductance 2 ou 4 µH.

9° La bobine « Ohmite » pour V.H.F., type Z 144 ; inductance 1,8 µH.

Ne voulant pas transformer cet ouvrage en catalogue, nous arrêtons ici cette énumération ; il existe d'ailleurs encore bien d'autres bobines d'arrêt, dans des marques différentes, et, en général, excellentes également.

Néanmoins, nous avons jugé instructif de publier cette documentation qui, d'une part, pourra guider le choix de l'amateur selon le montage réalisé, ou, d'autre part, indiquer les caractéristiques essentielles pour la construction d'une bobine d'arrêt devant satisfaire à telle ou telle condition.

## § 4. — Réactance inductive et capacitive. Fréquence de résonance. Mesure des inductances.

On sait qu'un condensateur ou une bobine de self-induction présente une certaine *résistance* au passage du courant alternatif. Cette résistance prend alors le nom général d'*impédance*, et elle varie avec la fréquence du courant.

Si l'on veut être plus précis, on peut parler de réactance inductive ou de réactance capacitive selon qu'il s'agit de l'impédance présentée par un bobinage ou de celle présentée par un condensateur.

Ces réactances s'expriment évidemment en ohms, et on peut les calculer en appliquant les formules suivantes :

Réactance inductive $Z_L$ :

$Z_L = \omega L$.

Réactance capacitive $Z_C$ :

$$Z_C = \frac{1}{\omega C}$$

formules dans lesquelles nous avons :

Z, les réactances, en ohms ;

L, le coefficient de self-induction, en henrys ;

C, la capacité, en farads ;

$\omega$, la pulsation du courant alternatif c'est-à-dire $2 \pi F$ (la fréquence F étant exprimée en hertz).

Un abaque permet de résoudre rapidement ces calculs ; en quelques secondes, on peut apprécier l'impédance présentée par telle bobine ou par tel condensateur à telle ou telle fréquence.

Cet abaque fait l'objet de la figure VII-11 et nous verrons plus loin qu'il peut être utilisé également pour d'autres déterminations.

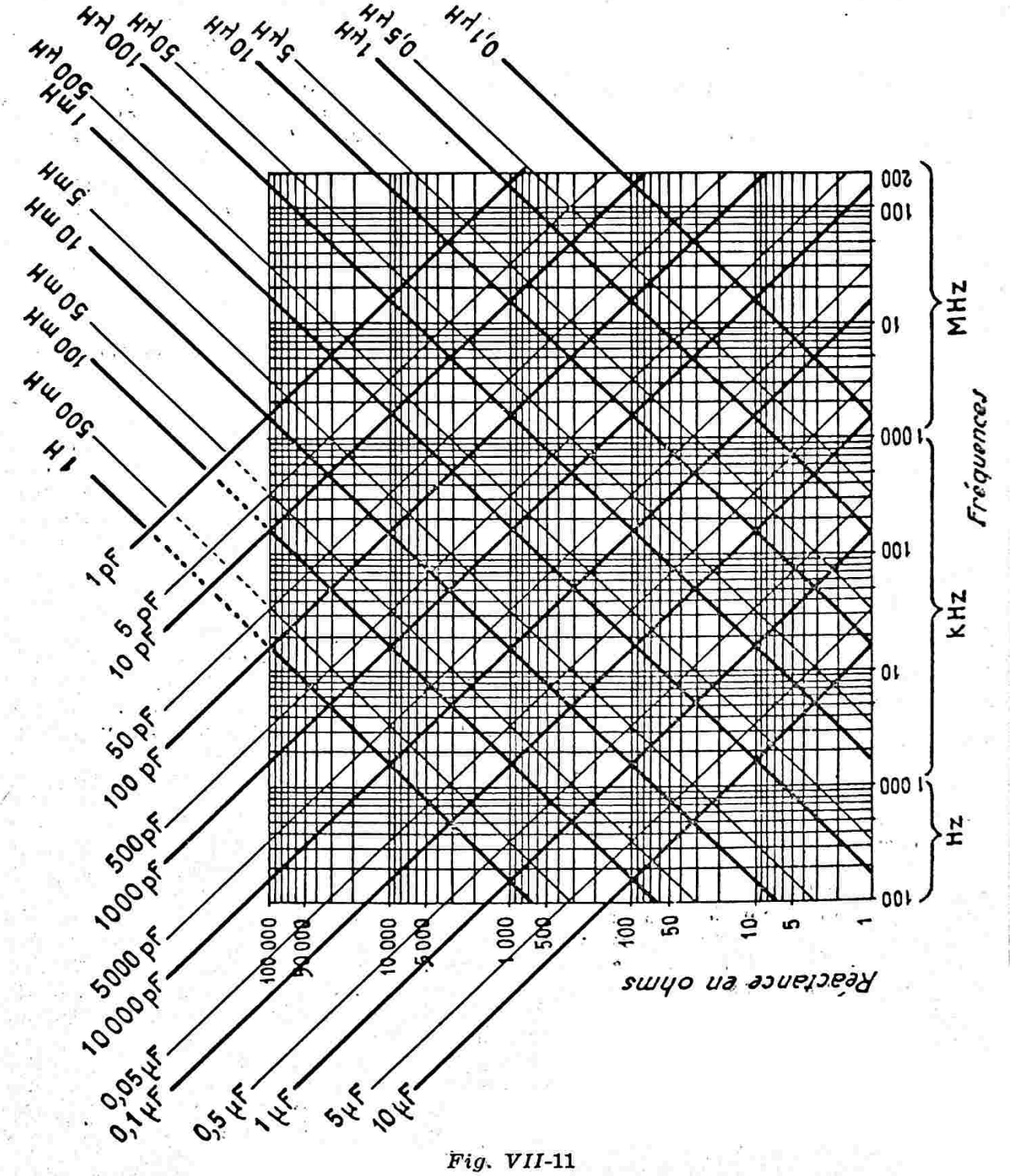



*Fig. VII-11*

### *EXEMPLES*

*a*) Quelle est la réactance capacitive présentée par un condensateur de 1 000 pF à la fréquence de 5 kHz (5 000 Hz) ?

Suivons le trait oblique correspondant à 1 000 pF jusqu'à son intersection avec le trait vertical issu de 5 kHz. A l'extrémité du trait horizontal partant de l'intersection, nous lisons 30 000 Ω ; c'est l'impédance cherchée.

Par le même procédé, on voit que ce même condensateur, à la fréquence de 5 MHz, présente une réactance capacitive de 30 Ω seulement.

*b*) Quelle est la réactance inductive à 2 MHz d'une bobine ayant un coefficient de self-induction de 5 mH ?

Suivons le trait oblique correspondant à 5 mH jusqu'à son intersection avec le trait vertical issu de 2 MHz. A l'extrémité du trait horizontal partant de cette intersection, nous lisons 65 000 Ω ; c'est l'impédance cherchée.

En opérant de la même façon, nous voyons que ce même bobinage ne présente plus qu'une impédance de l'ordre de 500 Ω à 15 kHz.

En fait, pour toute grandeur intermédiaire (non indiquée sur l'abaque), il est toujours possible d'interpoler. Cependant, pour cela, on se souviendra que toutes les échelles sont à graduation logarithmique, y compris les divisions obliques pour les capacités et les inductances. On voit, par exemple, où se situe la division 5 µF par rapport aux divisions 1 et 10 µF ; c'est la raison pour laquelle nous avons indiqué toutes ces divisions intermédiaires (en trait fin).

### *CIRCUITS RESONNANTS*

Si nous associons *en série ou en parallèle* une bobine et un condensateur, on sait que l'ensemble entre en résonance, pour une fréquence donnée, lorsque les impédances présentées par chacun des composants sont égales, c'est-à-dire lorsqu'on a :

$$\omega L = \frac{1}{C\omega}$$

Partant de cette égalité, il est bien évident que sur l'abaque, la fréquence de résonance correspondra à l'intersection entre la valeur de l'inductance et la valeur de la capacité.

Soit une bobine de 100 µH connectée avec un condensateur de 500 pF, la fréquence de résonance de l'ensemble (considéré seul) est de l'ordre de 700 kHz.

Pour l'exemple ci-dessus, dans la colonne « réactance », on peut lire 450 Ω environ. Attention ! Il s'agirait de l'impédance de chacun des composants, *considéré seul*, à 700 kHz.

Mais les deux organes sont connectés ensemble et fonctionnent ensemble ; cette valeur d'impédance ne signifie alors *plus rien*. Nous rappelons que l'impédance offerte par un condensateur et une bobine est *minimum* à la fréquence de résonance, lorsque les deux éléments sont connectés en série ; cette impédance est *maximum* si les deux éléments sont connectés en parallèle.

Autre exemple : Supposons que l'on ait une bobine de 50 µH et que l'on veuille l'accorder sur 3,5 MHz. Quel condensateur doit-on connecter en parallèle ?

Le point d'intersection entre la droite issue de 50 µH et celle issue de 3,5 MHz se situe sur le trait 50 pF. C'est donc un condensateur de 50 pF qu'il nous faut pour obtenir l'accord du circuit considéré seul sur 3,5 MHz (c'est-à-dire sans tenir compte des capacités parasites apportées par les organes connexes.

### *MESURE DU COEFFICIENT DE SELF INDUCTION*

Nous en avons déjà parlé précédemment au cours du § 1 du présent chapitre. Néanmoins, voici encore un autre procédé ne nécessitant ni bobine-étalon, ni pont de mesure.

Le principe de la méthode est représenté sur la figure VII-12. On constitue un circuit résonant série comportant un condensateur connu et le bobinage à mesurer L ; ce circuit est attaqué par un générateur H.F. ou B.F. (selon le cas) dont on peut faire varier la fréquence. Simultanément, à l'aide d'un voltmètre électronique muni de sa sonde pour courant alternatif, on mesure la tension aux bornes du circuit L C. On sait que l'impédance d'un circuit de ce genre est minimum à la fréquence de résonance. Il suffit donc de faire varier la fréquence du générateur, lentement, jusqu'à la chute de l'aiguille du voltmètre connecté en parallèle. On connaît alors la fréquence de résonance de l'ensemble L C, ce qui va nous permettre de déterminer le coefficient de self-induction de la bobine inconnue L.

Quelques précisions cependant sont nécessaires avant de poursuivre. Il ne faudrait pas associer une bobine d'une dizaine de tours avec un condensateur de 1 µF ; cela ne donnerait rien de valable. Pour la même raison, il ne convient pas de connecter en série, une inductance à fer genre bobine de filtrage avec un condensateur de 47 pF par exemple !

Dans un autre domaine, il est bien évident que si l'on associe une inductance à fer, genre bobine de filtrage, avec un condensateur de 0,1 µF par exemple, il y a de nombreuses chances pour que la fréquence de résonance se situe dans la gamme des fréquences audibles ! Il faudra donc utiliser un générateur B.F. (et non pas un générateur H.F.).

Supposons qu'une bobine inconnue L soit connectée avec un condensateur C de 100 pF ; la fréquence de résonance de l'ensemble L C mesurée au générateur H.F., de la façon précédemment exposée, a été trouvée comme étant de l'ordre de 7 MHz. Sur l'abaque, recherchons l'intersection de la ligne issue de 7 MHz avec la ligne issue de 100 pF. Ce point d'intersection se trouve

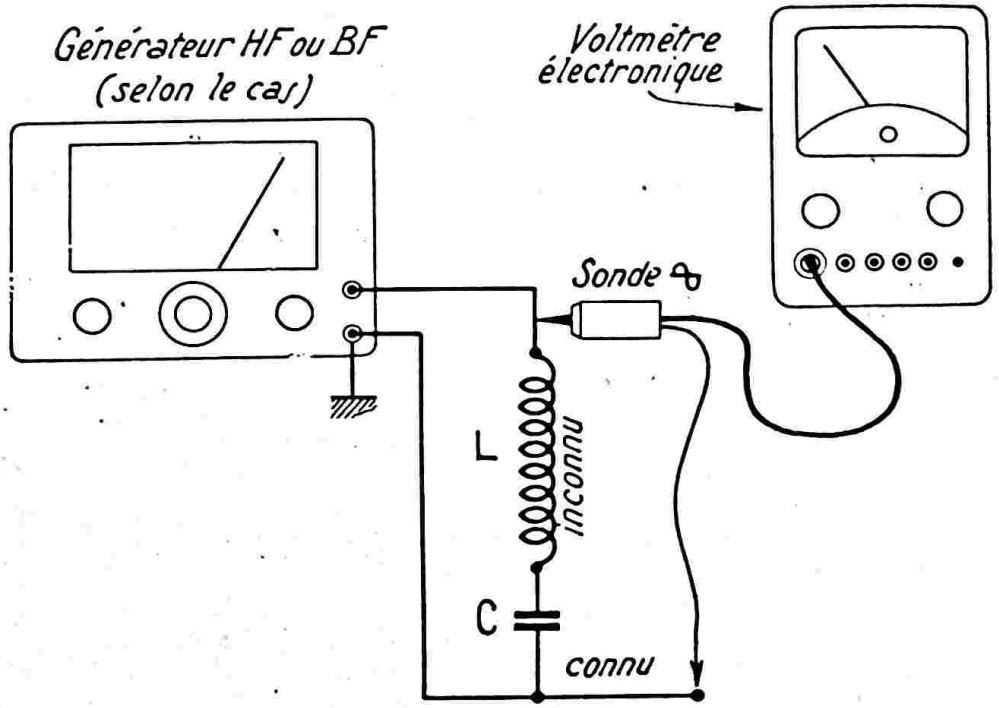



*Fig. VII-12*

En général, pour les inductances à fer, on peut utiliser des condensateurs C de 0,1 µF à 1 µF pour obtenir la résonance dans le domaine des fréquences audibles. Pour les bobines du type « radio-fréquence » (avec ou sans noyau de ferrite), on peut utiliser des condensateurs au mica entre 50 et 500 pF, et bien entendu, employer un générateur H.F. Pour l'exactitude de la mesure, le principal est évidemment de connaître avec précision la valeur de la capacité du condensateur C utilisé.

Connaissant la fréquence de résonance F et la capacité C, on peut calculer l'inductance L par application de la formule :

$$L = \frac{253 \times 10^8}{F^2 \times C}$$

avec L en microhenrys (µH), C en picofarads (pF) et F en kilohertz (kHz).

## *UTILISATION DE L'ABAQUE POUR LA MESURE DU COEFFICIENT DE SELF-INDUCTION*

Mais l'abaque de la figure VII-11 permet aussi d'obtenir le résultat, sans calcul, avec une bonne précision.

sur le trait 5 µH : c'est la valeur de l'inductance (ou coefficient de self-induction) de notre bobinage inconnu.

## *DETERMINATION DES CARACTERISTIQUES DES BOBINAGES A AIR*

Un autre abaque très intéressant est celui que nous reproduisons sur la figure VII-13. Il permet, en effet, la détermination des caractéristiques de fabrication des bobinages à air (sans noyau de ferrite).

Cette abaque complète les précédents, et tout en multipliant les exemples, il offre en outre la possibilité de réalisation de bobinages suivant d'autres caractéristiques.

Pour comprendre l'utilisation de cet abaque, un exemple est donné sur la figure. Soit à construire une bobine devant osciller sur 10 MHz avec une capacité totale associée de 50 pF. On joint 10 de l'échelle F au 50 de l'échelle C ; notre trait coupe l'échelle L des inductances à 5 µH.

Supposons, par ailleurs, que l'on dispose d'un mandrin ayant un diamètre de 10 mm et que l'on se propose d'exécuter l'enroulement sur une longueur de 5 mm. On déter-

mine alors le point d'intersection correspondant sur le graphique de droite.

De ce point, on mène une horizontale jusqu'au bord gauche du cadre du graphique ; puis, de ce nouveau point ainsi déterminé, on trace une droite jusqu'au point

notre exemple, sur le mandrin à notre disposition, devra donc comporter 22 spires. Quant au diamètre du fil, il devra être tel que l'enroulement occupe la longueur que l'on s'était fixé ; dans notre cas nous pourrons employer du fil de 2/10 de mm.

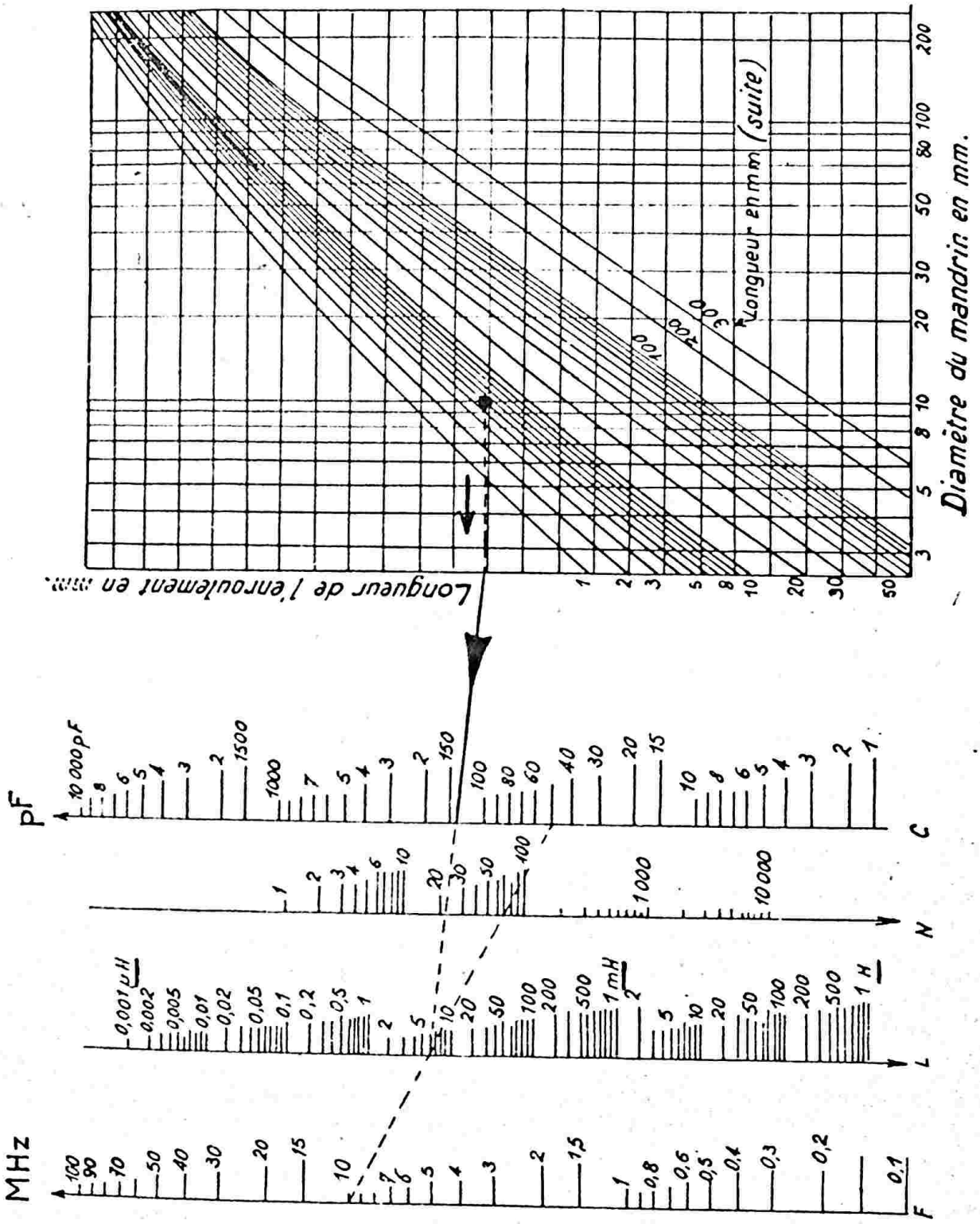



*Fig. VII-13*

5 µH obtenu précédemment sur l'échelle L. Cette droite coupe l'échelle N (nombre de tours) en un point légèrement au-dessus de 20, disons à 22. Le bobinage à réaliser dans

Il s'agit d'"une *prédétermination* des bobinages, bien entendu. Néanmoins le procédé donne une précision pratiquement accep-

## § 5. — Circuits accordés sur VHF

Pour certains de nos précédents abaques, nous somme allés jusqu'à 70 et même 100 MHz. Nous avons donc pénétré déjà dans le domaine des V.H.F., domaine qui cependant s'étend jusqu'à des fréquences encore bien plus élevées.

Cependant, plus la fréquence de fonctionnement est grande, plus la prédétermination des bobinages devient délicate. Nous allons néanmoins donner deux abaques permettant la prédétermination des bobinages jusqu'à la bande 432 MHz, soit pour récepteur, soit pour émetteur. Ces abaques donnent le nombre de tours à prévoir pour la gamme de fréquences désirée et compte tenu de la capacité associée en parallèle.

Sur l'abaque de la figure VII-14, les bobines sont réalisées sur un mandrin de 8 mm de diamètre à noyau (en traits pleins), ou sur air avec diamètre intérieur de 8 mm

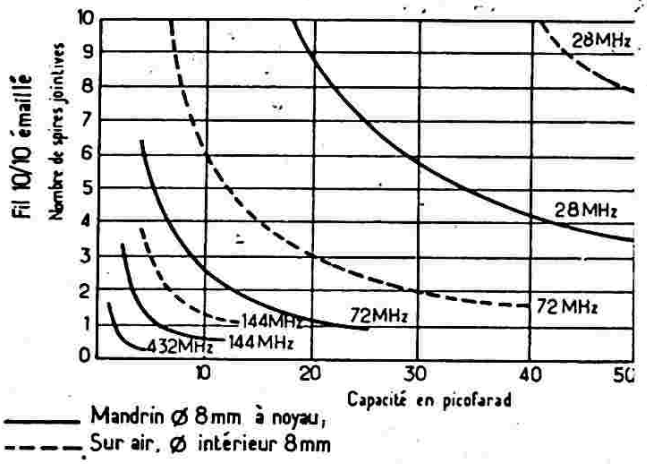



*Fig. VII-14*

(en traits pointillés). Sur l'abaque de la figure VII-15, la classification est identique, mais soit avec mandrin de 10 mm de diamètre avec noyau, soit sur air avec diamètre intérieur de 10 mm.

Dans tous les cas, l'enroulement est exécuté à spires jointives et avec du fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm de diamètre.

Bien que la bande 72 MHz ne soit pas une bande réservée au « trafic OM », nous l'avons représentée tout de même à l'intention des amateurs de radiocommande.

Mais nous insistons bien encore une fois qu'il ne peut s'agir ici que de prédétermination, que de valeurs de départ, pour les bobinages. En effet, sur les fréquences très élevées, il y a de nombreux facteurs qui

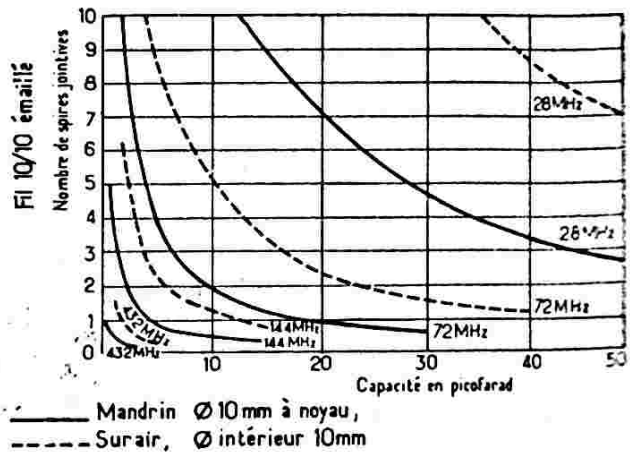



*Fig. VII-15*

prennent une importance de plus en plus conséquente au fur et à mesure de l'augmentation de fréquence, et dont il faudrait pouvoir tenir compte. Nous avons tout d'abord l'inductance des connexions déterminée par la longueur desdites connexions entre les composants : bobine, condensateur, lampe (ou transistor), etc...

Et nous avons aussi, et surtout, les capacités parasites : capacités des connexions précédemment citées, capacités propres des composants, capacité répartie du bobinage (spires jointives ou spires espacées, diamètre du fil utilisé, etc.), capacités d'entrée ou de sortie du ou des tubes connexes, etc...

En conséquence, sur V.H.F., les nombres de tours des bobinages ne peuvent être déterminés avec exactitude que d'après maquette. Nous devons donc considérer les nombres de tours indiqués comme des ordres de grandeur, sans plus ; et lors de la mise au point du montage, on agit éventuellement sur les bobinages, soit par fraction de tour, soit par espacement entre spires, soit par réglage du noyau.

CHAPITRE VIII

# Pratique des récepteurs spéciaux ondes courtes

## § 1. — Quelques montages de récepteurs O.C.

Pour la clarté des dessins, nous ne reproduirons qu'une seule gamme sur les schémas, c'est-à-dire un seul bobinage par circuit H.F.

D'autre part, les valeurs données pour les bobinages sont des valeurs moyennes de base et peuvent être sujettes à de légères retouches (fraction de tour) du fait de certaines capacités de câblage, capacités parasites de la commutation, effet des blindages, etc., selon le procédé de montage adopté. Ces défauts éventuels seront décelés au moment de l'alignement (voir chapitre IV, § 8).

Dans nos trois premières éditions, nous proposions des montages de récepteurs à amplification directe. Les récepteurs à amplification directe, lorsqu'ils sont bien réalisés, fonctionnent très bien. On peut cependant leur reprocher un manque de sélectivité, et il faut bien dire qu'au point de vue sélectivité et sensibilité, ces montages sont maintenant totalement supplantés par les appareils à changement de fréquence. Du fait du nombre sans cesse croissant des stations d'amateurs et de la multiplicité des émetteurs, la qualité **sélectivité** devient primordiale, si bien que les appareils à amplification directe se trouvent désormais désuets, déclassés, car ne correspondant plus à l'état actuel de la technique. Aussi bien, allons-nous aborder directement les récepteur à changement de fréquence.

**Nota :** A partir de ce chapitre, la lettre **m** qui suit la capacité de certains condensateurs sur les schémas, indique un diélectrique mica, et **c**, un diélectrique céramique.

**Réalisation pratique.**

Avant de passer à l'étude de quelques récepteurs changeurs de fréquence, nous dirons quelques mots sur la pratique pure du montage, la disposition des organes, etc.

Tous les conseils que l'on peut donner se résument dans ces mots : il n'est pas de meilleure disposition des organes que celle qui dérive *directement* du schéma de principe théorique.

En fait, c'est ainsi que l'on obtient les connexions les plus courtes, d'où découlent les plus faibles chances d'accrochages parasites et le meilleur rendement haute fréquence.

D'autre part, ne pas hésiter à supprimer un bel effet de symétrie sur le panneau avant, si le câblage, et surtout le rendement, doivent en bénéficier nettement.

En résumé, les connexions de grilles et de plaques et toutes celles qui sont parcourues par de la H.F. seront courtes et sans angle vif ; les soudures seront parfaites, bien chauffées, et le câblage réalisé en fil poli, très propre, non oxydé. Les connexions de masse de chaque étage doivent être faites en « étoile » et aboutir en un même point du châssis.

En O.C., le succès est à ce prix. (Voir également chapitre XX § 1, n° 19.)

**Changement de fréquence.**

En se reportant à l'étude des divers éléments d'un récepteur (chapitre IV), un amateur averti pourra déjà réaliser, par lui-même, de nombreux montages par combinaison et association des différentes parties étudiées. Malgré cela, nous exposerons dans ce chapitre quelques *montages-types complets* de récepteurs ondes courtes

à changement de fréquence. Pour aider le lecteur dans la composition du schéma de récepteur de son choix, nous publions, sur la figure VIII-1, un tableau synoptique des divers éléments de constitution.

Les éléments fondamentaux, c'est-à-dire indispensables, sont représentés en traits pleins. Quant aux éléments en traits pointillés, ils représentent les circuits annexes (ou de perfectionnement). Un excellent récepteur de trafic comporte *tous* les éléments indiqués.

Nous allons voir rapidement chacun des éléments de la figure VIII-1 repérés de A à K, en indiquant les numéros des figures de l'étude du chapitre IV, afin que le lecteur puisse combiner le schéma de son choix.

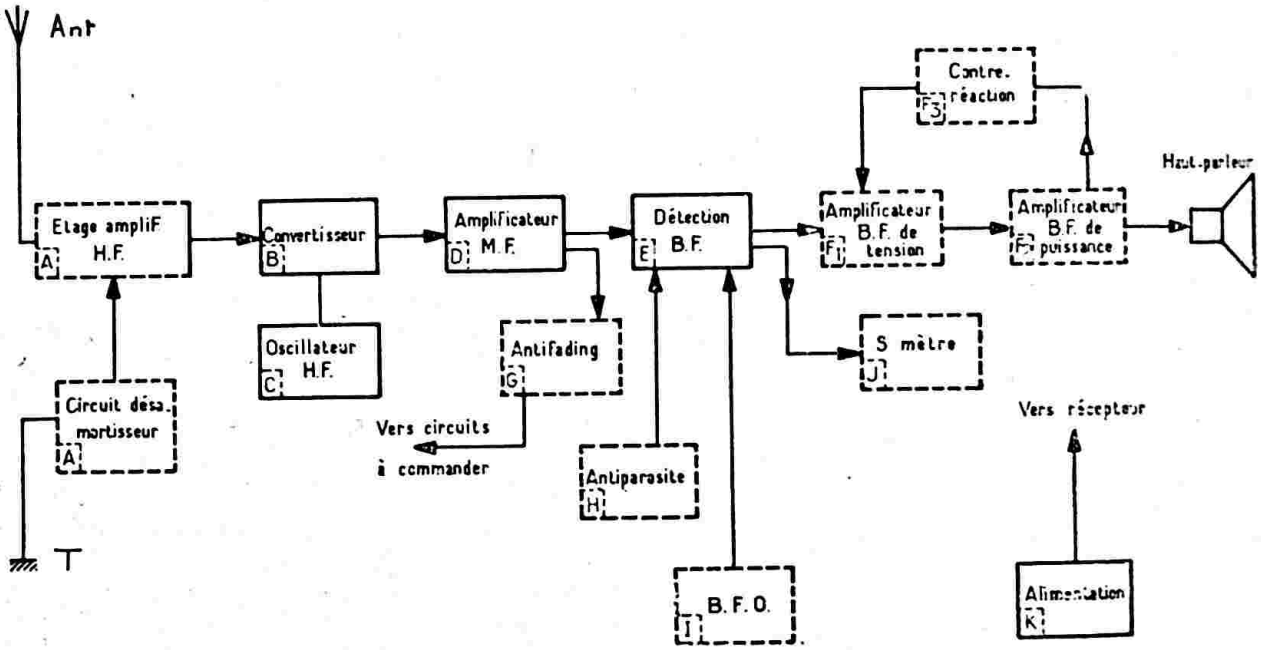



*Fig. VIII-1*

L'amplificateur H.F. est représenté par :

A schémas divers donnés par les figures IV-2, 3, 4, 6, 7, 8 et 9. Si l'on emploie une lampe désamortisseuse A', le schéma de l'ensemble AA' est donné sur la figure IV-5. Il est possible de réaliser un amplificateur H.F. à deux étages ; dans ce cas, répéter deux fois le montage indiqué sur l'une des figures IV-2, 3, 4, 6, 7, 8 ou 9 ; naturellement, si l'on désire un circuit désamortisseur, il devra agir sur le *premier* étage H.F.

B représente l'étage convertisseur ; un modèle est donné sur la figure IV-11.

C indique l'étage oscillateur ; des exemples sont montrés aux figures IV-14 et 15.

En d'autres termes, B et C forment l'étage changeur de fréquence ; les schémas groupant les circuits mélangeur B et oscillateur C sont donnés sur les figures IV-10, 12 et 13.

Nous rappelons que les caractéristiques des bobinages pour récepteurs ont été données au chapitre VII § 1. D'autres exemples sont indiqués dans les montages qui suivent. De plus, en utilisant un bloc de bobinages du commerce, le fabricant fournit généralement les schémas des étages H.F., mélangeur et oscillateur à réaliser pour en obtenir le meilleur rendement. Mieux même, avec un « bloc-cerveau genre « HA-64 », tout est câblé... Il ne reste qu'à concevoir le récepteur à partir de l'amplificateur moyenne fréquence.

D est l'amplificateur M.F. pouvant comporter un ou deux étages ; voir figure IV-16. Si l'on désire un amplificateur M.F. à réaction, voir les modifications possibles sur les figures IV-17, 18 et 19. Pour un amplificateur M.F. avec filtre à quartz, voir figures IV-20 et 23 ; avec deux étages M.F., c'est le premier étage qui sera prévu, éventuellement, avec filtre à cristal (voir fig. IV-25-1).

E représente de détecteur B.F. ; voir figures IV-27, 28, 29, 31, 32 et 33.

F est la section basse fréquence : $F_1$ amplificateur de tension ; $F_2$ amplificateur de puissance ; $F_3$ circuit de contre-réaction (voir fig. IV-54 à 72). Naturellement, une écoute au casque est possible directement à la sortie de E.

G indique l'antifading ou C.A.V. généralement combiné avec la détection B.F. ; voir figures IV-28 et 34. Il est également possible d'utiliser un antifading amplifié, soit figure IV-36, soit figure IV-37. La C.A.V. est appliquée aux circuits H.F. et M.F. à contrôler par l'un des systèmes donnés sur la figure IV-30.

H représente le circuit antiparasite, ce dernier étant très souvent combiné avec l'étage détecteur B.F. (voir figures IV-40, 41, 42 et 43. Néanmoins, un étage antiparasite peut être prévu, soit en B.F. (fig. IV-44 et 45), soit en M.F. (circuit Lamb, fig. IV-46).

I indique l'oscillateur de battement pour la réception de la télégraphie (B.F.O.); voir figures IV-52 et 53.

J est le « S mètre » commandé à partir de la détection des signaux B.F.; voir figures IV-48 A, 48 B et 51. Le « S mètre » peut être commandé également par un ou plusieurs tubes contrôlés par la C.A.V. ; voir figures IV-49 et 50. La figure IV-47 donne le schéma de montage d'un simple indicateur cathodique d'accord genre 6G5, 6E5, 6AF7, etc.

K enfin, représente l'alimentation dont le schéma bien connu est donné sur la figure VI-1. Naturellement, il est possible de prévoir une alimentation par batterie du genre de celles des figures VI-11, 12 et 14-1, ou une alimentation mixte batterie/secteur comme celle schématisée sur la figure VI-13.

Quant à Ant, disons que les antennes de réception spéciales pour O.C. seront étudiées au chapitre XIII.

Avec un peu de bon sens et en suivant les conseils et les directives donnés dans le texte se rapportant aux figures citées, l'amateur réalisera ainsi, commodément, le récepteur de son rêve, ou correspondant à ses possibilités.

**Récepteurs de base.**

Les schémas de montage qui vont suivre sont des *réalisations-types de base.* Ils pourront facilement être modifiés au gré de l'amateur ; par exemple : addition d'un filtre-cristal, d'une réaction H.F. ou M.F., d'un « S-mètre », d'un oscillateur M.F. pour la télégraphie, d'un écréteur ou antiparasite quelconque, etc.

Ces modifications seront apportées avec soin, en tenant compte des recommandations exposées au cours du chapitre IV.

En partant des schémas de base suivants et avec l'adjonction de tel ou tel dispositif, on arrive encore, mais cette fois par une autre voie, à la création d'un grand nombre de récepteurs superhétérodynes répondant au désir de chacun.

## 1° CHANGEUR DE FREQUENCE 3 TUBES

Ce récepteur est un montage simple pour débutants, montage ne possédant pas les multiples circuits d'un gros super, mais ne présentant pas les inconvénients d'un poste à amplification directe.

Le schéma de montage est donné sur la figure VIII-2.

Dans le tube ECH81, la connexion allant de $G_3$ heptode à G triode est extérieure à l'ampoule.

Le tube changeur de fréquence est du type ECH81. A la sortie de ce tube, on dispose d'une fréquence intermédiaire constante en $L_3$. La première section de la double triode ECC82 effectue la détection avec réaction ; cette dernière est commandée par $CV_2$, de 100 pF. La seconde section assure la première amplification B.F. et le tube EL84, l'amplification de puissance.

Le réglage de l'amplification B.F. s'effectue par le potentiomètre Pot, de 500.000 ohms ; d'autre part, nous avons $Tr_1$ transfo B.F. intervalve rapport 3 ; $Tr_2$, transfo de sortie pour haut-parleur (Z = 7.000 et 2,5 ohms).

$CV_1$ est le condensateur variable d'accord (100 pF).

$CV_3$ est le condensateur variable d'hétérodyne de 100 pF (oscillation locale) ; $CV_4$ petit condensateur de 15 pF, permet l'étalement de la bande (effet de band-spreading).

La bobine d'arrêt Ch présente une self-inductance de 2,5 mH environ (type R 100, par exemple).

Pour $L_5$ on bobine à spires jointives 55 tours de fil 20/100 deux couches soie sur un mandrin de 20 mm. de diamètre. Du côté froid de $L_5$ et sur le même mandrin, on couple assez serré un enroulement de $L_6$ de 18 tours de même fil.

La valeur MF est de 1 600 kc/s.

Pour en terminer avec ce montage, voici les caractéristiques des bobines $L_1$-$L_2$ (accord) et $L_3$-$L_4$ (oscillateur). Nous avons 5 bobinages à réaliser, numérotés de I à V, et qui permettent de couvrir de 1.700 à 14.500 kc/s avec les combinaisons suivantes (bobines interchangeables à broches, pas de commutateur) :

| Bandes en kc/s | Accord | Oscillateur |
|---|---|---|
| 1.700 à 3.200 . | I | II |
| 3.000 à 5.700 . | II | III |
| 5.400 à 10.000 . | III | IV |
| 9.500 à 14.500 | V | IV |

à changement de fréquence. Pour aider le lecteur dans la composition du schéma de récepteur de son choix, nous publions, sur la figure VIII-1, un tableau synoptique des divers éléments de constitution.

Les éléments fondamentaux, c'est-à-dire indispensables, sont représentés en traits pleins. Quant aux éléments en traits pointillés, ils représentent les circuits annexes (ou de perfectionnement). Un excellent récepteur de trafic comporte *tous* les éléments indiqués.

Nous allons voir rapidement chacun des éléments de la figure VIII-1 repérés de A à K, en indiquant les numéros des figures de l'étude du chapitre IV, afin que

Nous rappelons que les caractéristiques des bobinages pour récepteurs ont été données au chapitre VII § 1. D'autres exemples sont indiqués dans les montages qui suivent. De plus, en utilisant un bloc de bobinages du commerce, le fabricant fournit généralement les schémas des étages H.F., mélangeur et oscillateur à réaliser pour en obtenir le meilleur rendement. Mieux même, avec un « bloc-cerveau » genre « HA-64 », tout est câblé... Il ne reste qu'à concevoir le récepteur à partir de l'amplificateur moyenne fréquence.

D est l'amplificateur M.F. pouvant comporter un ou deux étages ; voir figure IV-16. Si l'on désire un amplificateur

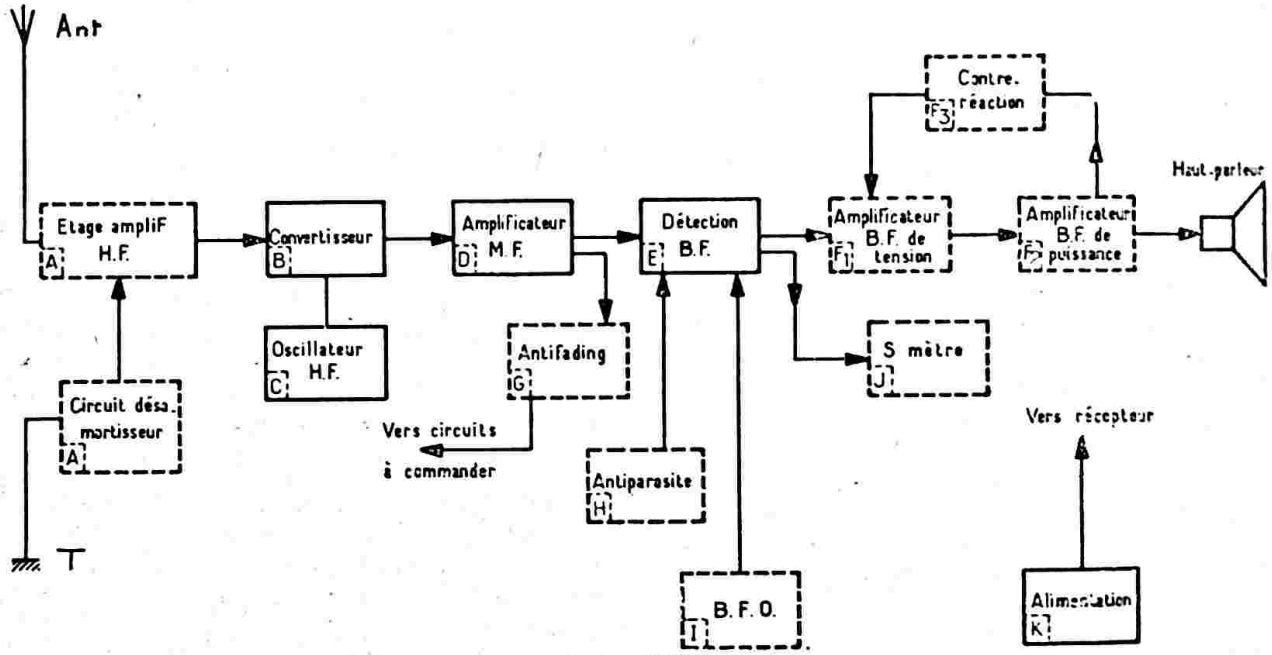



*Fig. VIII-1*

le lecteur puisse combiner le schéma de son choix.

L'amplificateur H.F. est représenté par :

A schémas divers donnés par les figures IV-2, 3, 4, 6, 7, 8 et 9. Si l'on emploie une lampe désamortisseuse A', le schéma de l'ensemble AA' est donné sur la figure IV-5. Il est possible de réaliser un amplificateur H.F. à deux étages ; dans ce cas, répéter deux fois le montage indiqué sur l'une des figures IV-2, 3, 4, 6, 7, 8 ou 9 ; naturellement, si l'on désire un circuit désamortisseur, il devra agir sur le *premier* étage H.F.

B représente l'étage convertisseur ; un modèle est donné sur la figure IV-11.

C indique l'étage oscillateur ; des exemples sont montrés aux figures IV-14 et 15.

En d'autres termes, B et C forment l'étage changeur de fréquence ; les schémas groupant les circuits mélangeur B et oscillateur C sont donnés sur les figures IV-10, 12 et 13.

M.F. à réaction, voir les modifications possibles sur les figures IV-17, 18 et 19. Pour un amplificateur M.F. avec filtre à quartz, voir figures IV-20 et 23 ; avec deux étages M.F., c'est le premier étage qui sera prévu, éventuellement, avec filtre à cristal (voir fig. IV-25-1).

E représente de détecteur B.F. ; voir figures IV-27, 28, 29, 31, 32 et 33.

F est la section basse fréquence : $F_1$ amplificateur de tension ; $F_2$ amplificateur de puissance ; $F_3$ circuit de contre-réaction (voir fig. IV-54 à 72). Naturellement, une écoute au casque est possible directement à la sortie de E.

G indique l'antifading ou C.A.V. généralement combiné avec la détection B.F. ; voir figures IV-28 et 34. Il est également possible d'utiliser un antifading amplifié, soit figure IV-36, soit figure IV-37. La C.A.V. est appliquée aux circuits H.F. et M.F. à contrôler par l'un des systèmes donnés sur la figure IV-30.

H représente le circuit antiparasite, ce dernier étant très souvent combiné avec l'étage détecteur B.F. (voir figures IV-40, 41, 42 et 43. Néanmoins, un étage antiparasite peut être prévu, soit en B.F. (fig. IV-44 et 45), soit en M.F. (circuit Lamb, fig. IV-46).

I indique l'oscillateur de battement pour la réception de la télégraphie (B.F.O.); voir figures IV-52 et 53.

J est le « S mètre » commandé à partir de la détection des signaux B.F.; voir figures IV-48 A, 48 B et 51. Le « S mètre » peut être commandé également par un ou plusieurs tubes contrôlés par la C.A.V. ; voir figures IV-49 et 50. La figure IV-47 donne le schéma de montage d'un simple indicateur cathodique d'accord genre 6G5, 6E5, 6AF7, etc.

K enfin, représente l'alimentation dont le schéma bien connu est donné sur la figure VI-1. Naturellement, il est possible de prévoir une alimentation par batterie du genre de celles des figures VI-11, 12 et 14-1, ou une alimentation mixte batterie/secteur comme celle schématisée sur la figure VI-13.

Quant à Ant, disons que les antennes de réception spéciales pour O.C. seront étudiées au chapitre XIII.

Avec un peu de bon sens et en suivant les conseils et les directives donnés dans le texte se rapportant aux figures citées, l'amateur réalisera ainsi, commodément, le récepteur de son rêve, ou correspondant à ses possibilités.

**Récepteurs de base.**

Les schémas de montage qui vont suivre sont des *réalisations-types de base*. Ils pourront facilement être modifiés au gré de l'amateur ; par exemple : addition d'un filtre-cristal, d'une réaction H.F. ou M.F., d'un « S-mètre », d'un oscillateur M.F. pour la télégraphie, d'un écréteur ou antiparasite quelconque, etc.

Ces modifications seront apportées avec soin, en tenant compte des recommandations exposées au cours du chapitre IV.

En partant des schémas de base suivants et avec l'adjonction de tel ou tel dispositif, on arrive encore, mais cette fois par une autre voie, à la création d'un grand nombre de récepteurs superhétérodynes répondant au désir de chacun.

## 1° CHANGEUR DE FREQUENCE 3 TUBES

Ce récepteur est un montage simple pour débutants, montage ne possédant pas les multiples circuits d'un gros super, mais ne présentant pas les inconvénients d'un poste à amplification directe.

Le schéma de montage est donné sur la figure VIII-2.

Dans le tube ECH81, la connexion allant de $G_3$ heptode à G triode est extérieure à l'ampoule.

Le tube changeur de fréquence est du type ECH81. A la sortie de ce tube, on dispose d'une fréquence intermédiaire constante en $L_5$. La première section de la double triode ECC82 effectue la détection avec réaction ; cette dernière est commandée par $CV_2$, de 100 pF. La seconde section assure la première amplification B.F. et le tube EL84, l'amplification de puissance.

Le réglage de l'amplification B.F. s'effectue par le potentiomètre Pot, de 500.000 ohms ; d'autre part, nous avons $Tr_1$ transfo B.F. intervalve rapport 3 ; $Tr_2$, transfo de sortie pour haut-parleur (Z = 7.000 et 2,5 ohms).

$CV_1$ est le condensateur variable d'accord (100 pF).

$CV_3$ est le condensateur variable d'hétérodyne de 100 pF (oscillation locale) ; $CV_4$ petit condensateur de 15 pF, permet l'étalement de la bande (effet de band-spreading).

La bobine d'arrêt Ch présente une self-inductance de 2,5 mH environ (type R 100, par exemple).

Pour $L_5$ on bobine à spires jointives 55 tours de fil 20/100 deux couches soie sur un mandrin de 20 mm. de diamètre. Du côté froid de $L_5$ et sur le même mandrin, on couple assez serré un enroulement de $L_6$ de 18 tours de même fil.

La valeur MF est de 1 600 kc/s.

Pour en terminer avec ce montage, voici les caractéristiques des bobines $L_1$-$L_2$ (accord) et $L_3$-$L_4$ (oscillateur). Nous avons 5 bobinages à réaliser, numérotés de I à V, et qui permettent de couvrir de 1.700 à 14.500 kc/s avec les combinaisons suivantes (bobines interchangeables à broches, pas de commutateur) :

| Bandes en kc/s | Accord | Oscillateur |
|---|---|---|
| 1.700 à 3.200 . | I | II |
| 3.000 à 5.700 . | II | III |
| 5.400 à 10.000 . | III | IV |
| 9.500 à 14.500 | V | IV |

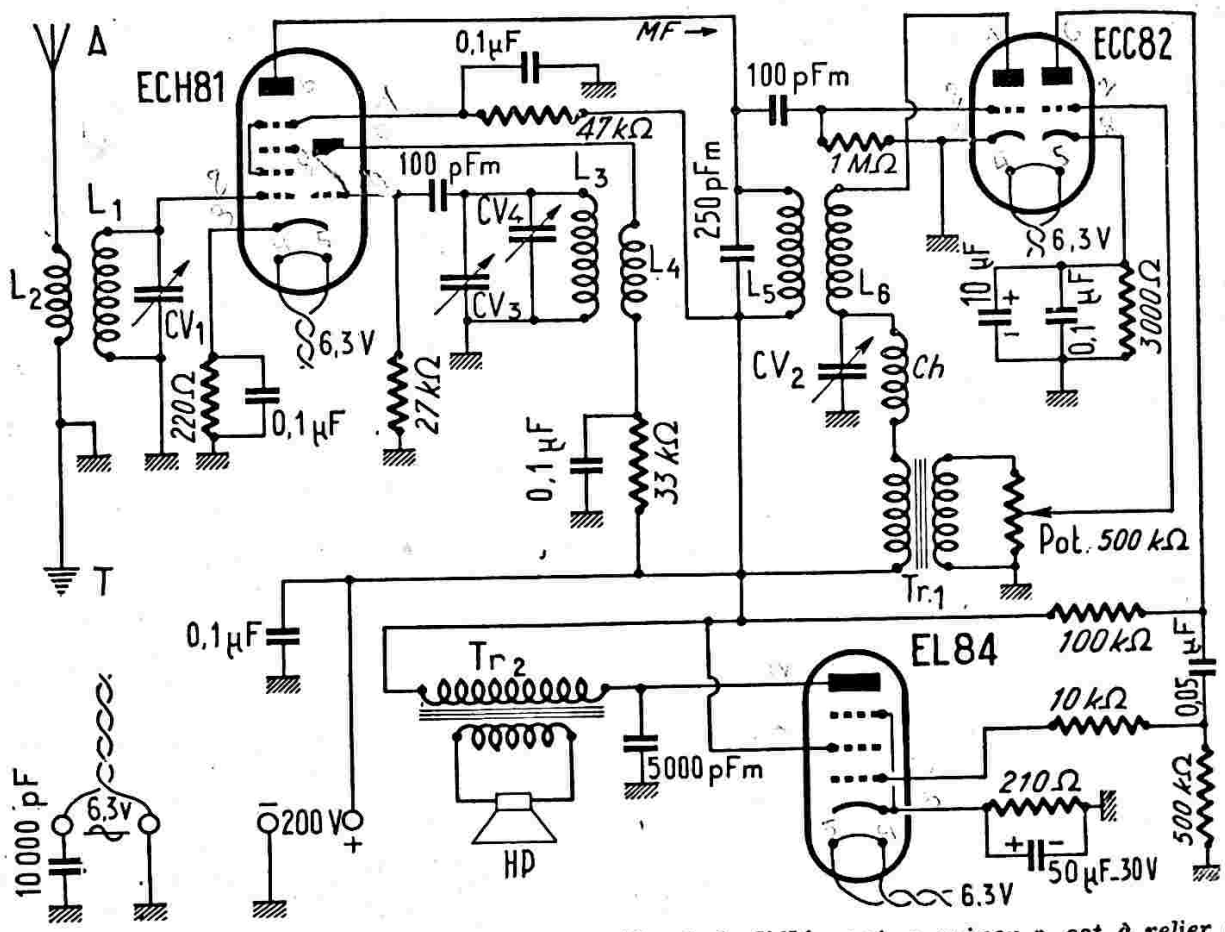



*Fig. VIII-2. — Vers le tube ECH81, la grille 3 de l'élément « mixer » est à relier à la grille de l'élément triode oscillatrice.*

*Caractéristiques des bobinages I, II, II. IV et V.*

$L_1$ ou $L_3$

| | |
|---|---|
| I | 90 tours de 25/100 deux couches soie, jointifs. |
| II | 65 tours de 40/100 deux couches soie, jointifs. |
| III | 45 tours de 65/100 deux couches soie, jointifs. |
| IV | 24 tours de 65/100 sur 28 mm. de long. |
| V | 20 tours de 65/100 sur 28 mm. de long. |

$L_2$ ou $L_4$

| | |
|---|---|
| I | 20 tours de 25/100 deux couches soie, jointifs. |
| II | 15 tours de 40/100 deux couches soie, jointifs. |
| III | 15 tours de 40/100 deux couches soie, jointifs. |
| IV | 15 tours de 40/100 deux couches soie, jointifs. |
| V | 15 tours de 40/100 deux couches soie, jointifs. |

Les enroulements de chaque bobine sont couplés à une distance de 10 mm. environ et effectués sur des mandrins H.F. de 12 mm. de diamètre.

Dans la réalisation du récepteur, il faut évidemment prévoir des supports identiques pour l'accord et l'oscillateur, afin de permettre l'interchangeabilité des bobinages.

Il est à noter que les circuits moyenne fréquence sont à l'état embryonnaire ($L_2$); la sélectivité requise est obtenue par la réaction de la détection.

Pour la réception de la télégraphie, on provoque l'accrochage de l'étage détecteur en poussant la réaction par $CV_2$.

Réalisé avec soin, ce petit récepteur est d'un fonctionnement remarquable en regard de sa simplicité.

## 2° CHANGEUR DE FREQUENCE 10 TUBES

Le schéma de montage est donné sur la figure VIII-3. Notons tout de suite que nous n'avons représenté que le récepteur proprement dit, sans ses compléments (soit 7 lampes). Notre réalisation comporte en plus : un oscillateur de battement (B.F.O.)

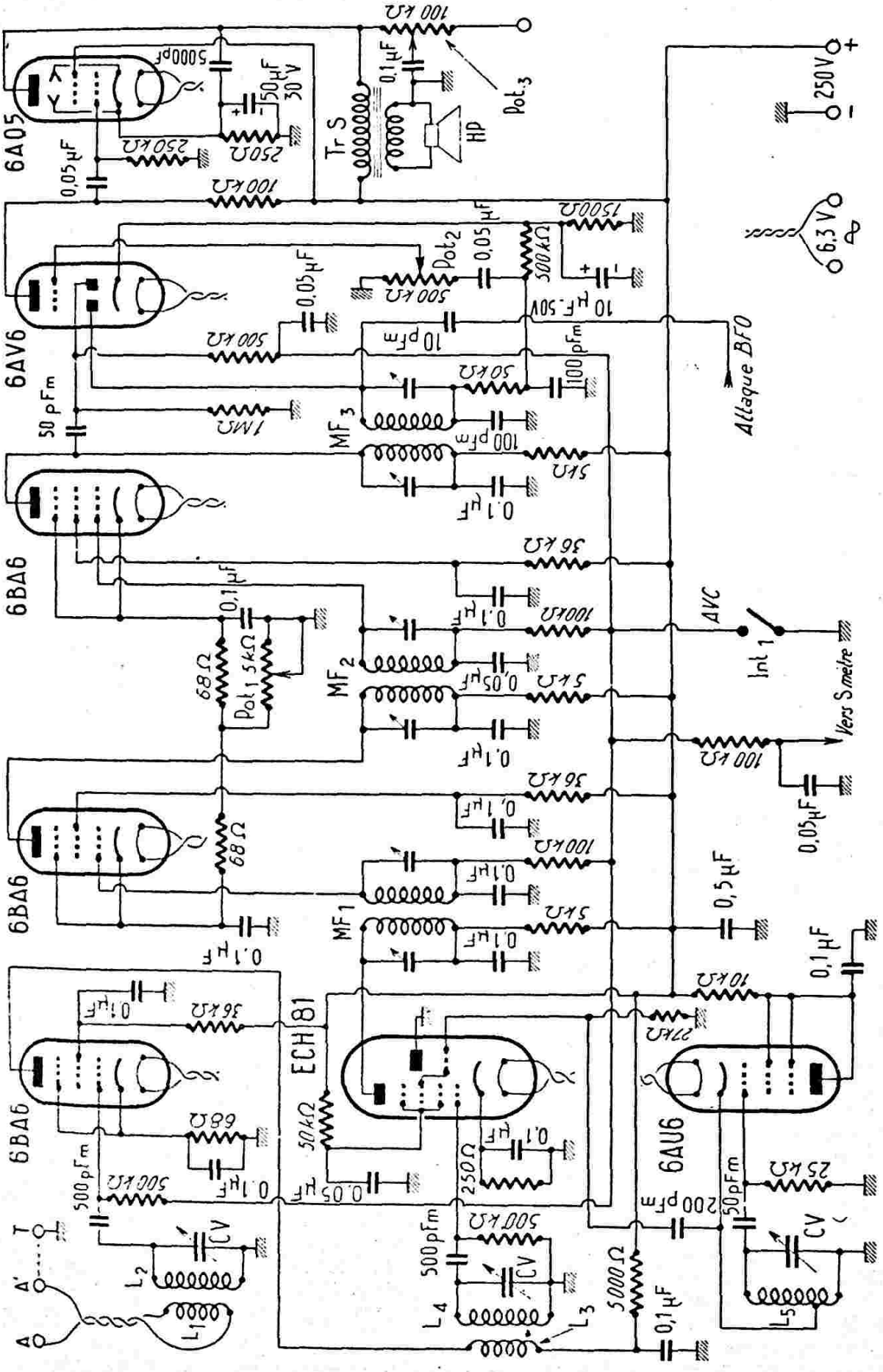

6AO5
6AV6
6BA6
6BA6
6BA6
ECH81
6AU6
Tr S
HP
Pot.3
Pot.2
MF3
MF2
MF1
AVC
Inl 1
Vers Smètre
Attaque BFO
250 V
6,3 V
L1
L2
L3
L4
L5
CV
A
A'
T

*Fig. VIII-3*

pour la réception télégraphique (pour le montage, voir fig. IV-52) ; un « S-mètre » (montage de la fig. IV-48) et, naturellement, l'alimentation (voir fig. VI-1). Transfo enroulement H.T. 100 mA; chauffage 6,3 volts-5 ampères et valve 6V4). Cela fait donc 3 lampes supplémentaires et correspond aux 10 tubes annoncés par le titre.

Ce récepteur utilise une 6BA6 en amplificatrice H.F., suivie d'une ECH81 montée en convertisseuse, avec oscillatrice séparée E.C.O. 6AU6. Puis nous avons deux tubes 6BA6 en amplificateurs M.F. ; une double diode-triode (détection B.F. et antifading, avec amplification de tension des signaux B.F.) et, enfin, une amplificatrice de puissance 6AQ5, pour l'alimentation du haut-parleur.

Les transformateurs $MF_1$, $MF_2$ et $MF_3$ sont accordés sur 455 kc/s ; on trouve ces jeux de transformateurs pour amplificateur à deux étages assez facilement dans le commerce. Le potentiomètre $Pot_1$ permet le réglage du gain moyenne fréquence.

Par l'interrupteur $Int_1$, on peut court-circuiter la ligne antifading pour la réception de la télégraphie (lorsque le B.F.O. est en service).

Le réglage du gain B.F. s'effectue par la manœuvre de $Pot_2$.

Un « tone-control » est également prévu par le réglage de $Pot_3$.

Tr.S est le transformateur de sortie, impédance primaire 5.000 ohms et impédance secondaire suivant haut-parleur.

L'entrée d'antenne est prévue, en principe, pour une descente à feeder double A et A'. Mais on peut utiliser une antenne ordinaire, en reliant électriquement A' et T.

Les trois condensateurs variables ont une valeur de 120 pF, commande unique.

Trois groupes de bobinages sont nécessaires, respectivement : $L_1$-$L_2$, $L_3$-$L_4$ et $L_5$ ; donc, il faut trois mandrins à broches par gamme d'ondes.

L'amateur un peu mécanicien pourra monter ces bobinages sur tiroir, à la manière de certains récepteurs H.R.O.-National.

Nous avons prévu le fonctionnement sur les bandes 80, 40, 20 et 10 mètres et le tableau ci-contre donne les valeurs des bobinages à réaliser.

Notons que l'on peut tout aussi bien utiliser un bon bloc du commerce. Les difficultés de l'alignement sont alors minimes.

Les mandrins employés ont un diamètre de 35 mm. (stéatite à section étoilée avec broches).

L'alignement de la commande unique se fait en écartant plus ou moins les spires les unes par rapport aux autres, ou en plaçant en parallèle des petits ajustables à air de 3 à 30 pF. Revoir les procédés d'alignement, § 8, chapitre IV.

Le réglage des trois transformateurs M.F. peut se faire, naturellement, avec une hétérodyne et un outputmeter ; mais nous conseillons l'oscillographe à la place de ce dernier.

Si le schéma de base de la figure VIII-5 est susceptible d'être « augmenté », comme nous l'avons dit au début de ce texte, en y ajoutant divers circuits annexes, il est aussi susceptible d'être « diminué ». En effet, ce montage de base pourra être conçu comme suit, au départ :

*a*) soit avec un étage H.F. et un seul étage M.F. ;

*b*) soit sans étage H.F. et un seul étage M.F.

### 3° LE « COLONIAL S.R.12 »

Dans ce montage, l'amateur ne construit pas ses bobinages ; il utilise un bloc commercial. Nous avons déjà vu, chapitre VII, § 1, quels sont les types de blocs de bobinages pouvant être utilisés dans la construction d'un récepteur de trafic.

Pour notre part, nous avons choisi le bloc « Colonial 63 » de Supersonic employé conjointement avec un condensateur variable à trois cages de 96 pF (Wireless) et un cadran démultiplicateur type 4253 (Wireless également) : trotteuse au 2/1 000° et grandes échelles latérales rectilignes (1 échelle par gamme).

Le schéma général du récepteur de trafic type « SR 12 » que nous vous proposons est montré sur la figure VIII-4.

Outre son excellente sélectivité (deux étages MF) cet appareil bénéficie d'une grande sensiblité. De plus, la commande automatique de volume (CAV) est vraiment énergique et tout évanouissement est pratiquement compensé pour les stations convenablement audibles, c'est-à-dire à partir d'un champ de quelques microvolts à l'entrée du récepteur. En sensibilité maximum, cette dernière est inférieure à 1 µV en « ondes courtes ». C'est dire, en résumé, que ce récepteur offre la possibilité de recevoir dans les meilleures conditions possibles, les signaux les plus instables et les plus faibles.

Ce récepteur est équipé des tubes suivants :

| Bandes | $L_1$ | $L_2$ | $L_3$ | $L_4$ | $L_5$ |
|---|---|---|---|---|---|
| 80 m. | 8 tours jointifs 20/100 deux couches soie, couplés à $L_2$ à 8 mm. | 38 tours 6/10 deux couches soie, enroulés sur une longueur de 45 m.. | 15 tours jointifs 20/100 deux couches soie, couplés à $L_4$ à à 12 mm. | Identique à $L_2$ | 32 tours de 6/10 deux couches soie, sur une longueur de 45 mm. ; prise cathode à 10 tours côté masse |
| 40 m. | 6 tours jointifs 20/100 deux couches soie, couplés à $L_2$ à 8 mm. | 12 tours 6/10 deux couches soie, enroulés sur une longueur de 38 mm. | 8 tours jointifs 20/100 deux couches soie, couplés à $L_4$ à à 12 mm. | Identique à $L_2$ | 11 tours de 6/10 deux couches soie, sur une longueur de 32 mm. ; prise cathode à 3 tours côté masse |
| 20 m. | 2 tours jointifs 6/10 deux couches soie, couplés à $L_2$ à 8 mm. | 6 tours 8/10 deux couches soie, enroulés sur une longueur de 25 mm. | 4 tours jointifs 20/100 deux couches soie, couplés à $L_4$ à à 12 mm. | Identique à $L_2$ | 6 tours de 8/10 deux couches soie, sur une longueur de 25 mm. ; prise à 1 tour 1/2 côté masse |
| 10 m | 2 tours jointifs 6/10 deux couches soie, couplés à $L_2$ à 8 mm. | 3 tours 1/2 de 8/10 deux couches soie, enroulés sur une longueur de 25 mm. | 3 tours jointifs 20/100 deux couches soie, couplés à $L_4$ à à 12 mm. | Identique à $L_2$ | 3 tours 1/2 de 8/10 deux couches soie sur une longueur de 25 mm. ; prise à 1 tour côté masse |

EF85/6BY7, amplificateur HF ; 6BA7, mélangeur modulateur ; EC92/6AB4, oscillateur ; OA2, régulateur de tension pour l'oscillateur ; EF89, premier étage MF ; EBF80/6N8 second étage MF, détection BF et CAV ; ECC81/-12AT7, une triode en oscillatrice BFO, une triode amplificatrice de tension continue pour le S-mètre ; EM34 ou 6AF7, indicateur cathodique d'accord ; EB91 / 6AL5, antiparasite ; EF86/6CF8, amplificateur de tension BF ; 6V6, amplificateur de puissance BF ; GZ32, redresseur haute tension. Soit au total 12 tubes.

Le bloc de bobinages utilisé est le type « Colonial 63 » de Supersonic, modèle tropicalisé à imprégnation totale, traitement au silicone et sorties isolées à la stéatite. Ce bloc est employé conjointement avec un condensateur variable à trois cages $CV_1$, $CV_2$, $CV_3$, Wireless de 3 × 96 pF. On couvre ainsi, par les cinq gammes du bloc, toutes les bandes ondes courtes comprises entre 10 et 93 m (sans trou), et de plus, une partie de la gamme PO de 185 à 350 m. Mais cette dernière ne présente évidemment aucun intérêt du point de vue « trafic ».

Le groupe $CV_1$, $CV_2$ et $CV_3$ peut être réalisé également, soit par l'assemblage de trois condensateurs variables « Transco » de 100 pF chacun dans la série C 001/002, soit par l'assemblage de trois condensateurs variables « Aréna » de 102 pF chacun dans la série CTL 103.

Le cadran démultiplicateur est le modèle 4253 de Wireless ; deux rapports de démultiplication sont prévus : 1/15 et 1/200 (on passe rapidement de l'un à l'autre en

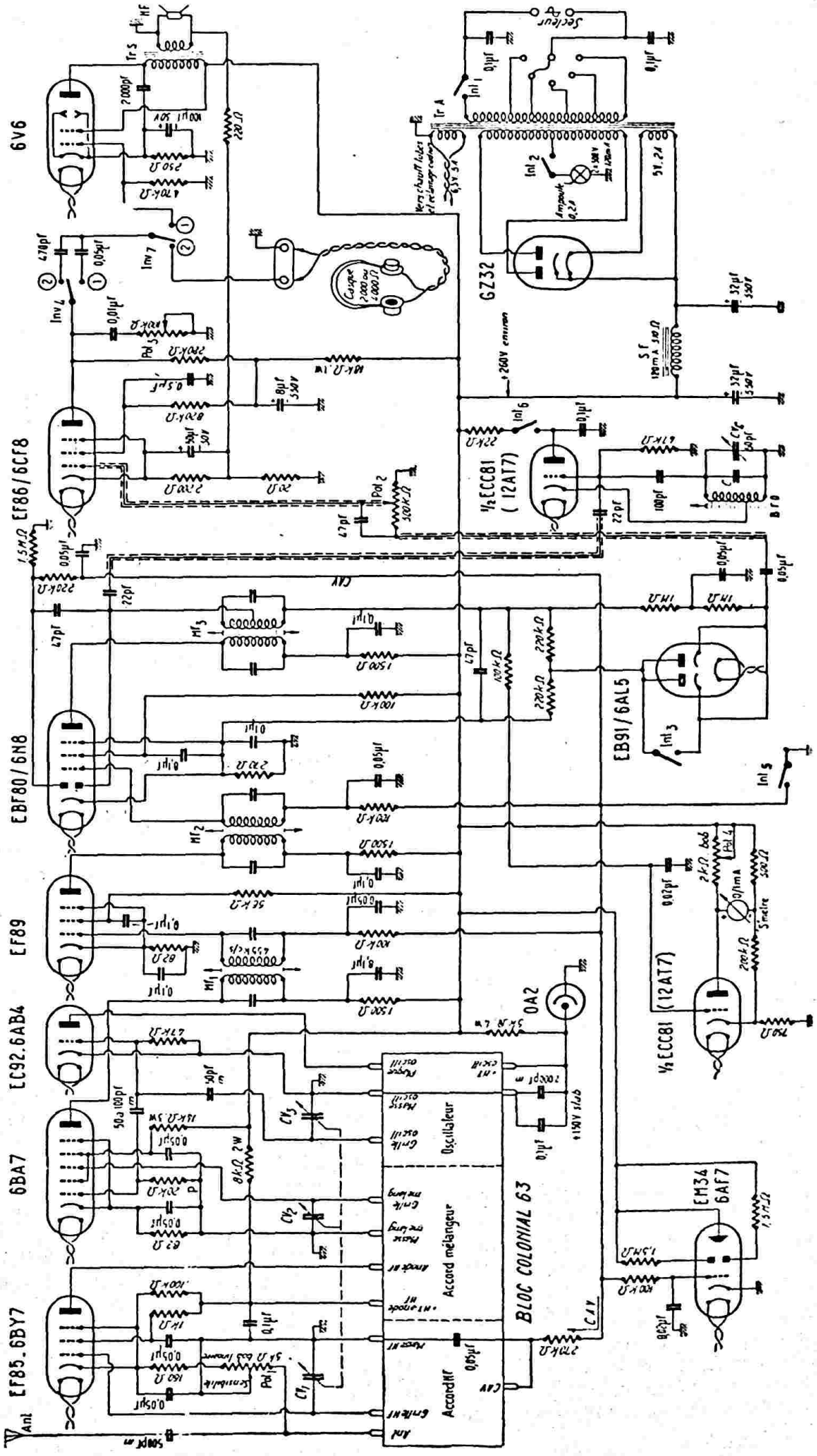



*Fig. VIII-4*

*Shunter le condensateur de 0,1 µF de la cathode du tube EBF80 par un autre condensateur de 50 µF 25 V électrochimique (négatif à la masse).*

tirant ou poussant le bouton de commande). Une grande trotteuse de 80 mm de diamètre correspond à une longueur d'échelle de 2 mètres (!) et donne ainsi une précision de lecture au 2/1 000. Le cadran se présente sous une forme rectangulaire ; la trotteuse est située à gauche ; la partie de droite, large de 320 mm, comporte 6 échelles sans inscription permettant d'y porter l'étalonnage correspondant aux bandes du récepteur (après alignement) ; sur cette partie, l'aiguille est évidemment à déplacement latéral.

Il va sans dire que ce cadran permet de faire des repérages aisés, même sur les bandes OC les plus élevées en fréquence, et que, de ce fait, avec un condensateur variable de 96 pF, les réglages sont extrêmement commodes.

En poursuivant l'examen de la figure VIII-4, nous notons le potentiomètre bobiné linéaire de 5 kΩ (**Pot. 1**), réducteur de sensibilité agissant simultanément sur la polarisation du tube d'entrée HF et sur l'antenne. Le montage de cette commande de sensibilité est particulièrement intéressant dans le cas où des émetteurs puissants, voisins en fréquence de la station reçue, provoquent une transmodulation sur l'étage d'entrée.

Remarquons aussi l'alimentation HT du tube oscillateur EC92 faite en tension stabilisée au moyen du tube régulateur à gaz OA2.

Bien que le constructeur du bloc (Supersonic) fournisse une notice détaillée d'emploi et de réglage, nous allons nous permettre de nous étendre un peu sur cette partie du récepteur, partie qui en est l'âme et de laquelle dépendront les performances finales.

Nous avons adopté le changement de fréquence par deux tubes séparés 6BA7 et EC92, montage très recommandé en ondes courtes : meilleur rendement ; injection de l'oscillateur facilement réglable, plus régulière ; réglages plus faciles ; obtention d'une pente de conversion élevée. En outre, avec le tube HF-EF85, nous avons un tube en face de chacune des cases du bloc et du condensateur variable ; d'où connexions très courtes entre ces éléments pour chaque étage.

L'injection prélevée sur la grille de la triode oscillatrice EC92 est appliquée sur la grille 1 de l'heptode mélangeuse 6BA7, au moyen d'un condensateur C de 50 à 100 pF (mica ou céramique). Pour la mise au point, entre la résistance de grille 1 du mélangeur (20 kΩ) et la masse, c'est-à-dire au point P, on intercale provisoirement un microampèremètre ; on détermine la valeur de C pour obtenir une lecture de 350 µA (**valeur moyenne** selon la gamme d'ondes). C'est pour cette valeur du courant de grille d'injection que le tube 6BA7 fonctionne avec sa pente de conversion la plus élevée : 0,95 mA/V.

Insistons aussi sur les points suivants, car ils sont d'une importance capitale :

a) Réaliser des connexions directes et aussi courtes que possible entre le bloc de bobinages, le condensateur variable et les tubes EF85, 6BA7 et EC92.

b) Réunir toutes les connexions « masse » prévues sur le bloc directement à chacune des fourchettes de masse du condensateur variable par des fils séparés de forte section (de la tresse de préférence). Bien veiller à ce que la masse de chaque étage HF, mélangeur et oscillateur, soit réunie à la **masse correspondante** de la cage du condensateur variable.

c) Insistons bien sur la nécessité de réaliser des connexions très courtes, directes, et bien aérées (non collées au châssis) entre les cosses du bloc, les lampes et les cases correspondantes du condensateur variable. Si ces précautions ne sont pas respectées, on aura des difficultés d'alignement vers 28 MHz dues aux capacités parasites trop importantes.

Si l'on utilise un bloc Colonial 63 du type « chalutiers », l'emploi d'un condensateur 3 × (360 + 130) pF est obligatoire.

d) A défaut d'un condensateur de 3 × 96 pF, on peut utiliser trois condensateurs variables Aréna type CTL 103 (de 102,5 pF chacun) jumelés ensemble à la distance convenable.

Avec le condensateur variable Wireless 3 × 96 pF utilisé sur notre montage, les gammes couvertes par les six positions du contacteur du bloc sont résumées dans le tableau ci-après :

| Gammes | Fréquences | Longueurs d'ondes |
|---|---|---|
| 1 | 30 à 18,75 Mc/s | 10 à 16 m |
| 2 | 19,35 à 12 Mc/s | 15,50 à 25 m |
| 3 | 12,4 à 7,7 Mc/s | 24,20 à 39 m |
| 4 | 8 à 5 Mc/s | 37,55 à 60 m |
| 5 | 5,15 à 3,2 Mc/s | 58 à 93 m |
| 6 | 1 620 à 860 kc/s | 185 à 350 m |

Les points d'alignement (ou fréquences auxquelles on doit faire le réglage des circuits HF, mélangeur et oscillateur) sont donnés dans le tableau suivant :

En lieu et place du condensateur variable Wireless de 3 × 96 pF, le bloc Colo-

nial 63 offre la possibilité d'utiliser un condensateur variable fractionné de 3 × (130 + 360) pF, type 3349 F Aréna.

Dans ce cas, les cinq premières gammes pourront être considérées comme restant

| Gammes | Points d'alignement | |
|---|---|---|
| | Trimmer | Noyau |
| 1 | 30 Mc/s | 19 Mc/s |
| 2 | 19 Mc/s | 12,5 Mc/s |
| 3 | 12 Mc/s | 8 Mc/s |
| 4 | 7,5 Mc/s | 5,5 Mc/s |
| 5 | 5 Mc/s | 3,5 Mc/s |
| 6 | 1 400 kc/s | 900 kc/s |

les mêmes, sauf que leur recouvrement d'extrémités sera beaucoup plus important. Mais la gamme 6 pour laquelle les cages de 360 pF entrent en œuvre, couvrira de 1 620 à 515 kc/s, c'est-à-dire de 185 à 582 m. Les points d'alignement des cinq premières gammes demeurent inchangés; ceux de la gamme 6 sont :

Ajustable parallèle (trimmer) à 1 400 kc/s ;

Noyau à 574 kc/s.

Il est bien évident que ce procédé permet la réception de la totalité de la bande PO ; mais nous avons voulu réaliser plus spécialement un **récepteur de trafic OC**

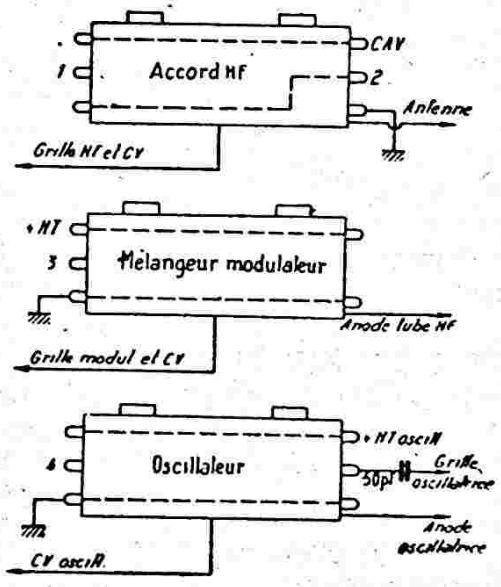



*Fig. VIII-5-A*

dans lequel la gamme PO ne présente pas d'intérêt. Par ailleurs, il est bien normal que l'emploi sur OC de cages de 130 pF, au lieu de 96 pF, réduit l'étalement d'une manière sensible. Néanmoins, il était normal que nous signalions cette variante de réalisation parfaitement possible.

La figure VIII-5-A nous montre, d'ailleurs, comment se présente pratiquement le bloc « Colonial 63 » ; pour plus de clarté, nous avons représenté les trois sections accord HF, mélangeur-modulateur et oscillateur, en vue éclatée. La correspondance des cosses de connexions est mentionnée directement sur le dessin.

Avec un condensateur variable de 3×96 pF, nous avons :

1 = libre ; 3 = libre ; 4 = libre ; les trois cages du CV 3 × 96 pF sont reliées respectivement aux connexions marquées « grille HF et CV », « grille modul. et CV » et « CV oscill. ».

Si l'on utilise un CV de 3 × (130 + 360) pF, nous avons : 1 = une cage de 360 pF ; 3 = une cage de 360 pF ; 4 = une cage de 360 pF ; les trois cages de 130 pF chacune sont reliées aux cosses indiquées précédemment pour le CV de 3 × 96 pF.

Dans tous les cas, la cosse n° 2 doit être reliée à la masse, ceci lorsqu'on utilise une antenne ordinaire à descente unifilaire. Par contre, si l'on emploie une antenne doublet, la descente bifilaire se connecte aux cosses « antenne » et « 2 », ladite cosse n'étant évidemment plus reliée à la masse.

Sur la figure VIII-4, nous voyons que l'alimentation H.T. pour l'anode et l'écran du tube H.F. est découplée, notamment, par une résistance de 8 kΩ 2 W. Il peut être intéressant d'**augmenter** la valeur de cette résistance jusqu'à l'obtention d'une H.T. de 150 V pour cet étage, ce qui a pour effet de réduire le bruit de « souffle » tout en conservant sensiblement le même gain.

Dans la réalisation « récepteur de trafic », nous employons, nous l'avons dit, le cadran 4253 Wireless. Si l'on monte un condensateur variable fractionné 3 × (130 + 360) pF, on pourra utiliser le cadran Aréna C493L avec la glace spécialement étalonnée pour cet usage. Mais dans ce cas, nous quittons le genre « récepteurs de trafic » pour donner dans le genre « récepteur commercial de luxe ». Ce dernier cadran ne possède pas de trotteuse de repérage.

Passons maintenant à l'amplificateur moyenne fréquence, en revenant à la figure VIII-4. Nous avons représenté en $MF_1$, $MF_2$ et $MF_3$, le jeu de transformateurs pour deux étages ; transformateurs « Supersonic » du type IST3 pour $MF_1$ et $MF_2$, et du type ISMP3 pour $MF_3$. Le premier tube amplificateur MF est du type EF89, le second du type EBF80, dont une diode est utilisée au redressement pour la C.A.V. et

l'autre diode pour la déection des signaux BF.

Le tube suivant est un EF86, amplificateur de tension des signaux BF ; le réglage de la puissance sonore (ou gain BF), s'opère par la manœuvre du potentiomètre **Pot. 2.**

Sur la ligne de C.A.V., nous remarquons l'interrupeur **Int. 5** permettant le court-circuit à la masse. La suppression de l'action de la C.A.V. est, en effet, nécessaire dans certains cas. Par exemple :

a) Pour l'écoulement du trafic en « duplex », le récepteur n'est plus freiné, voire bloqué, par l'émetteur voisin.

b) Pour la réception des signaux télégraphiques non modulés, réception s'opérant à l'aide du B.F.O. (nous verrons cela dans un instant) ; le récepteur n'est plus bloqué par l'oscillateur local de battement.

Pour faciliter l'accord sur les stations, nous avons prévu un indicateur cathodique d'accord des types EM34 ou 6AF7 à deux sensibilités ; cet indicateur est commandé par la tension continue de la ligne de C.A.V.

Par contre, le « S-mètre » est commandé par la tension continue issue de la détection BF. Comme chacun sait, cet appareil donne la valeur relative en unités S internationales du champ incident de la station reçue. Il utilise une section triode de ECC 81 en amplificateur de la tension continue de détection. La mesure du champ est faite par la lecture sur un milliampèremètre de déviation totale 1 mA monté en pont dans le circuit anodique. Le potentiomètre **Pot. 4** permet de corriger le déviation de l'aiguille due aux variations de tension anodique (variations de tension du réseau d'alimentation), c'est-à-dire, en d'autres termes, de « faire le zéro » de l'appareil en l'absence d'émission.

Le cadran du milliampèremètre devra être gradué de zéro à neuf unités « S » du code international et en décibels, au-dessus ; mais ceci a déjà été vu au chapitre IV, § 11.

Le second élément triode du tube ECC81 est utilisé en oscillateur de battement pour la réception hétérodyne de la télégraphie non modulée. En fait, pour les ondes entretenues pures, il est obligatoire, pour les rendre lisibles, d'hétérodyner les signaux amplifiés par les étages MF. On obtient cela en faisant battre lesdits signaux avec l'oscillation d'une petite hétérodyne locale appelée B.F.O. Par battement, on obtient une note audible de 800 à 1 500 c/s par exemple, réglable au gré de l'opérateur par la manœuvre du petit condensateur variable **CV.** Il s'agit d'un simple oscillateur à couplage cathodique utilisant un circuit LC accordé sur la valeur MF (soit 455 kc/s). Le circuit LC est constitué par un enroulement accordé (primaire ou secondaire) d'un transformateur MF. On débobine environ 30 tours pour faire la connexion de cathode (côté masse) que l'on rebobine ensuite soigneusement.

Le B.F.O. est alimenté en haute tension par la fermeture de l'interrupteur **Int. 6.** L'injection de l'oscillation locale se fait sur la diode de détection BF au moyen d'un morceau de câble blindé comportant une capacité de 22 pF à chacune de ses extrémités.

Lorsque l'on met le B.F.O. en service, il ne faut pas oublier de supprimer l'action de la C.A.V. en la court-circuitant par fermeture de **Int. 5 ;** si non, du fait de l'injection additive du B.F.O., on aurait une réduction de la sensibilité du récepteur.

Enfin, il est indispensable de blinder (avec un vieux boîtier de transformateur MF, par exemple) tous les circuits de l'oscillateur de battement : L, C, $CV_4$, résistance et condensateur de grille.

Passons maintenant au dispositif antiparasite. Nous voyons que les signaux BF apparaissant à la détection ne sont pas appliqués directement aux bornes du potentiomètre de gaint **Pot. 2,** mais doivent traverser une double diode 6AL5 (deux éléments en parallèle) ; c'est ce tube qui fonctionne en **étouffeur de parasites.** En effet, cette diode laisse les signaux BF lorsque son anode est positive, et s'oppose à ce passage lorsqu'elle est négative (par rapport à la cathode). Or, la cathode voit les variations de son potentiel suivre les variations du potentiel de l'anode pour des **signaux normaux.** Mais dès l'apparition d'une crête importante (parasite violent, décharge atmosphérique, etc...), l'anode est portée à un potentiel négatif par rapport à la cathode, la diode ne conduit plus et la liaison au premier tube amplificateur BF est coupée instantanément. Insistons sur le fait que cet antiparasite simple est un des plus efficaces qui soit. Naturellement, en position antiparasite, l'interrupteur **Int. 3** est ouvert ; en réception normale, **Int. 3** est fermé.

Nous en arrivons maintenant à la sortie du tube EF86. Dans son circuit anodique, une commande de timbre simplifiée (affaiblissement d'aiguës) est prévue pour la manœuvre du potentiomètre **Pot. 3.** Puis, successivement, nous avons l'inverseur **Inv. 4** (musique/parole ; position 1 = liaison normale ; position 2 = graves supprimées) et l'inverseur **Inv. 7** permettant l'écoute en haut-parleur par attaque de l'étage final

(position 1) ou l'écoute au casque (position 2).

L'étage final de puissance BF est équipé d'un tube 6V6 ; l'auteur a un penchant marqué pour ce type de tube parce qu'il est robuste et présente de grandes qualités dans la fidélité de reproduction.

Une contre-réaction en tension (10 %) non sélectivie est effectuée sur l'ensemble de la section BF (du secondaire du transformateur de sortie à la cathode du tube EF86). En cas d'accrochage BF, c'est-à-dire de réaction — au lieu de contre-réaction — il suffit alors d'inverser les connexions sur le secondaire du transformateur de sortie **Tr. S.** Ce dernier présente une impédance primaire de 5 000 Ω et une impédance secondaire selon la bobine mobile du haut-parleur utilisé (généralement 2,5 Ω). Le transformateur de sortie est fixé sur le châssis du récepteur ; par contre, le haut-parleur HP, modèle à champ permanent de 21 à 24 cm de diamètre, est monté sur un baffle séparé (baffle d'encoignure, par exemple). Le baffle séparé de grand volume ou de grande surface permet d'obtenir une meilleure reproduction comparée à celle obtenue avec un haut-parleur monté directement dans le coffret du récepteur. En outre, on est certain d'éliminer ainsi l'effet microphonique dû aux vibrations des électrodes des lampes, des lames des condensateurs variables, etc.., effet microphonique toujours sensible en ondes courtes.

Pour terminer avec la figure VIII-4, il ne nous reste que l'alimentation à examiner ; elle est d'ailleurs très classique. Le transformateur d'alimentation **Tr. A** est le modèle NOR 120 P de Védovelli ; une ampoule de 4,5 V 0,2 A intercalée dans le point milieu de l'enroulement haute tension tient lieu de fusible. Le redressement est assuré par une valve type GZ32.

L'interrupteur **Int. 1** pratiquement combiné avec le potentiomètre **Pot. 1,** est l'interrupteur général (secteur) du récepteur. Quant à l'interrupteur **Int. 2,** il permet l'arrêt du récepteur par coupure de la haute tension et offre ainsi la possibilité de reprendre l'écoute instantanément au moment voulu.

Le filtrage est assuré par une cellule en π : deux condensateurs électrochimiques de 32 µF et une bobine à fer **SF** (type SLA 25-35 de Védovelli — 120 mA, 12 H, 310 Ω).

### Modifications possibles

Nous pouvons envisager le montage d'un amplificateur moyenne fréquence à **sélectivité variable.** Pour cela, il suffit de monter comme premier transformateur

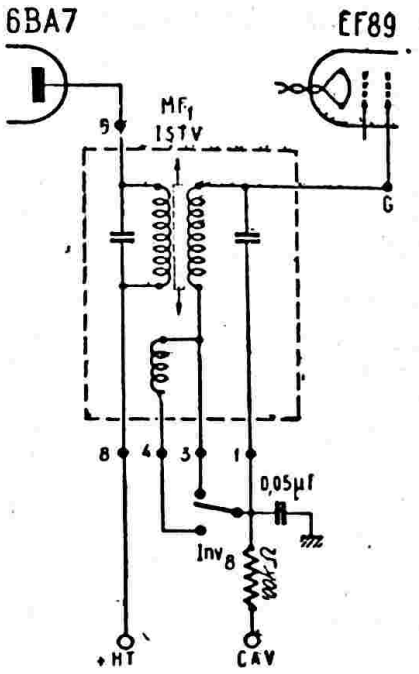



*Fig. VIII-5-B*

$MF_1$ le modèle ISTV, comme il est représenté sur le figure VIII-5-B. Les modèles prévus pour $MF_2$ et $MF_3$ sont inchangés et sont ceux que nous avons précédemment indiqués.

La variation de sélectivité est obtenue par un petit inverseur à galette **Inv. 8** à deux positions devant être monté juste au-dessous du transformateur ; pour la commande, prévoir un prolongateur d'axe. En position « sélective » (cosse 3), on obtient une bande passante plus étroite qu'avec le transformateur IST3, et en position « musicale » (cosse 4), une bande passante plus large. L'alignement des circuits MF (455 kc/s) doit se faire, l'inverseur **Inv. 8** étant en position « sélectivité maximum » (cosse 3).

L'emploi d'un étage MF avec filtre à quartz est également possible et nous l'avons prévu aussi, parce que fort appré-

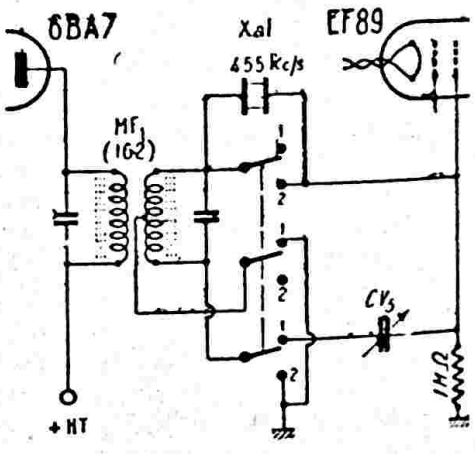



*Fig. VIII-5-C*

cié des passionnés de la **télégraphie,** du fait de la très grande sélectivité apportée par ce circuit. Il faut alors utiliser un transformateur $MF_1$ spécial comportant, entre autre, un quartz de fréquence égale à celle du réglage du canal moyenne fréquence, soit 455 kc/s dans notre cas. Nous préconisons le montage du transformateur 455 kc/s type 162 de la S.E.P.E. dont le schéma de connexion est montré sur la figure VIII-5-C. Ce transformateur s'installe donc en $MF_1$, les organes $MF_2$ et $MF_3$ étant inchangés.

Outre le quartz et le transformateur lui-même, le boîtier comporte également un petit condensateur variable $CV_5$ et un commutateur à deux positions. Le condensateur variable permet de déplacer le point d'affaiblissement, soit en deça, soit au-delà, de la fréquence désirée. En d'autres termes, il permet de déplacer l'arc de réjection de la courbe de transmission sur telle ou telle fréquence voisine gênante, d'où affaiblissement plus particulier sur ladite fréquence.

Le commutateur à deux positions permet, en position 1, d'utiliser le filtre à quartz et de bénéficier de la haute sélectivité. En position 2, le filtre est hors service et on est alors en présence d'un transformateur MF ordinaire.

### Conseils pratiques

Pour terminer, voici quelques conseils pour la réalisation pratique :

1° Tous les condensateurs dont la capacité est égal, ou inférieure à 2 000 pF sont du type mica ou céramique.

2° Toutes les résistances dont la puissance n'est pas spécifiée sur les figures, sont du type 0,5 watt.

3° Pour améliorer encore le rendement sur ondes courtes, et notamment sur les bandes de fréquences élevées, nous donnons le conseil suivant : shunter par un condensateur céramique de 2 000 pF, chaque condensateur au papier de découplage de C.A.V. et de HT (lignes aboutissant au bloc de bobinages), ainsi que chaque condensateur de fuite de cathode et d'écran des tubes EF85 et 6BA7. Ces condensateurs type céramique complémentaires ne sont pas représentés sur notre figure VIII-4.

4° Les conseils pour le montage correct du bloc de bobinages ont déjà été donnés précédemment ; nous n'y reviendrons pas. Pour tout le reste du récepteur, faire tous les retours de masse, **étage par étage,** en un point unique soudé au châssis.

5° Enfin, la figure VIII-5-D montre la disposition pratique à adopter pour la répartition des principaux éléments : panneau avant (vue de face) et châssis (vue de dessus).

Les cotes d'encombrement sont les suivantes :

Panneau avant : 600 × 300 mm ;
Châssis = 570 × 350 × 90 mm.

Un coffret métallique, ajouré pour l'aération, reçoit l'ensemble.

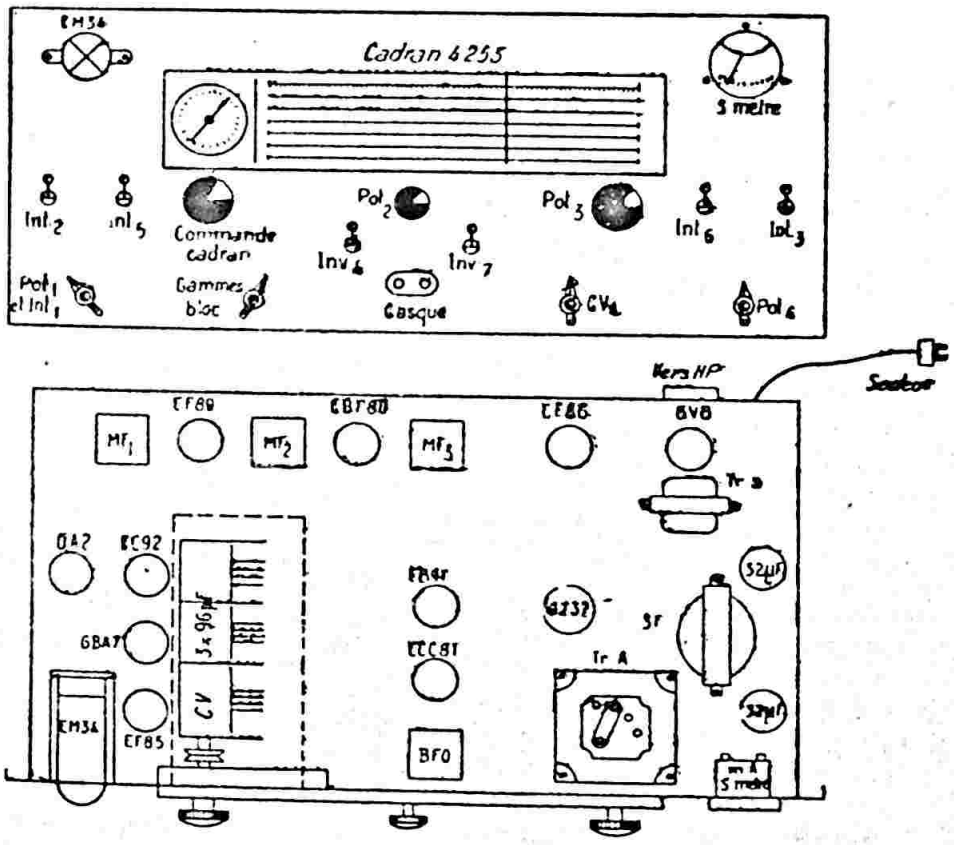



*Fig. VIII-5-D*

Réalisé avec soin et parfaitement aligné, ce récepteur de trafic est d'un fonctionnement remarquable et capable des plus hautes performances. De nombreux « exemplaires » ont déjà fait leurs preuves.

### NOTA

Au cours de cette description, nous avons déjà indiqué divers éléments de substitution, tel organe pouvant être remplacé par tel autre. Ajoutons encore que les transformateurs M.F. cités peuvent aussi être remplacés par **tout autre jeu** de transformateurs pour deux étages.

En ce qui concerne le **bloc de bobinages,** si nous avons maintenu, dans cette édition, l'utilisation du bloc Colonial 63, c'est qu'il en existe toujours de très nombreux en circulation... que de non moins nombreux amateurs désirent encore employer. A défaut, il est certain que l'amateur devra construire lui-même (ou faire construire) son bloc de bobinages. Pour cela, il se reportera au titre : « Exemples de blocs de bobinages réalisables par l'amateur » du chapitre VII § 1. Il construira le bloc de bobinages proposé, avec les connexions électriques indiquées pour les étages H.F., mixer et oscillateur, et à partir du premier étage M.F., il pourra reprendre la suite du schéma de la figure VIII-4.

Un autre montage de récepteur à changement de fréquence (récepteur utilisé par l'auteur) est décrit au chapitre XIV § 1.

Quant à la technique de réception par double changement de fréquence, soit par adaptateur, soit par récepteur complet, elle fait l'objet du paragraphe 4 du présent chapitre.

## 4° RECEPTEUR MOBILE

Le récepteur mobile entre dans l'équipement radioélectrique ondes courtes de toutes voitures automobiles. Deux ensembles « émetteur-récepteur » sont par ailleurs décrits au chapitre XVII, § 9.

La solution la plus rationnelle et offrant le meilleur rendement en poste mobile consiste à utiliser un excellent récepteur voiture que l'on fait précéder d'un adaptateur O.C. pour bandes amateurs.

Nous utilisons un récepteur Radiomatic normal (PO-GO) installé sur le véhicule : HF = 6BA6 ; CF = 6BE6; MF = 6BA6; détection et 1re BF = 6AV6 ; BF finale = 6AQ5 ; alimentation vibreur et valve 6X4. Ce récepteur est précédé d'un convertisseur O.C. dont le schéma est donné sur la figure VIII-6, monté sous forme de bloc compact extrêmement peu encombrant.

Ce convertisseur comporte un seul tube ECC81 chauffé à 6,3 V ou 12 V selon le type de la voiture ; chauffage et HF sont d'ailleurs prélevés à partir du récepteur.

Un inverseur Inv. 1 permet le fonctionnement normal du récepteur (en 2) ou l'utilisation de l'adaptateur (en 1). Un élément triode fonctionne en oscillateur cristal, l'autre élément en mélangeur. L'inverseur Inv. 2 à cinq positions permet la réception dans les bandes d'amateurs suivantes : 80, 40, 20, 15 et 10 m (dans l'ordre). L'accord est obtenu au moyen du condensateur variable CV de 100 pF. Les quartz à utiliser doivent être taillés aux fréquences suivantes : $X_1$ = 2 600 kc/s ; $X_2$ = 6 100 kc/s ; $X_3$ = 13 100 kc/s ; $X_4$ = 20 100 kc/s ; $X_5$ = 27 450 kc/s. **Bien entendu, l'amateur ne pourra prendre que les cristaux correspondant aux bandes qui l'intéressent.**

Il est même possible de remplacer l'oscillateur cristal par un oscillateur à circuit accordé fixe (oscillateur Hartley, montage de la figure V-4-B, par exemple) ; c'est une solution plus économique, mais offrant une stabilité de fréquence moindre.

La recherche des stations s'opère en manœuvrant le cadran du récepteur normal, CV n'étant utilisé que pour parfaire l'accord.

Les bandes couvertes sont les suivantes :

1 = 80 m = 3,5 à 3,8 Mc/s ; cadran : de 900 à 1 200 kc/s.

2 = 40 m = 7 à 7,150 Mc/s ; cadran de 900 à 1 050 kc/s.

3 = 20 m = 14 à 14,350 Mc/s ; cadran de 900 à 1 250 kc/s.

4 = 15 m = 21 à 21,450 Mc/s ; cadran de 900 à 1 350 kc/s.

5 = 10 m = 28 à 29 Mc/s ; toute l'étendue du cadran.

### Caractéristiques des bobinages

La = 15 tours jointifs, fil 2/10 de mm sous soie ;

Lb = 48 tours jointifs, même fil (80 m).

Lc = 7 tours jointifs 5/10 de mm sous soie.

Ld = 22 tours jointifs, même fil (40 et 20 m).

Le = 4 tours jointifs, 7/10 de mm sous soie ;

Lf = 10 tours jointifs, même fil (15 et 10 m).

Les bobines antenne et grille sont couplées par le côté masse (distance 2 mm) et exécutées sur des mandrins de 8 mm de diamètre à noyau réglable.

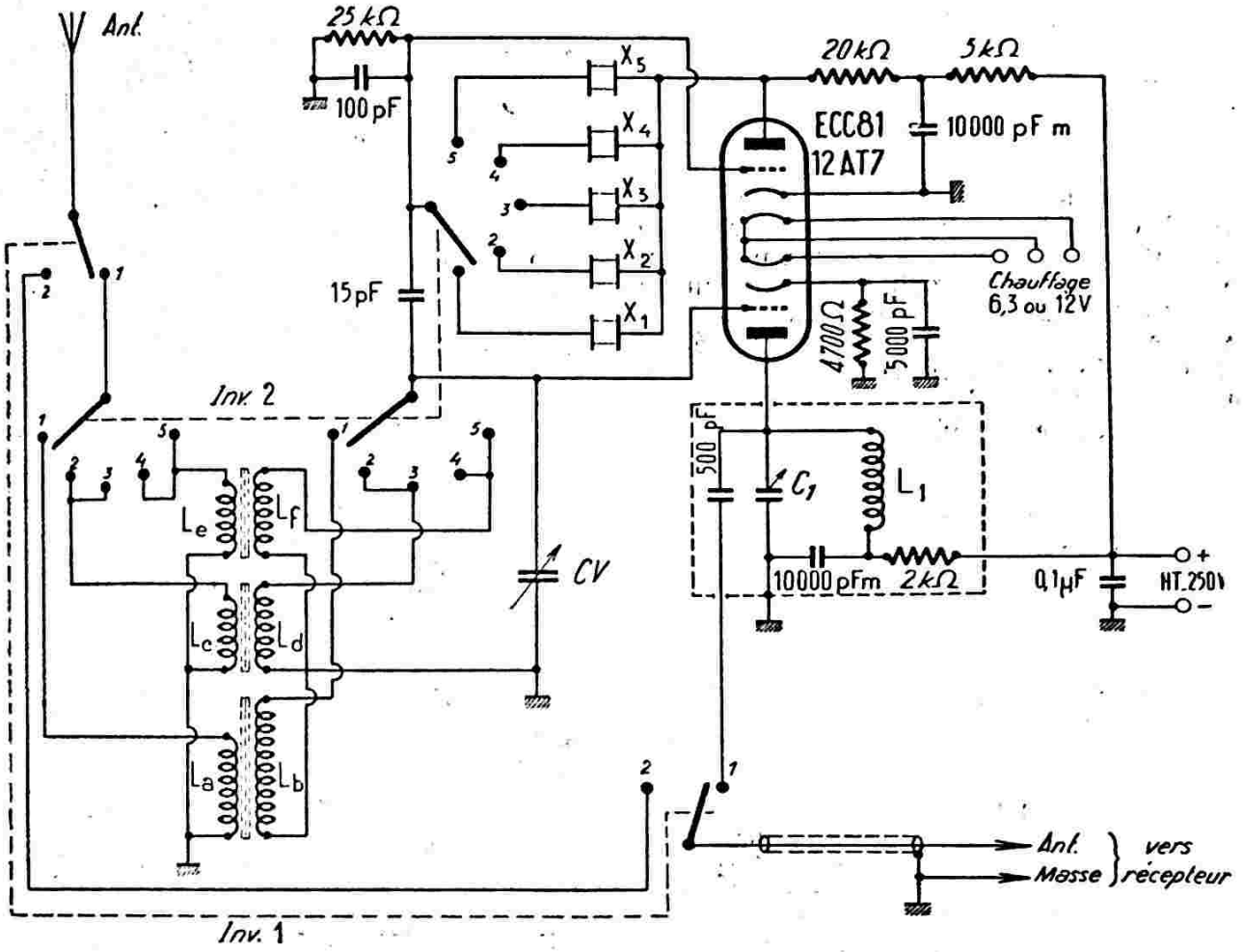



*Fig. VIII-6*

$L_1$ = 180 tours nid d'abeille, fil 2/10 de mm, mandrin 10 mm de diamètre, à noyau réglable.

$C_1$ = ajustable à vis 50 pF.

$L_1$, $C_1$ s'accordent vers 1 000 kc/s sur le récepteur pour le maximum de bruit de fond. Pour le réglage de ce circuit, ainsi que pour la technique générale des adaptateurs (double changement de fréquence), voir le paragraphe 4 de ce même chapitre.

On sait que le gros ennui sur les postes mobiles est la perturbation créée par les parasites des bougies du moteur. Nous donnons donc le conseil de monter sur le récepteur même, à la sortie détection, le dispositif écrêteur représenté sur la figure IV-43-C, soit à lampe 6AL5, soit à diodes germanium OA95.

Outre ce dispositif antiparasite, il est évidemment nécessaire, on le sait, de réduire le plus possible les parasites à leur source même, c'est-à-dire sur les circuits électriques du moteur. Rappelons les traditionnelles précautions à prendre :

1° Monter entre la borne de la bobine de « Delco » allant au tableau de bord et la masse un condensateur de l'ordre de 0,5 µF au papier (bien isolé) ;

2° Monter, éventuellement, aux bornes de la batterie, un condensateur de 0,5 µF ;

3° Vérifier que la distance entre les pointes des bougies est correcte (7/10 de mm. environ) ;

4° Nettoyer parfaitement les contacts du rupteur ;

5° Vérifier que les fils et câbles des appareils électriques du moteur sont en bon état et convenablement soudés aux cosses, ces dernières devant être parfaitement bloquées sous les bornes ;

6° Eloigner le fil allant au primaire du « Delco » de tous les autres fils haute tension ;

7° Essayer, éventuellement, de brancher un condensateur au mica de 2 à 6.000 pF aux bornes du rupteur ;

8° Vérifier la dynamo, les charbons, l'état du collecteur, etc. ; brancher un condensateur de 0,5 µF au papier (au moins) entre la sortie de la dynamo et la masse ;

9° Shunter par des condensateurs de fortes valeurs l'essuie-glace, le clignoteur de direction, etc. ;

10° Vérifier que les masses du bloc moteur, des tubes et tiges de commande tra-

versant la cloison entre le moteur et l'intérieur de la voiture, du capot, etc., sont correctes. Si besoin est, relier tous ces éléments métalliques au châssis de la voiture. à l'aide de tresses en cuivre soigneusement soudées ;

11° Un moyen très efficace, mais assez complexe, consiste à placer un capot en tôle perforée sur tout le système d'allumage : bobine, distributeur, rupteur et bougies. Ce capot est relié à la masse par une tresse de cuivre soudée. Blinder également les fils H.T. : fil allant de la bobine au distributeur et fils allant du distributeur aux bougies (gaine blindée) :

12° Bien entendu, nous ne parlons que pour mémoire du déparasitage de l' « allumage » du moteur : résistance suppressor de 10 kΩ en série sur chaque bougie, résistance suppressor de 25 kΩ en série dans le fil allant de la bobine au distributeur (ou utilisation de dispositifs suppressors ou de « faisceaux » antiparasites spéciaux). En effet, ce déparasitage est, on le sait, *obligatoire sur tout véhicule* (muni ou non de radio).

Pour la réception en « mobile », d'autres solutions sont encore possibles. C'est ainsi, par exemple, que l'on pourra utiliser tout autre adaptateur parmi ceux décrits au cours du paragraphe 4 du présent chapitre, y compris, bien entendu, l'adaptateur à lampes du type « batterie » ou celui à transistors.

Une autre solution, également très intéressante, réside dans l'utilisation d'un récepteur spécial O.C. — récepteur de bandes « amateurs » équipé de tubes « batteries » : HF = 1T4 ; CF = 1R5 ; oscillatrice séparée = 1T4 ; MF à réaction = 1T4 ; détection grille = 1T4 ou 1L4 ; BF = 1T4 ou 1L4 (écoute au casque). On réalise ainsi une très grosse économie de consommation de courant sur l'accumulateur. Voir chapitre XVII §9, n° I.

Il va sans dire évidemment que l'on peut également concevoir un ensemble entièrement « transistorisé », en partant d'un bon récepteur auto-radio normal à transistors et en le faisant précéder d'un adaptateur O.C. à transistors (décrit plus loin au § 4 n° 5 du présent chapitre).

### 5° RECEPTEURS POUR RALLYE « RADIO-GONIO »

Dans les rallyes « radio-gonio » (simplification de **radiogoniométrie**), il s'agit de trouver un émetteur supposé clandestin, soigneusement camouflé dans la nature.

On conçoit donc qu'il faille utiliser des récepteurs simples, de faible consommation et d'encombrement réduit. Ceci est fort possible, car un nombre élevé d'étages et de tubes n'est pas nécessaire pour le récepteur. En fait, ce genre de compétition se déroule sur des distances relativement faibles, et il n'est donc pas nécessaire de prévoir un récepteur à grande sensibilité.

De plus, dans l'élaboration du récepteur pour rallye radio-gonio, il faut tenir compte du mode d'alimentation et du collecteur d'onde.

Plusieurs solutions sont possibles :

a) Récepteur simple à changement de fréquence ; montage de la figure VIII-2, avec boîtier d'alimentation de la figure VI-11, ou VI-12, ou enfin VI-14-1 ou 2 ; source de courant : batterie d'accus du véhicule ; alimentation et véhicule soigneusement antiparasités.

b) Même récepteur, selon le même schéma de principe (fig. VIII-2), mais en montant des tubes 1R5, 3A5 et 3S4, ce qui permet d'utiliser une alimentation par piles absolument indépendante (piles de 1,5 et 67,5 V).

Quel que soit le récepteur utilisé, le collecteur d'onde est évidemment un cadre permettant de déterminer la direction de l'émetteur à trouver. Il s'agit d'un cadre accordé, par exemple du modèle de la figure XIII-10 (voir le texte s'y rapportant) ou d'un modèle similaire ; à savoir que l'on peut utiliser aussi un cadre équilibré (avec point milieu à la masse), ou encore employer le cadre directement comme bobine d'accord sur le récepteur, en supprimant le bobinage d'accord normal ainsi que la liaison-cadre-récepteur par ligne torsadée.

Dans le cas particulier présent, on peut faire appel également à un récepteur du type à amplification directe. La figure VIII-7 montre, à titre d'exemple, le schéma d'un récepteur de ce genre pour radiogoniométrie, appareil conçu pour la bande 80 m. L'alimentation nécessite une source de chauffage de 6 à 6,3 V et une HT de l'ordre de 100 V environ. L'écoute se fait au casque (modèle 2 000 Ω).

Le tube employé est du type 6U8 - ECF82 triode-pentode. L'élément pentode fonctionne en réflexe, c'est-à-dire qu'il est utilisé simultanément en amplificateur HF et en amplificateur BF ; l'élément triode fonctionne en détecteur (à réaction cathodique).

Les bobines d'arrêt Ch sont des « National R 100 ». D'autre part, nous avons :

$L_3 = L_5 =$ 50 spires jointives de fil de cuivre émaillé de 3/10 de mm sur mandrin de carton bakélisé de 14 mm de diamètre ; ces deux enroulements sont accordés par deux cases de condensateur variable jumelées de 100 pF chacune *avec trimmers*.

$L_2 = L_4 =$ 12 spires jointives de fil de cuivre émaillé de 3/10 de mm ; ces enroulements sont couplés respectivement à $L_3$ et $L_5$ avec un espacement de 4 mm.

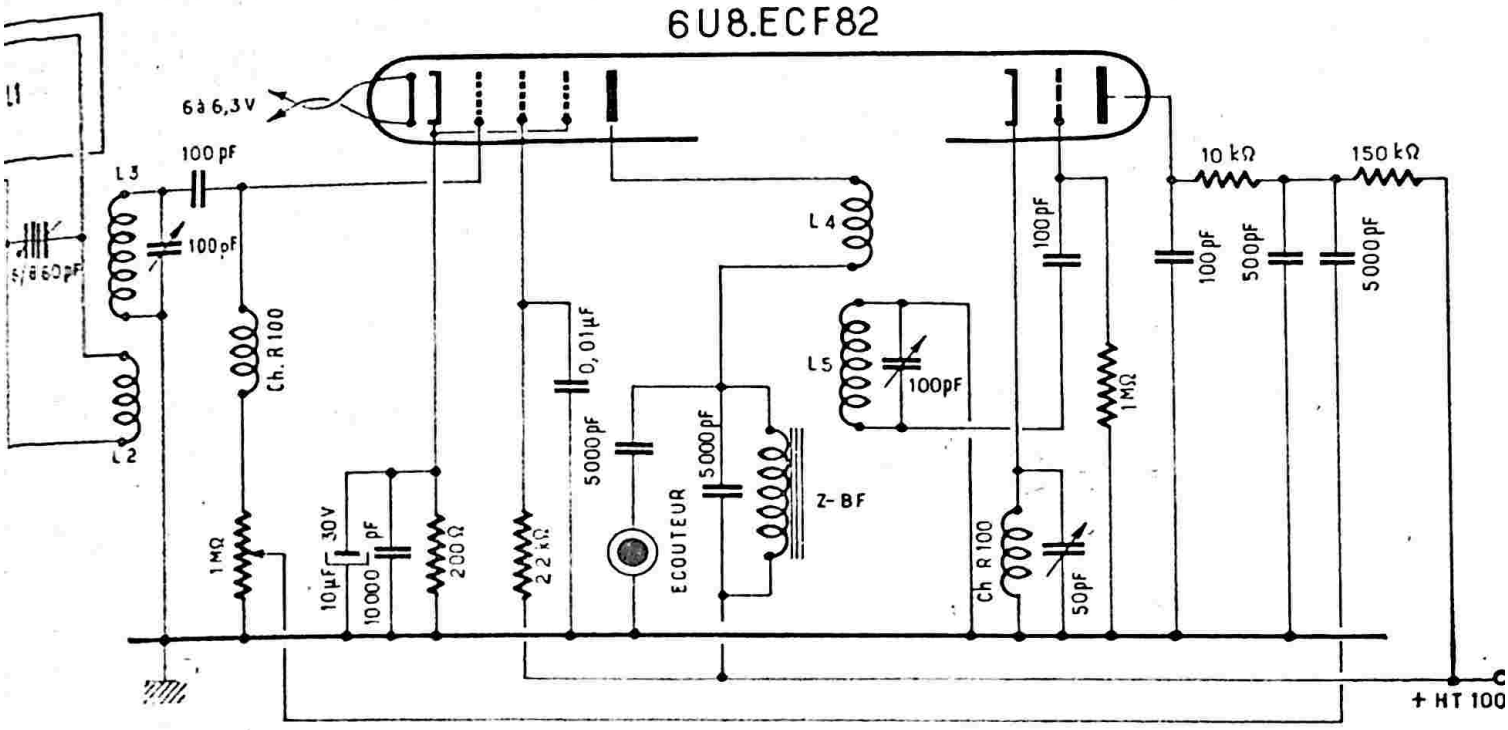



*Fig. VIII-7*

$L_1$ = cadre connecté en parallèle sur $L_2$, l'ensemble étant accordé par un condensateur ajustable à air 6/60 pF. $L_1$ comporte 3 tours en fil de cuivre de 20/10 de mm (ou davantage, pour avoir plus de rigidité) en forme de carré de 40 cm de côté.

Z-BF = inductance BF quelconque : par exemple, primaire 10 000 Ω d'un transformateur de liaison basse fréquence.

## § 2. — Quelques conseils pour améliorer un récepteur en ondes courtes

Un récepteur B.C.L. est un récepteur d'auditeur de radiodiffusion (B.C.L. : broadcasting listener). De tels récepteurs comportent une ou plusieurs bandes d'ondes courtes, d'un rendement généralement plus ou moins lamentable. Pour l'écoute de la B.B.C., par exemple, le poste ne se comporte pas trop mal. Mais s'il s'agit d'entendre les amateurs travaillant avec quelques watts H.F., c'est autre chose !

Certains O.M. utilisent des B.C.L. pour leur trafic, mais ils doivent se rendre à l'évidence et avouer le mal qu'ils ont parfois à « sortir » un correspondant.

Très souvent, par quelques modifications simples, on peut améliorer nettement ce rendement ondes courtes. Précisons bien que nous ne voulons pas parler de l'adjonction d'un B.F.O., d'un étage H.F. ou M.F. supplémentaire, d'une réaction, d'un « S-mètre », d'un antiparasite Lamb ou autre, etc., — adjonctions très souvent possibles, — mais uniquement de l'amélioration de la sensibilité sur la ou les gammes ondes courtes d'un récepteur courant.

Le manque de sensibilité de ce genre de poste provient très souvent de la faiblesse de l'oscillation locale. On doit d'abord vérifier, évidemment, le tube changeur de fréquence ; car, lorsque cette lampe faiblit, les symptômes de mauvais fonctionnement se traduisent au début sur la bande ondes courtes.

Ensuite, il faut contrôler si l'oscillation locale est suffisamment énergique. Cette mesure se fait en intercalant un milliampèremètre de déviation totale 0,5 mA (ou à défaut 1 mA) en série avec la résistance de fuite de grille oscillatrice, entre ladite résistance et la cathode (ou la masse, suivant le montage). Voir figure VIII-8.

Chaque type de lampe changeuse de fréquence a une valeur propre de courant d'oscillation ; celui-ci est indiqué par les constructeurs dans leurs tableaux de caractéristiques.

D'autre part, ce courant varie avec la fréquence ; il est ordinairement plus élevé vers 20 mètres que vers 50 mètres pour une gamme donnée (gamme classique de 19 à 50 mètres). Mais, en général, on peut admettre comme satisfaisante une valeur comprise entre 90 et 280 microampères, pour une résistance de fuite de grille de 50.000 ohms. Si cette résistance est plus faible, le courant d'oscillation est plus élevé.

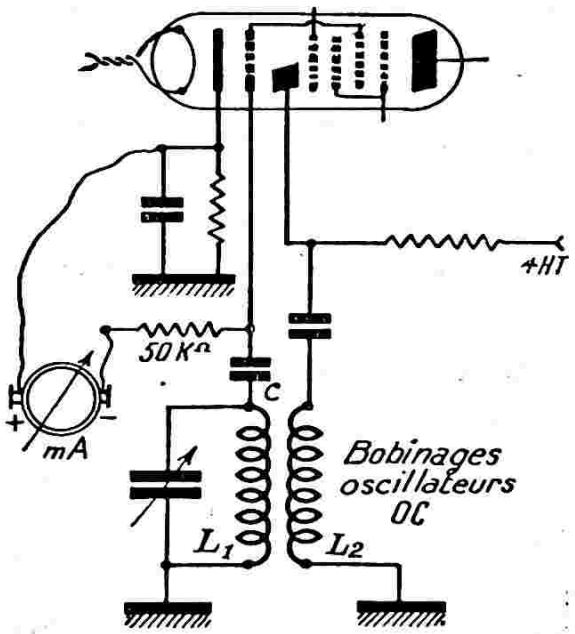



*Fig. VIII-8*

Voyons maintenant les causes qui peuvent entraîner une faiblesse de l'oscillation locale :

1° Le bobinage oscillateur peut être mal placé dans le châssis, trop près d'un blindage ou d'un écran métallique quelconque. Il suffit alors de le déplacer, de l'éloigner des masses métalliques et de le fixer bien dégagé.

2° L'antifading a souvent une influence néfaste sur les changeuses de fréquence heptodes et octodes. Le remède consiste à supprimer purement et simplement le V.C.A. sur cette lampe en O.C. seulement (fig. VIII-9-1). La base du bobinage d'accord ondes courtes est connectée à la masse; l'antifading agit alors uniquement sur l'étage moyenne fréquence.

3° Mauvais retours à la masse. Très souvent, en effet, les masses sont très mauvaises au point de vue H.F. La changeuse de fréquence, les bobinages et le condensateur variable doivent être très proches les uns des autres, et le fil de la masse les reliant, gros, court et direct. Soigner particulièrement les masses du C.V. Ne pas se contenter de la masse occasionnelle faite par la fixation.

Relier par des fils gros et directs les fourchettes de contact du rotor et le bâti même du condensateur variable au bloc de bobinages.

4° Le couplage de l'enroulement d'entretien de l'oscillateur peut n'être pas suffisant. Deux procédés sont offerts : on peut soit rapprocher les deux enroulements l'un de l'autre (resserrer le couplage), soit augmenter le nombre de tours de la bobine d'entretien bobine $L_2$, fig. VIII-8). Cette bobine est faite généralement avec du fil 20/100 deux couches soie, et il est facile d'ajouter 2 ou 3 spires supplémentaires bobinées dans le même sens.

Nous avons déjà en main quelques points sérieux, sur lesquels nous pouvons nous appuyer. Nous allons voir maintenant d'autres motifs divers de manque de sensibilité en O.C.

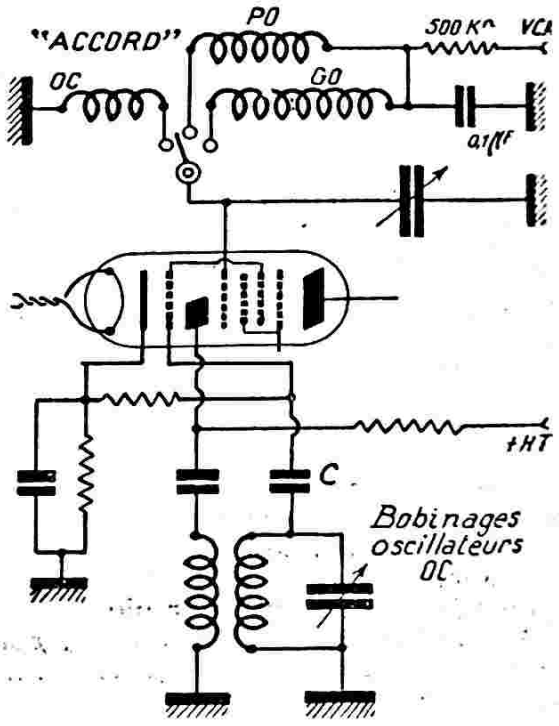



*Fig. VIII-9-1*

*a*) Nous ne parlerons pas, bien entendu, des défauts qui découlent d'une mauvaise adaptation des bobinages ou d'un alignement laissant à désirer. La mise au point de cette partie, pour un récepteur peu sensible, est la même que celle exigée par un appareil sortant du câblage. Nous renvoyons le lecteur au § 8, chapitre IV.

*b*) Veiller au parfait contact des paillettes du commutateur de gammes. Les nettoyer, si besoin est, au tétrachlorure de carbone ou à l'alcool à 90 degrés, avec un petit pinceau. Pendant cette opération, on fera tourner de nombreuses fois le contacteur, afin de bien décaper les paillettes (poste non sous tension); bien laisser sécher avant de mettre de nouveau le contact.

*c*) Si le récepteur manque de sensibilité en haut de gamme (entre 40 et 50 mètres, par exemple), essayer d'augmenter la valeur du condensateur de liaison grille oscillatrice (capacité C de la figure VIII-8). Généralement, ce condensateur est de 50 picofarads, mais on peut essayer de monter jusqu'à 150 pF.

*d*) Accrochage en bas de gamme (entre 17 et 25 mètres, par exemple). En augmentant la valeur de C, pour accroître la sensibilité en haut de gamme, on amène souvent des blocages ou accrochages en bas de gamme. Lorsque l'on est en présence de tels accrochages en bas de gamme O.C., le remède consiste à amortir l'enroulement d'entretien $L_2$ ; pour cela, on le shunte par une résistance de 5 à 10.000 ohms, résistance qui diminue le courant d'oscillation surtout en bas de gamme, et presque pas en haut de gamme.

*e*) Si l'on utilise un montage oscillateur à alimentation série (fig. VIII-9-2), se méfier du condensateur $C_1$ placé à la base de la bobine d'entretien $L_2$. Il doit opposer une réactance très faible au passage du

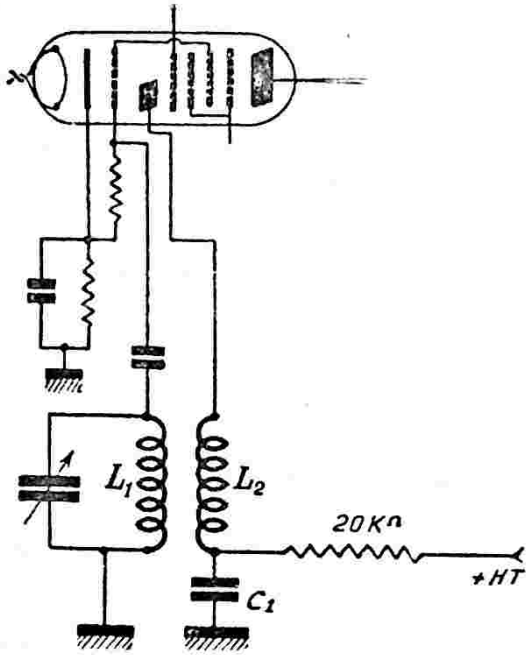



*Fig. VIII-9-2*

courant H.F. ; sa valeur est, en général, de 0,1 µF, diélectrique papier, mais il est sage de le shunter par un bon condensateur *au mica* de 10.000 picofarads. D'ailleurs, on peut shunter avantageusement tous les condensateurs au papier de découplage du tube changeur de fréquence (écran, cathode, etc.) — et parfois aussi ceux du tube amplificateur M.F. — par des condensateurs au mica de 5.000 pF ou plus. Il va de soi, évidemment, que les condensateurs de liaison grille et anode oscillatrice (fig. VIII-8) sont obligatoirement du type mica.

*f*) S'arranger pour que les connexions ayant plus spécialement trait aux ondes courtes, entre les bobinages, le condensateur variable, le tube changeur de fréquence et l'inverseur, soient les plus courtes possible.

*g*) Si le récepteur comporte un indicateur visuel (tube cathodique EM4, 6AF7, etc.), s'en méfier ; il arrive parfois que ces indicateurs prennent un mauvais vide et tiennent le rôle d'une véritable lampe de silence par le truchement de la ligne antifading (très faible sensibilité apparente tout le long de la gamme). Le remède consiste à remplacer le tube défectueux par un neuf (évidemment !) ou à le placer hors d'usage en dessoudant la ligne V.C.A. aboutissant à la grille de commande de l'indicateur. Ces quelques recettes pratiques vous permettront d'améliorer certainement le rendement de votre B.C.L., qui possédait peut-être une sensibilité O.C. remarquable... mais bien cachée !

**Présélecteur à grand gain.**

Lorsqu'un récepteur ordinaire ne comporte pas d'étage HF (récepteur B C L ou récepteur OC simple) ou lorsqu'un récepteur de trafic ne comporte qu'un seul étage amplificateur HF, leurs performances peuvent être grandement améliorées par l'utilisation d'un présélecteur à grand gain. La sensibilité de l'appareil se trouve accrue ; la sélectivité est également augmentée, notamment la sélectivité avant le changement de fréquence, ce qui se traduit par une meilleure réjection de la « fréquence-image » ; enfin, par un choix judicieux du tube équipant l'étage présélecteur, on peut aussi améliorer le rapport « signal/souffle », ce qui donne une meilleure sensibilité *utile* dans le cas de signaux faibles.

Bien entendu, si l'emploi d'un présélecteur à grand gain est fortement recommandé dans le cas d'un récepteur à un seul étage HF, il est évident que son utilisation est presque indispensable et obligatoire avec un récepteur n'ayant pas d'étage amplificateur HF.

Le schéma du présélecteur proposé est représenté sur la figure VIII-10. Le montage est équipé d'un tube tout-métal type 6AC7 - 1852, culot octal. Et surtout, n'allons pas voir ici un « vieux cliché » du fait de l'utilisation de ce tube ! Il est des tubes qui, bien que n'étant pas classés dans les modernes, restent néanmoins très intéressants. C'est le cas du tube 6AC7 - 1852. A ce propos, il nous paraît intéressant de rappeler que dans son utilisation en amplificateur pentode, il présente une pente de 9 mA/V et une résistance équivalente de souffle de l'ordre de 600 Ω ! Alors ?

L'examen de la figure montre qu'il s'agit d'un montage amplificateur HF presque classique. Nous noterons la prise intermé-

diaire sur le bobinage d'entrée pour la liaison à la grille ; ce qui permet l'adaptation à l'impédance d'entrée relativement faible du tube.

Une prise intermédiaire (pour l'anode) est également prévue sur le bobinage de plaque ; cette disposition offre un fonctionnement plus stable du présélecteur (moins de tendance à l'auto-oscillation).

le récepteur faisant suite. Le montage est réalisé dans un coffret métallique dont la présentation est laissée au goût du constructeur ; ceci étant, évidemment nullement critique.

Les condensateurs variables $CV_1$ et $CV_2$ présentent chacun une capacité de 50 pF. On peut concevoir deux condensateurs séparés. Mais on peut également faire une

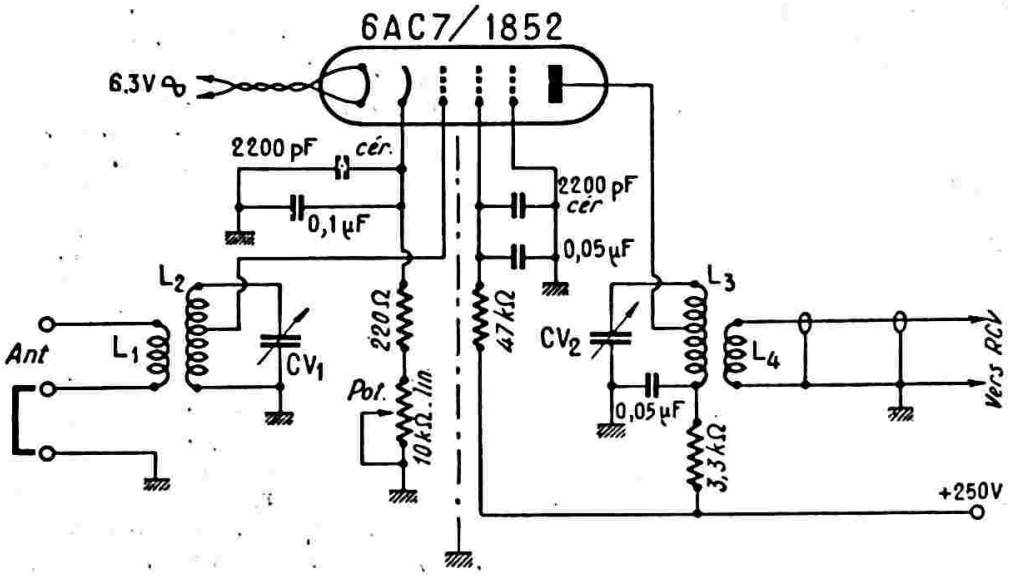



*Fig. VIII-10*

L'entrée du présélecteur est prévue, soit pour une antenne ordinaire, soit pour une antenne symétrique. La sortie se relie à l'entrée du récepteur (circuit antenne-terre) par l'intermédiaire d'un morceau de câble coaxial.

Une réduction du gain (donc, de la sensibilité) est possible par la manœuvre du potentiomètre Pot. de 10 kΩ (bobiné, linéaire).

Nous noterons aussi que les classiques condensateurs au papier de découplage de cathode et d'écran sont shuntés par des condensateurs de 2 200 pF (type céramique ou mica). Au point de vue réalisation pratique, on doit prévoir un écran métallique de séparation (représenté en traits mixtes sur le schéma) soudé au châssis, entre les circuits d'entrée et de sortie. Notamment, il ne doit y avoir aucun couplage possible entre $L_2$ et $L_3$.

Moyennant quoi, aucune tendance aux accrochages ou à l'auto-oscillation ne doit être constatée. S'il n'en était pas ainsi, il faudrait aussi penser à l'utilisation d'une antenne insuffisante à l'entrée du présélecteur (antenne ne provoquant pas l'amortissement requis). Mais si l'on utilise la même antenne, à la réception et à l'émission, cet inconvénient ne se manifestera pas.

L'alimentation de ce présélecteur (chauffage 6,3 V et HT 250 V) est prélevée sur

commande unique à l'aide d'un condensateur de 2 × 50 pF. L'alignement des circuits de grille et de plaque devient alors nécessaire ; mais c'est une chose facile en agissant sur les bobinages $L_2$ et $L_3$, surtout vu l'étroitesse des bandes de fréquences attribuées aux amateurs.

Les bobinages d'entrée $L_1 + L_2$ et de sortie $L_3 + L_4$ peuvent être du type interchangeable (réalisés sur mandrins à broches) ; mais on peut également prévoir leur mise en service au moyen d'un commutateur à galettes. Prévoir, dans ce cas, un commutateur à deux galettes, l'une pour le circuit d'entrée, l'autre pour le circuit anodique, et séparer les deux galettes par un écran-blindage métallique relié à la masse.

Pour terminer, voici les caractéristiques des bobinages à réaliser.

Pour 80 et 40 m, utiliser des mandrins de carton bakélisé de 36 mm de diamètre, et pour 20, 15 et 10 m, des mandrins de 28 mm de diamètre. Pour 80 et 40 m, on emploie du fil de 6/10 de mm de diamètre (cuivre émaillé), et du fil de 8/10 de mm de diamètre pour 20, 15 et 10 m.

Les enroulements de couplage $L_1$ et $L_4$ sont bobinés à spires jointives, et à une distance de 3 mm du côté « froid » des bobines $L_2$ et $L_3$.

Nous avons, par ailleurs :

*Bande 80 m :* $L_1 = 10$ tours ;

$L_2 = L_3 = 44$ tours jointifs (prise médiane) ;

$L_4 = 3$ tours.

*Bande* 40 *m* : $L_1 = 5$ tours.

$L_2 = L_3 = 24$ tours répartis sur une longueur de 38 mm ; prise médiane ;

$L_4 = 3$ tours.

*Bande* 20 *m* : $L_1 = 3$ tours.

$L_2 = L_3 = 15$ tours répartis sur une longueur de 25 mm ; prise médiane ;

$L_4 = 2$ tours.

*Bandes* 10 *et* 15 *m* : $L_1 = 2$ tours.

$L_2 = L_3 = 8$ tours répartis sur une longueur de 25 mm ; prise médiane ;

$L_4 = 2$ tours.

## § 3. — La réception panoramique et l'étude de la modulation d'un émetteur à la réception

**Généralités.**

Le récepteur panoramique, dit également « récepteur à contrôle visuel de bandes », permet de *voir* directement sur l'écran d'un tube cathodique ce qui se passe sur une bande de fréquences donnée. Ce type de récepteur permet naturellement, en même temps, l'*écoute* de l'une des stations de cette gamme.

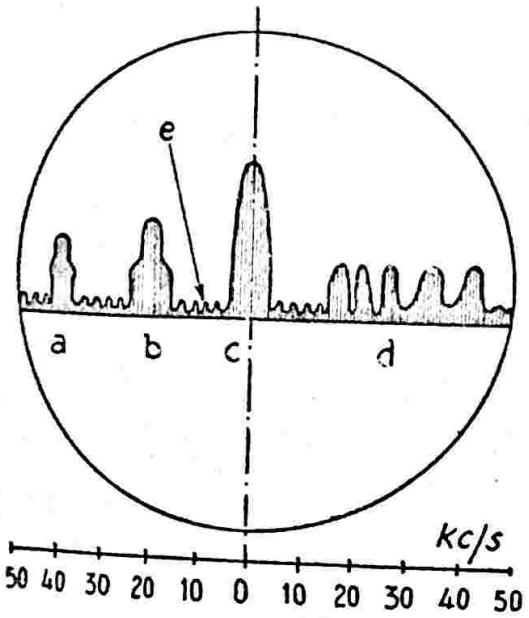



*Fig. VIII-11*

Par l'examen de la figure VIII-11, on a une idée de l'image obtenue sur l'écran du tube cathodique. Quatre émissions sont en présence ; elles sont indiquées par *a*, *b*, *c*, *d*. Ces pointes portent le nom de « pips » (nom donné par les Américains).

Ainsi le pip *a* indique une émission en ondes entretenues pures (porteuse non modulée) ; le pip *b*, comportant des bases latérales *mobiles*, correspond à une émission modulée en amplitude (les bosses indiquant les bandes latérales de modulation) ; le pip *c*, qui se distingue du pip *a* par de rapides disparitions et apparitions, permet d'identifier une émission de télégraphie (manipulation par suppression de porteuse) ; le pip *d* correspond à une émission modulée en fréquence (si l'on a soin de placer un plexiglass gradué devant l'écran du tube cathodique, on peut évaluer la valeur du « swing » (1) de la modulation de fréquence ; enfin, l'épaisseur *e*, située entre les émissions, est produite par le bruit de fond, les parasites, etc., affectant la bande.

Généralement, l'appareil est réglé de façon que l'émission reçue (émission *écoutée*) soit placée au centre du tube cathodique (selon l'axe vertical).

D'autre part, la largeur de bande visible est modifiable, si bien que l'opérateur peut, par exemple, choisir une certaine plage plus réduite et l'étaler complètement sur l'écran afin de pouvoir l'explorer plus en détail.

Par raison de simplification, on fait quelquefois apparaître aussi la partie inférieure des pips sur l'écran ; on supprime ainsi le tube détecteur ordinairement placé entre le dernier étage amplificateur M.F. du « panoramique » et le tube cathodique. Personnellement, nous préférons utiliser un tube détecteur diode de plus et supprimer la partie inférieure, qui ne sert absolument à rien : on peut obtenir, alors, des pips plus hauts, sur lesquels les détails apparaissent mieux.

Pour l'amateur, un récepteur panoramique permet de voir très rapidement les conditions de travail de la bande qu'il désire exploiter ; immédiatement, il voit si la propagation est bonne, si les signaux sont puissants (hauteur des pips) et il repère facilement, avec son V.F.O., une zone libre pour y loger son émission, étant certain de ne pas être gêné et de ne pas gêner les autres. A la fin de son appel général, un coup d'œil sur l'écran permet de déceler tous les pips qui apparaissent (sur la propre fréquence utilisée ou sur des fréquences différentes) et qui sont, en général, des stations lui répondant ; les correspondants éventuels sont donc rapidement décelés et identifiés.

(1) En modulation de fréquence, le « swing » peut s'appeler aussi « amplitude de la modulation » et il caractérise la « dynamique » de l'émission.

Enfin, dans l'élaboration des contrôles, les images fournies par l'écran seront précieuses :

*a*) Taux de modulation (rapport de la hauteur des bandes latérales à la hauteur de la porteuse), fig. VIII-12 A ;

*b*) Bandes de modulation supersoniques ou parasites (petits pips apparaissant selon le rythme de la modulation sur des fréquences assez éloignées de la fréquence porteuse), fig. VIII-12 B ;

*c*) Modulation de fréquence indésirable, superposée à la modulation en amplitude (largeur exagérée), fig. VIII-12 C ;

*d*) Intensité « S » du signal (hauteur du pip), fig. VIII-12 D ;

*e*) Déréglages des circuits H.F. (dissymétrie de la courbe), fig. VIII-12 E ;

*f*) Etude d'une émission modulée en fréquence, fig. VIII-12 F ;

*g*) Glissement de fréquence du V.F.O. (durant le message, le pip se déplace à droite, ou à gauche, suivant le cas) ;

*h*) Variation de fréquence porteuse de *tant* de kilocycles que le correspondant aurait à faire subir éventuellement à son émission pour se sortir d'un Q.R.M. ;

*i*) Etude des « clics » et « queues » de manipulation (cas d'une émission radiotélégraphique).

Il faut préciser également que toutes ces observations peuvent être faites aussi bien sur la station reçue que sur le propre émetteur de l'opérateur.

Et n'est-ce pas là déjà un beau palmarès en faveur de la réception panoramique qui devrait engager beaucoup d'amateurs à se lancer dans cette voie ? Plus loin, nous étudierons quelques types de récepteurs panoramiques ; mais, généralement, l'amateur n'a pas lieu d'envisager la construction du récepteur complet, puisqu'il possède déjà son récepteur de trafic. Aussi se bornera-t-il le plus souvent à la construction d'un « *adaptateur panoramique* » dont un modèle sera décrit dans tous ses détails ultérieurement.

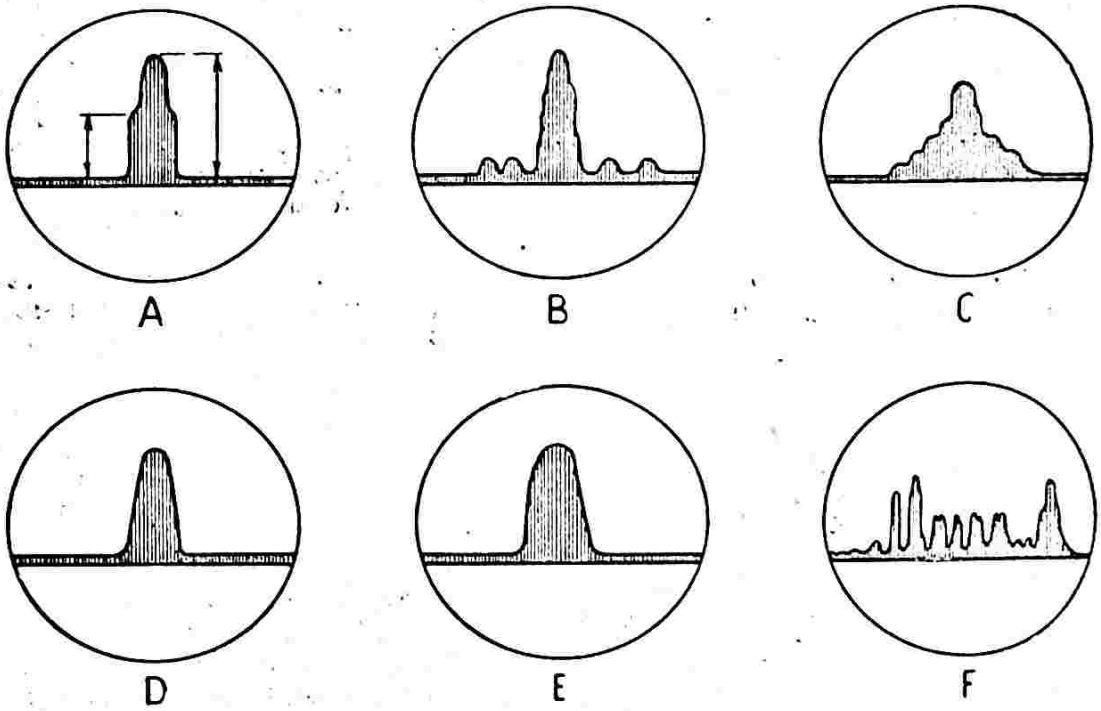



*Fig. VIII-12*

De même, il convient de préciser qu'il n'est pas nécessaire d'avoir un oscillographe, digne du nom, pour la réception visuelle des signaux : un simple tube cathodique, muni de son alimentation, suffit ; il est inutile de prévoir les circuits de balayage, amplificateurs vertical et horizontal. Naturellement, celui qui possède déjà un oscillographe pourra l'utiliser à la sortie de son « panoramique » ; point ne sera besoin d'acquérir un autre tube cathodique ; il suffira de laisser de côté les circuits de balayage, amplificateurs vertical et horizontal et d'attaquer directement les plaques de déflexion du tube.

Il est intéressant d'ouvrir, au passage, une parenthèse, assez longue d'ailleurs, au sujet des contrôles oscilloscopiques. En fait, l'amateur qui possède un *oscillographe complet*, outre qu'il peut faire une mise au point absolument correcte de son émetteur, peut également, par le truchement de son récepteur, étudier l'émission de son corres-

pondant. Si ce correspondant, plus défavorisé, ne possède pas d'oscillographe, il sera heureux d'obtenir les contrôles précis que vous pourrez lui passer ; car, *vous*, vous *verrez* les résultats de ses modifications (l'oreille, pour cela, est un organe bien imparfait).

Pour pouvoir passer des contrôles oscilloscopiques précis, il y a une foule de considérations qui entrent en jeu ; beaucoup de précautions, aussi, sont nécessaires. Nous les verrons au fur et à mesure de cet exposé.

Beaucoup de points, parmi les contrôles possibles au « panoramique » exposés précédemment, peuvent être étudiés avec un oscillographe. Mais, oscillographe et panoramique ne font pourtant pas double emploi ; en effet, certains défauts sur une émission apparaîtront plus facilement sur l'oscillographe alors que d'autres, au contraire, seront plus visibles sur le panoramique.

**Contrôles oscilloscopiques à la réception.**

*Méthode de l'enveloppe.* — En l'absence de modulation sur un émetteur radiotéléphonique, il émet une oscillation d'*amplitude constante,* appelée onde porteuse. Cette porteuse peut être *vue* en connectant les plaques de déflexion verticale d'un oscillographe à la sortie du dernier transfo M.F. du récepteur. L'onde porteuse en question n'a évidemment plus la fréquence de l'oscillation émise par l'émetteur, mais est de fréquence égale à la moyenne fréquence du récepteur. On développe cette onde sur l'écran de l'oscillographe en appliquant une tension de balayage, d'une fréquence sous-multiple de la fréquence porteuse, aux plaques de déflexion horizontale ; cette tension de balayage est issue de l'oscillateur base de temps incorporé à l'oscillographe. On obtient une figure du genre de celle qui est montrée en VIII-13 A. Généralement, le nombre de cycles est si grand (même en employant une fréquence de balayage élevée) que l'on n'obtient qu'une bande lumineuse horizontale de hauteur E.

Si, maintenant, l'onde porteuse est modulée à une fréquence B.F., mettons 800 c/s pour fixer les idées (fig. VIII-13 B), l'amplitude de l'oscillation porteuse variera 800 fois pas seconde, et cela exactement de la même façon que la tension de modulation. Par conséquent, si la tension de balayage a une fréquence de 400 c/s, nous développerons sur l'écran 2 cycles de la variation d'amplitude de la bande lumineuse, et l'image obtenue sera celle de la figure VIII-13 C. Les sinusoïdes qui limitent l'image en haut et en bas représentent la modulation, ou encore la courbe enveloppe de l'amplitude de l'oscillation H.F. (d'où le nom : « Méthode de l'enveloppe »).

Le pourcentage de modulation K est donné par la relation :

$$K\ \% = \left(\frac{A - a}{A + a}\right) \times 100$$

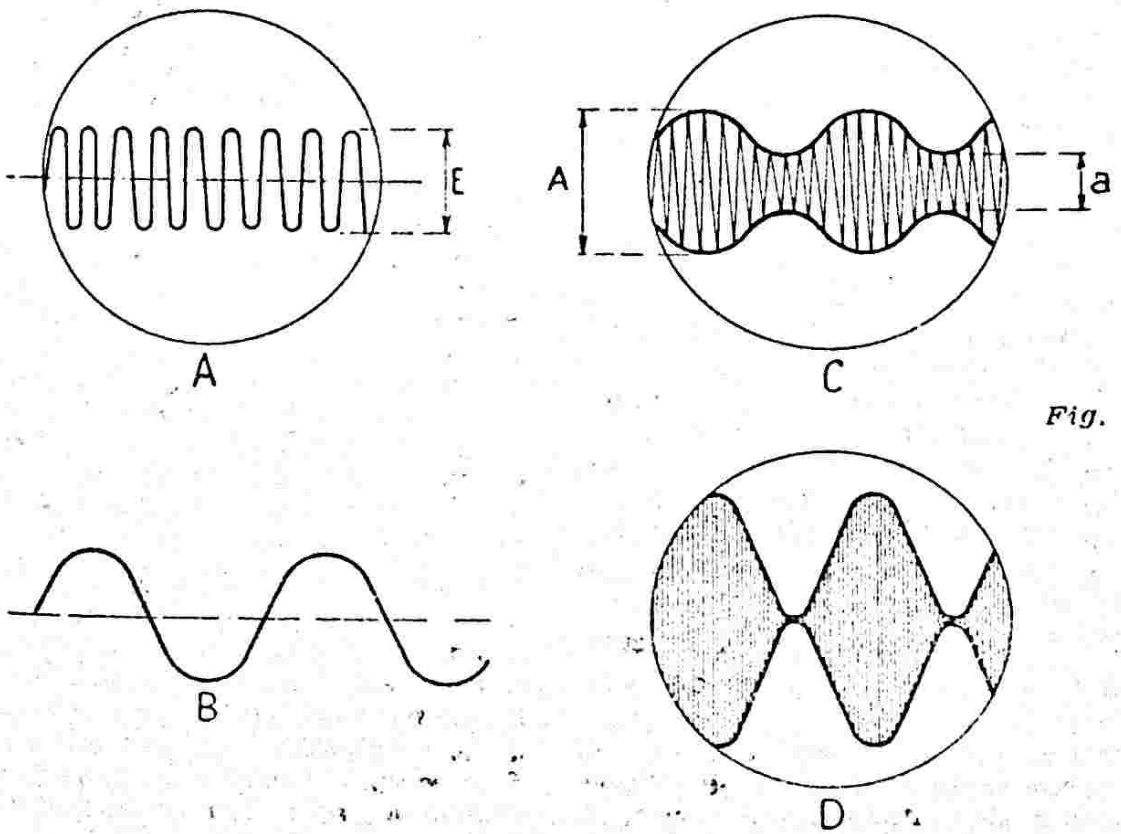



*Fig. VIII-13*

Ainsi, sur la figure VIII-13 C, on a : K = 50 %.

Lorsque l'on atteint la profondeur de modulation maximum, c'est-à-dire K = 100 %, on obtient l'image de la figure VIII-13 D.

Les conclusions à tirer des oscillogrammes obtenus sont les suivantes :

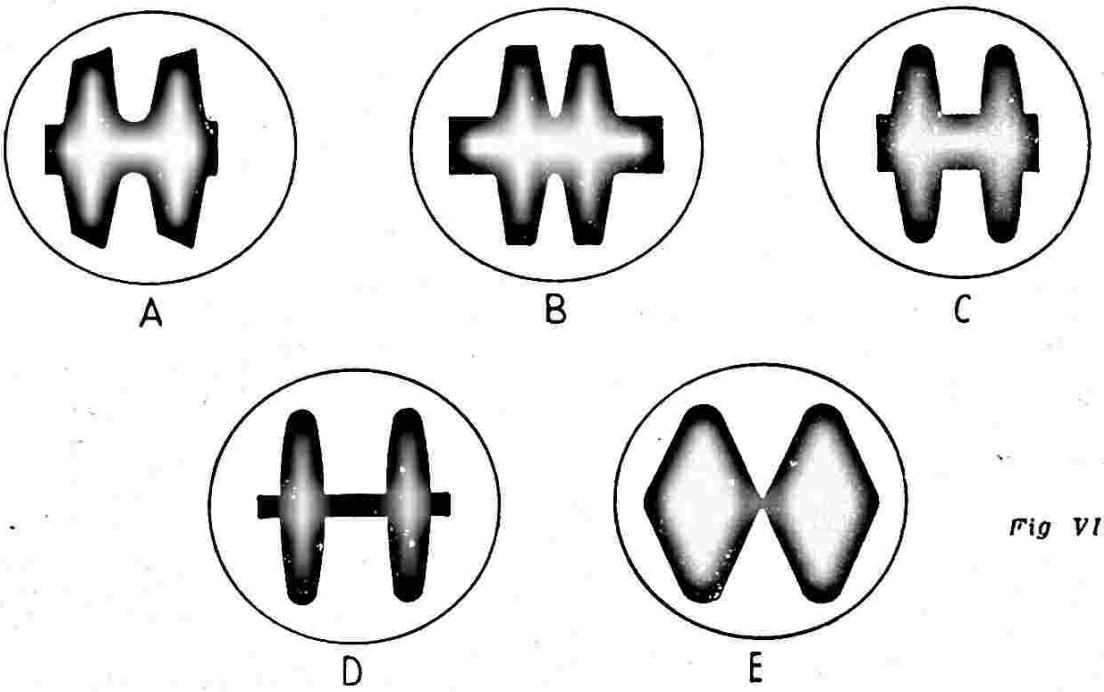



Fig VIII-14

Si la modulation est linéaire (comme il se doit), à chaque instant l'amplitude de l'oscillation H.F. est proportionnelle à la tension de modulation appliquée à l'émetteur.

Si la modulation est linéaire, l'amplitude *moyenne* de l'oscillation modulée est égale à l'amplitude de la porteuse non modulée. Dans le cas particulier d'une onde modulée à 100 %, l'amplitude maximum de l'onde modulée est égale au double de l'amplitude de la porteuse non modulée.

Les figures VIII-14 A B C D E donnent quelques exemples d'oscillogrammes obtenus par la méthode de l'enveloppe.

A traduit des distorsions dans l'amplificateur B.F. de modulation.

B donne un exemple de modulation non linéaire par suite d'une excitation H. F. insuffisante de l'étage modulé à l'émetteur.

C est un autre exemple de modulation non linéaire par polarisation excessive.

D indique une surmodulation très nette.

E, enfin, montre une modulation correcte à 100 %.

En général, une modulation non linéaire provient d'un réglage incorrect de l'étage H.F. modulé de l'émetteur. De plus, il arrive parfois que les points B et C peuvent être cumulés !

La mise au point d'un émetteur par la méthode de l'enveloppe est très simple à la station même : il suffit d'attaquer les plaques de déflexion verticale par une ligne torsadée terminée par 2 ou 3 spires couplées au circuit final de l'émetteur. Le balayage horizontal aura une fréquence sous-multiple de la fréquence de modulation (issue d'un générateur B.F. ou d'un disque de fréquences). Voir chapitre X.

Mais là n'est pas le cas qui nous intéresse présentement ; il s'agit de l'étude *à la réception*. Nous avons dit précédemment qu'il faut attaquer les plaques de déflexion verticale de l'oscillographe par la sortie du dernier transformateur M.F. du récepteur. Le mode de liaison à adopter est indiqué sur la figure VIII-15 A. Il suffit de coupler un circuit LC supplémentaire aux bobinages du premier transformateur moyenne fréquence M.F. du récepteur. Ce circuit LC est naturellement accordé sur la valeur de la M.F., le bobinage L comporte un point milieu relié à la masse, et les extrémités du circuit attaquent les plaques de déflexion verticale de l'oscillographe à travers deux capacités au mica de 500 pF environ (même moins, si possible).

Si l'on dispose d'un oscillographe avec un amplificateur vertical possédant une gamme de fréquences très étendue (amplification des fréquences jusqu'à 500 kc/s), le montage est encore plus simple... mais de tels appareils sont d'un prix élevé. En effet, comme l'indique la figure VIII-15 B, il suffit de relier l'entrée de l'amplificateur

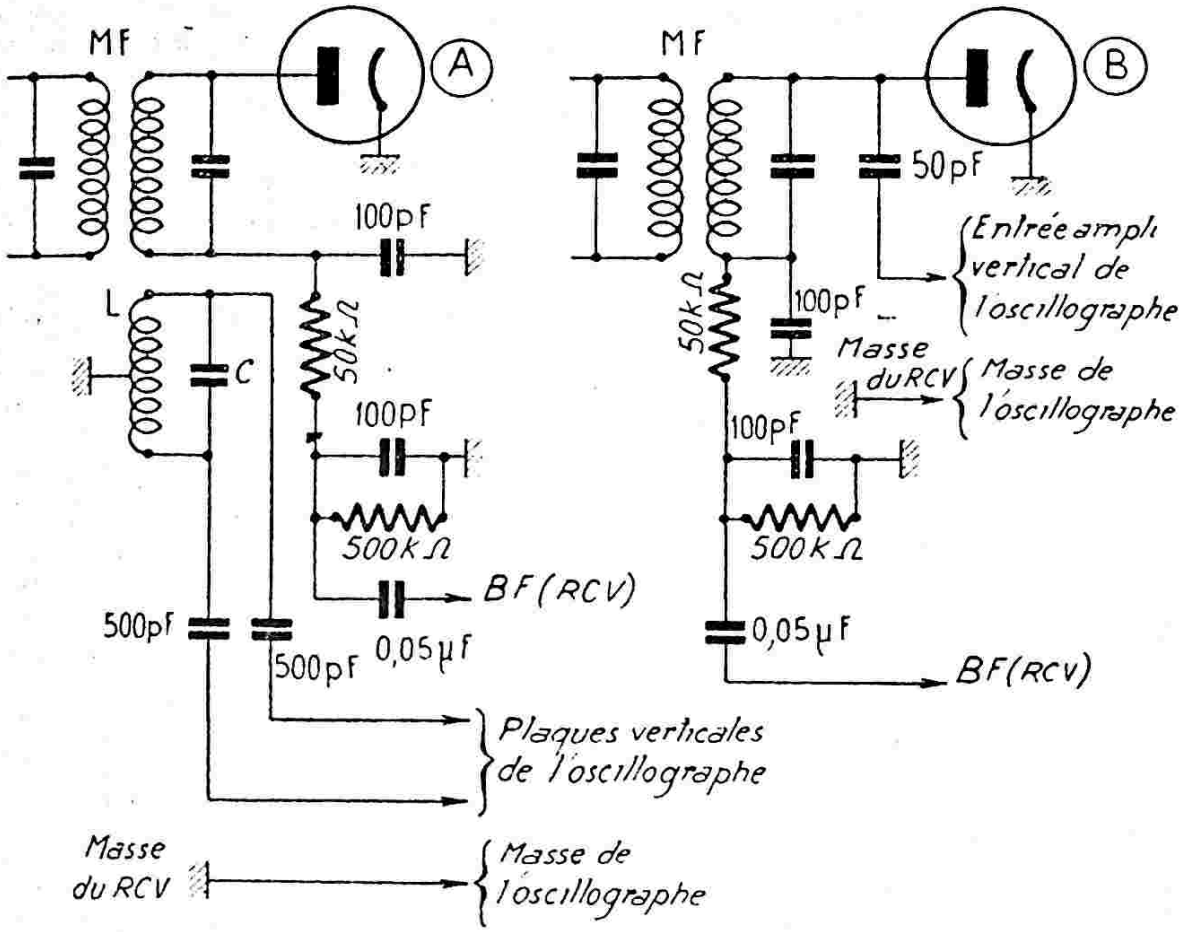



*Fig. VIII-15*

vertical à la diode détectrice, par l'intermédiaire d'un condensateur au mica, de 50 pF maximum.

Un autre moyen de liaison fortement recommandé est représenté sur la figure VIII-15-C. Il nécessite un tube supplémentaire EC92 ou similaire (voire une pentode connectée en triode), monté sur le châssis du récepteur et assurant la liaison en « cathode follower ». **Ch** est une bobine d'arrêt de 16 mH environ. Le circuit $L_1$ $C_1$ est accordé sur la fréquence MF du récepteur ; à la rigueur, il peut même être remplacé par une simple résistance de 470 kΩ (en pointillés sur la figure). Ce système permet d'attaquer directement les plaques de déviation verticale de l'oscillographe. En outre, aucun risque d'accrochage du canal MF du récepteur n'est à craindre ; nous conseillons vivement ce montage.

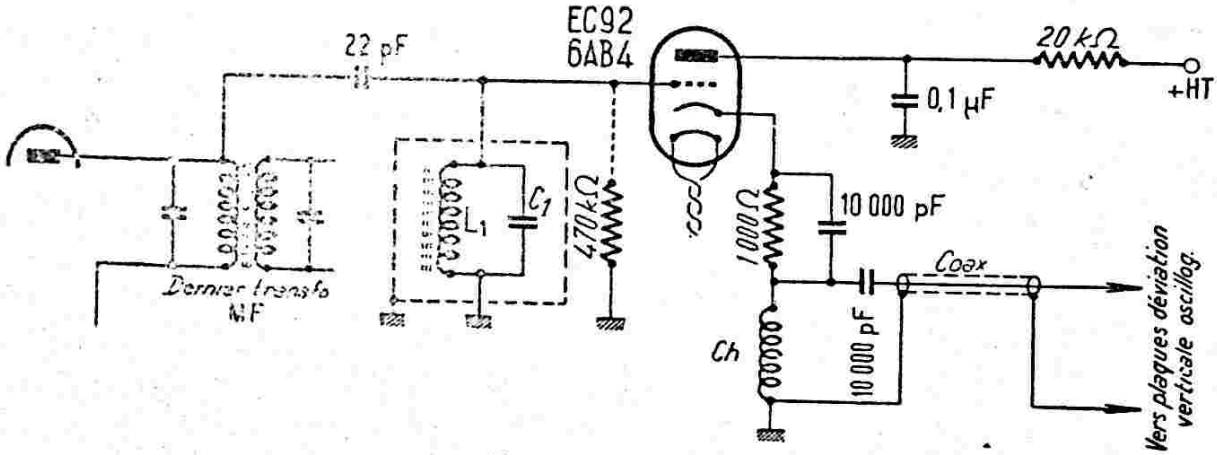



*Fig. VIII-15-C*

En conséquence, si l'amplification de l'oscillographe n'est pas fidèle jusqu'à 500 kc/s, nous adopterons soit le mon-

tage A, soit le montage C (et de préférence, ce dernier).

Dans tous les cas, la borne masse de l'oscillographe est à relier à la masse du récepteur. Citons quelques remarques importantes :

*a*) Il importe que les transformateurs M.F. du récepteur soient parfaitement réglés (à l'oscillographe et générateur H.F. modulé en fréquence). S'ils sont alignés incorrectement, ils risquent d'amener des dissymétries dans la courbe enveloppe (bien que l'émetteur du correspondant soit bien réglé). De toutes façons, une fois que le dispositif de liaison à l'oscillographe aura été installé, il sera nécessaire de revoir le réglage du dernier transfo M.F.

*b*) Pour pouvoir juger facilement des distorsions ou de la modulation non linéaire, il est nécessaire que l'émetteur du correspondant soit modulé avec une fréquence B.F. fixe (issue d'un générateur B.F. ou d'un disque de fréquences). Sinon, sur la parole, par exemple, on a une suite de courbes enveloppes qui se déplacent à droite ou à gauche assez rapidement (puisque la fréquence de balayage, elle, ne varie pas)... et l'œil le mieux exercé n'a pas le temps de voir grand'chose !

*c*) Par contre, s'il s'agit de contrôler la profondeur de modulation, il est certain qu'une modulation en B.F. sinusoïdale issue d'un générateur, par exemple, ne signifie rien. En fonctionnement normal, l'amplitude maximum de la courbe enveloppe est déterminée par la puissance vocale de l'opérateur. Le contrôle sera donc fait pendant que le correspondant parle devant le microphone. Le balayage de la base de temps est réglé sur une fréquence assez basse (100 c/s environ). Et pour ce genre d'examen, malgré le déplacement des enveloppes, on a le temps de juger, et de la hauteur des crêtes, et de la coupure éventuelle de l'onde porteuse.

Au début de ce paragraphe, nous avons déjà vu les possibilités de mesure et de contrôle offertes par l'emploi d'un récepteur panoramique. D'après ce qui vient d'être dit au sujet des contrôles oscilloscopiques, on voit que les deux appareils ne font pas double emploi dans une station d'amateur bien équipée : l'un permet souvent de *voir* ce que l'autre cache !

**Récepteurs panoramiques.**

Au sujet des récepteurs panoramiques, il existe évidemment plusieurs procédés pour aboutir sensiblement aux mêmes résultats. Tous ont, d'ailleurs, beaucoup de points communs. Nous en étudierons succinctement deux : le premier, mis en œu-

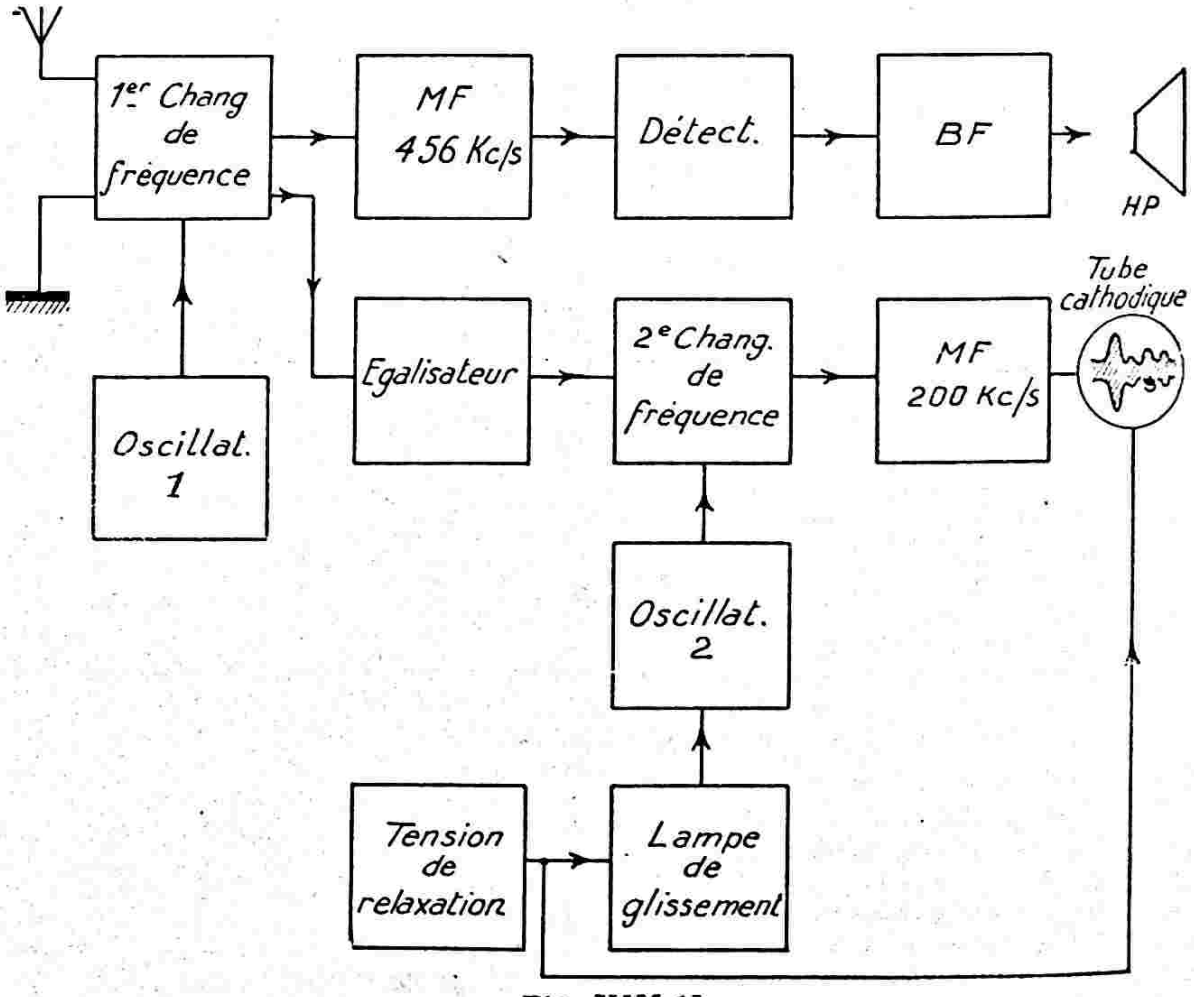



*Fig. VIII-16*

vre sur certains récepteurs de l'U.S. Army (fig. VIII-16), le second, réalisé par la société française S.I.R. (fig. VIII-17 et 18). Ensuite, nous détaillerons une maquette d'adaptateur panoramique permettant de transformer tout récepteur de trafic à changement de fréquence en récepteur panoramique.

A) Dans le montage de la figure VIII-16, un premier changement de fréquence est mis en œuvre et fournit une fréquence intermédiaire de 456 kc/s que l'on amplifie en M.F., détecte et amplifie en B.F., suivant le mode classique (partie récepteur de trafic proprement dit).

D'autre part, on envoie également cette fréquence moyenne résultante dans un ampli M.F. 456 kc/s égalisateur. En fait, nous pouvons admettre que le premier changeur de fréquence reçoit les émissions de cinq stations, par exemple, réparties entre 7.000 et 7.100 kc/s (la sélectivité, dans un tel montage récepteur sans amplification H.F., dépend presque uniquement de celle des étages M.F.). Néanmoins, la station travaillant sur 7.050 kc/s, et dont nous supposerons la fréquence de travail identique à la fréquence d'accord (résonance) du changement de fréquence, sera nettement favorisée quant à l'amplitude résultante. Or, pour que les indications du tube cathodique soient impartiales, il faut supprimer ce favoritisme ; pour cela, on met en œuvre un petit ampli M.F. comportant un transfo Tesla excessivement couplé et appelé égalisateur. On connaît la courbe caractéristique à deux bosses d'un tel transfo ; cette courbe aura ici mission de creuser l'amplification sur la fréquence de résonance en favorisant, par contre, les fréquences voisines, de part et d'autre. Il y a donc bien égalisation ou compensations des inégalités dans les fréquences résultantes. L'ensemble des circuits respecte cependant la « puissance » des stations reçues, soit la valeur de l'amplitude des signaux incidents.

Les tensions égalisées sont alors envoyées dans un second étage changeur de fréquence, créant une nouvelle fréquence moyenne de 200 kc/s, laquelle est amplifiée par un étage M.F. 200 kc/s, et appliquée aux plaques de déflexion verticale du tube. Ce deuxième changement de fréquence résulte, naturellement, du battement avec un second oscillateur (oscill. 2). Mais cet oscillateur voit sa fréquence varier par l'action d'une lampe de glissement commandée (on dit aussi : modulée) par une tension de relaxation quelconque.

La fréquence moyenne de l'oscillateur 2 sera donc de 456 + 200, soit 656 kc/s, et, puisque nous avons choisi une exploration d'une largeur de 100 kc/s, sa fréquence devra donc varier de [656 + 50] à [656 — 50] kc/s. Cette largeur de bande peut, d'ailleurs, être ajustée suivant l'amplitude de la tension commandant la lampe de glissement.

Les plaques de déviation horizontale du tube cathodique reçoivent également la même tension qui a servi à commander le tube de glissement. Notons, enfin, que la vitesse de ce « balayage » ne doit pas être trop rapide, afin que les phénomènes transitoires qui règnent dans la partie amplificatrice 200 kc/s ne soient pas gênants (balayage d'environ 30 à 50 cycles par seconde).

B) Voyons maintenant le procédé (1) utilisé par la Société Française S.I.R. ; les schémas de principe communiqués par cette firme sont donnés sur les figures VIII-17 et 18.

Les signaux incidents subissent un premier changement de fréquence destiné à les ramener à 1.600 kc/s. Un circuit *très amorti* est utilisé en liaison, et la tension est alors appliquée au deuxième changement de fréquence « contrôle », dont l'oscillation est réglée sur une fréquence moyenne de 1.600 + 472 kc/s. Sur cet oscillateur est connectée, en dérivation, la lampe de glissement, dont la grille est soumise à la tension alternative 50 c/s du secteur.

Comme dans le montage précédent, le glissement de fréquence étant appliqué à un oscillateur accordé sur une fréquence fixe, la bande balayée ou explorée demeure d'une largeur constante, quelles que soient les fréquences sur lesquelles l'entrée du récepteur est accordée.

Après le deuxième changement de fréquence, le signal est amplifié en M.F. (472 kc/s) et appliqué aux plaques de déflexion verticale du tube.

Dans le récepteur S.I.R., un cadran étalonné en fréquences, et constitué par une longue bande se déroulant devant l'écran du tube cathodique, en synchronisme avec l'accord, permet de déterminer la fréquence de chacun des émetteurs dont les « pips » défilent sur l'écran.

Dans le récepteur américain vu précédemment, ainsi que dans le récepteur S.I.R., si l'on intercale un tube détecteur entre la sortie du canal M.F. (vision) et les plaques de déflexion verticale du tube, on ne verra apparaître, sur l'écran, que la partie supérieure des pips, d'où plus grande surface *utile* sur l'écran.

Revenons à l'appareil S.I.R. Côté récepteur de trafic, on utilise la même première changeuse de fréquence ; mais on emploie un second changement de fréquence

(1) D'après R. Aschenbrenner

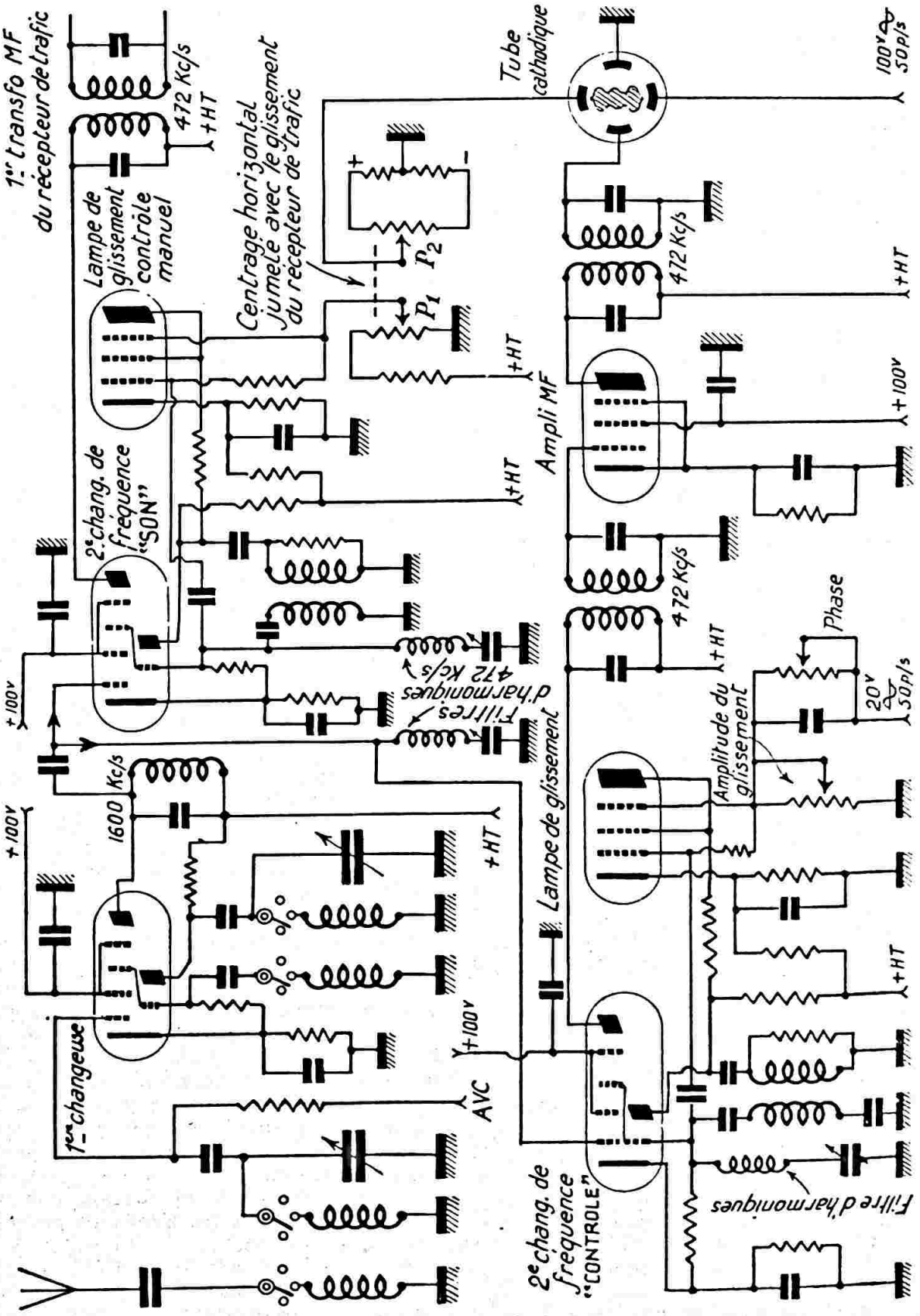

1er transfo MF du récepteur de trafic
472 Kc/s
+HT
Lampe de glissement contrôle manuel
Centrage horizontal jumelé avec le glissement du récepteur de trafic
Tube cathodique
100V 50p/s
P2
P1
2e chang. de fréquence "SON"
Ampli MF
+100V
1600 Kc/s
1re changeuse
AVC
Filtres d'harmoniques 472 Kc/s
Lampe de glissement
Amplitude du glissement
Phase
20V 50p/s
2e chang. de fréquence "CONTROLE"
Filtre d'harmoniques

Fig. VIII-17

« son » séparé. L'oscillateur est accordé sur 1.600 + 472 kc/s et une lampe de glissement spéciale est branchée en dérivation sur cet oscillateur (oscill. 3). Ici se place un système simple, mais particulièrement intéressant. En effet, cette fois-ci, la tension de commande appliquée à la grille de la lampe de glissement est une tension *continue* réglable à l'aide du potentiomètre $P_1$. Par ce réglage, on peut donc créer une légère variation de fréquence à

**Adaptateur pour réception panoramique, appareil de contrôle combiné (panoramique et oscilloscopique).**

Cet adaptateur doit être utilisé conjointement avec un récepteur de trafic O.C. à changement de fréquence ; il permet donc de transformer tout récepteur O.C. superhétérodyne en récepteur à contrôle panoramique de bande. Le schéma est donné sur la figure VIII-19.

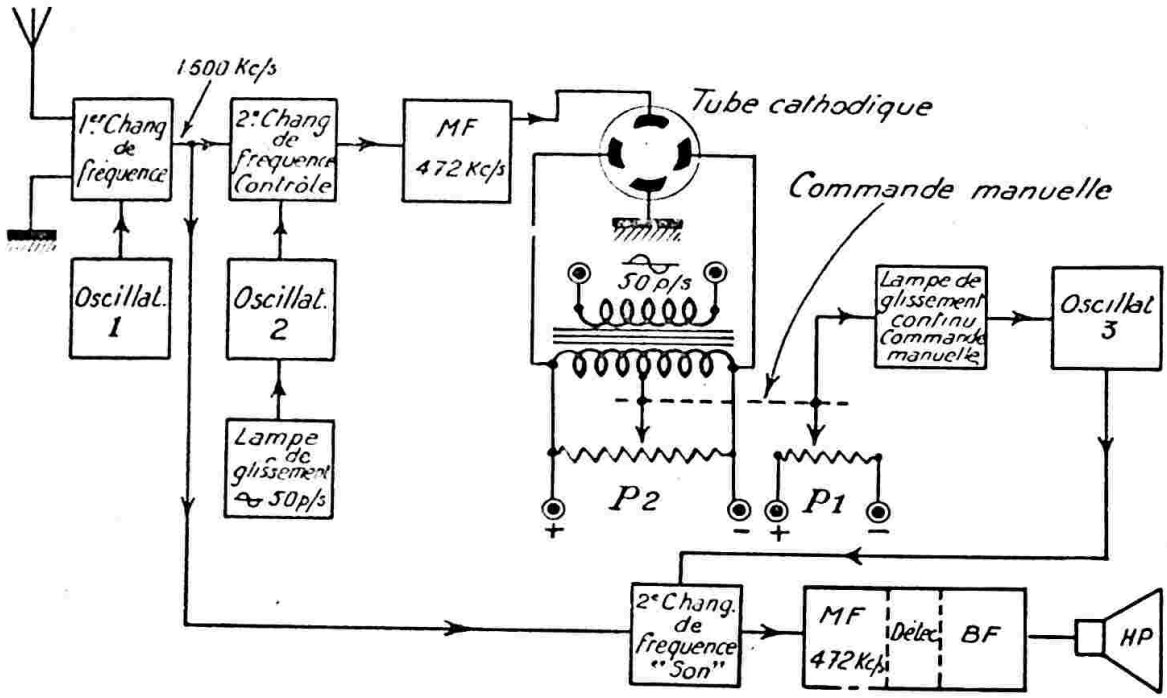



*Fig. VIII-18*

la réception. En d'autres termes, ce potentiomètre permet un véritable étalement de bande autour d'une certaine position d'accord, déterminée par le condensateur variable habituel. D'autre part, un autre potentiomètre, $P_2$, permet d'appliquer une tension continue et réglable (tension de déviation) aux plaques de déflexion horizontale ; cette tension continue est superposée à la tension de balayage du secteur, qui y est appliquée également. La superposition de cette tension continue de déviation permet de déplacer, dans une certaine étendue, l'oscillogramme de la bande, à droite ou à gauche. Or, précisément, les deux potentiomètres $P_1$ et $P_2$ sont jumelés et commandés par un même bouton ; ils sont disposés de telle façon que l'émission, qui devient audible par l'effet produit par $P_1$, corresponde à celle dont le « pip » apparaît au centre de l'écran cathodique, centre qui, d'ailleurs, est indiqué par un repère fixe.

Le canal M.F. de l'adaptateur panoramique devant être très sélectif, nous avons adopté une valeur faible pour cette moyenne fréquence. En effet, nous avons employé des transformateurs M.F. 125 kc/s provenant d'anciens récepteurs. On obtient ainsi une sélectivité parfaite, surtout si l'on modifie, de plus, la disposition des bobinages. D'autre part, avec la valeur 125 kc/s, aucune résiduelle de fréquence 472 ± 50 kc/s (ou 456 ± 50 kc/s) ne risque de fausser l'observation.

Etudions rapidement ce montage. Nous avons, tout d'abord, un tube EF89 avec entrée apériodique, dont on peut ajuster le gain par le potentiomètre de cathode Pot.$_1$ (réglage de sensibilité de l'adaptateur). Un réducteur de sensibilité supplémentaire, constitué par une résistance de 100.000 Ω intercalée dans le retour cathodique, a été prévu ; il est utile dans le cas de l'examen d'un émetteur local (propre station de l'opérateur), et dans ce cas Int. doit être

ouvert. Dans tous les autres cas, Int. doit être fermé.

Ce premier tube EF89 est chargé dans l'anode par un transformateur $MF_1$ *surcouplé* réglé sur la valeur de la moyenne fréquence du récepteur ; la borne « entrée » est évidemment connectée sur l'anode du tube convertisseur du récepteur. La liaison est faite à travers une capacité de 10 pF au mica ; cette dernière sera placée le plus près possible de l'anode du tube convertisseur et sera réglée à une valeur de 5 à 10 pF. Si la connexion allant

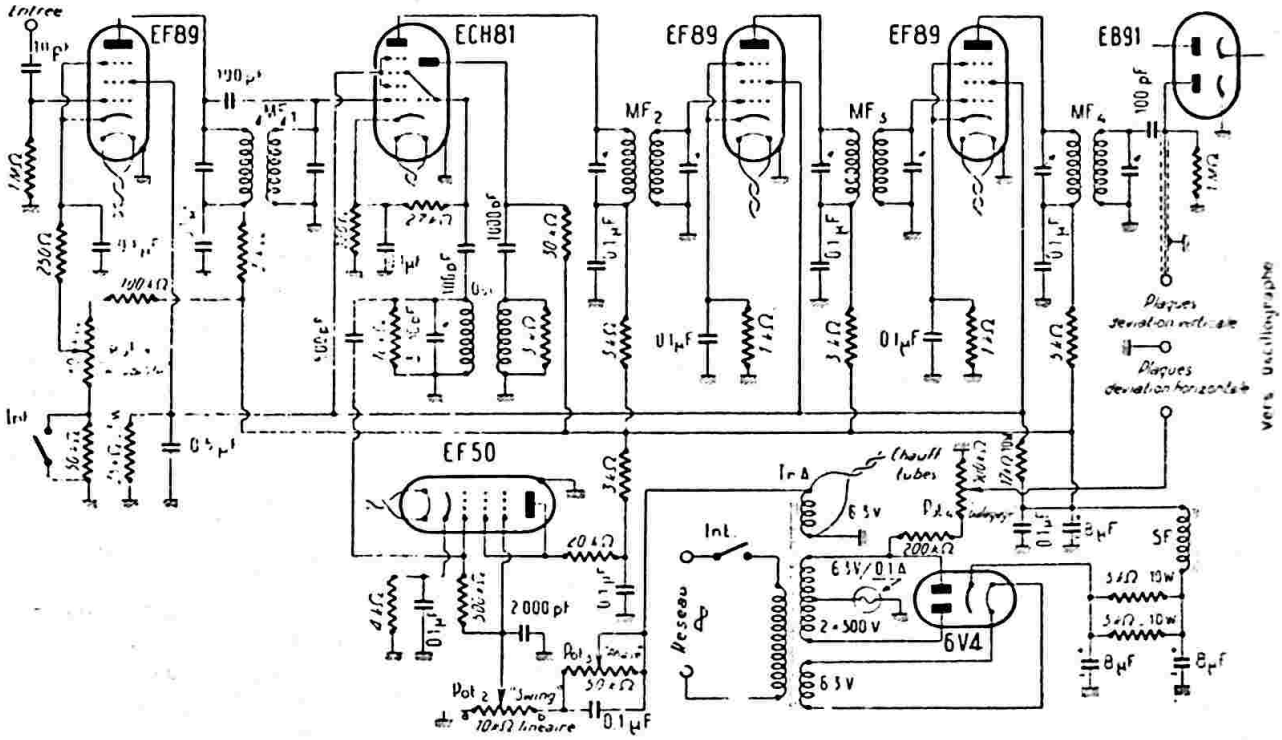



*Fig. VIII-19*

de ce condensateur à l'adaptateur est un peu longue, il est recommandé d'utiliser un câble blindé à faibles pertes H.F.

Ensuite, l'étage changeur de fréquence est muni d'un tube ECH81; le bobinage oscillateur « osc. » est constitué par la bobine oscillatrice G.O. d'un bloc standard, à laquelle on ajoute 80 tours côté grille et 25 tours côté plaque ; chaque enroulement est amorti respectivement par 10 kΩ et 5 kΩ Cette partie oscillatrice est modulée en fréquence par un tube EF50, dont le « swing » varie entre zéro et ± 50 kc/s au moyen de Pot.$_2$ (potentiomètre à variation linéaire de 10.000 Ω).

Les lecteurs peu familiarisés avec ces expressions peuvent se reporter au chapitre XVIII.

Le tube EF 50 est monté en lampe à réactance capacitive. On peut utiliser aussi un tube 1851, ou R219SFR, ou un 6AC7 ; l'emploi d'un tube à forte pente permet une exploration importante (swing), même avec un circuit accordé $L_1$-$C_2$, de capacité assez élevée (donc de fréquence moyenne relativement stable).

La commande du tube de glissement EF50 est faite à partir de la tension de chauffage 50 c/s ; d'autre part, le balayage du tube cathodique (plaques de déviation horizontale) est effectué à partir du secondaire H.T. du transformateur d'alimentation : donc, balayage sinusoïdal à 50 c/s également et ajustable par Pot.$_4$.

Le réglage de la phase entre la tension de commande de la lampe de glissement et la tension de balayage s'effectue au moyen de Pot.$_3$. (Pot.$_3$ = 50 kΩ linéaire). Nous reviendrons plus loin sur cette question.

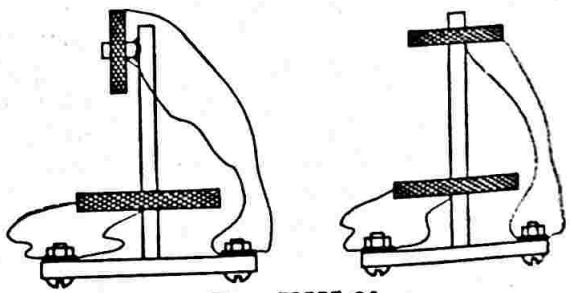


*Fig. VIII-20*

En poursuivant l'étude du schéma, nous avons le canal M.F. équipé de tubes EF89 et des transformateurs M.F.$_2$, M.F.$_3$

et M.F.$_4$, accordés sur 125 kc/s. Ce canal devant être très sélectif, nous modifierons des anciens transformateurs 125 kc/s, comme il est montré sur la figure VIII-20 ; à droite, le transformateur tel qu'il se présente ; à gauche, le transformateur modifié (un des enroulements est placé avec son axe perpendiculaire avec l'axe de l'autre).

Notons qu'un fonctionnement tout aussi bon peut être obtenu avec un seul étage M.F. (ramener la résistance de cathode du tube M.F. à 250 Ω) ; la sélectivité du canal est cependant moindre.

Enfin, nous avons un tube détecteur EB91 ne laissant apparaître que la partie supérieure des pips sur l'écran du tube cathodique.

L'alimentation H.T. est classique, mais doit être particulièrement bien filtrée. De nombreux découplages sont nécessaires. L'interrupteur du réseau est combiné avec le potentiomètre de sensibilité Pot.$_1$.

Voici les fréquences d'alignement des circuits pour un récepteur avec moyenne fréquence 472 kc/s :

MF$_1$ = 472 kc/s ; MF$_2$, MF$_3$ et MF$_4$ = 125 kc/s ; Osc. = 581 kc/s.

Pour un récepteur avec moyenne fréquence 456 kc/s :

MF$_1$ = 456 kc/s ; MF$_2$, MF$_3$ et MF$_4$ = 125 kc/s ; Osc. = 597 kc/s.

Lorsque tout est parfaitement réglé, et en particulier la fréquence de l'oscillateur local « Osc. », la station que l'on écoute doit avoir son « pip » placé au centre de l'écran du tube cathodique.

Pour le tube cathodique à utiliser, plusieurs modèles peuvent convenir ; citons, à titre indicatif, en petits diamètres : le 913RCA ou le C30S Mazda ; mais il est préférable d'utiliser un diamètre plus grand (au moins 70 mm.) ; citons le DG7 Philips, le OE70-55 S.F.R., le C75S et le C95S Mazda, etc., ou enfin un oscillographe de mesure dont on attaque *directement* les plaques. Aussi, figure VIII-19, n'avons-nous pas représenté cette partie qui comprend, comme chacun sait, outre le tube cathodique :

1° le redresseur H.T. d'alimentation du tube ;

2° le centrage vertical du spot ;

3° le centrage horizontal du spot ;

4° le réglage du foyer, netteté de l'image (anode 1) ;

5° le réglage de la luminosité (grille Wehnelt).

Pour cela, nos lecteurs pourront s'inspirer du montage de tube cathodique pour oscillographe ; voir chapitre XXI, § 8.

La liaison aux plaques de déviation horizontale (balayage) se fait par un câble blindé ordinaire ; quant à celle aux plaques de déviation verticale, nous conseillons l'emploi d'un câble blindé à faibles pertes H.F. et faible capacité.

**Réglages.**

Le réglage de l'adaptateur n'est pas très compliqué :

1° On règle d'abord les transfos M.F.$_2$, M.F.$_3$ et M.F.$_4$. Pour cela, brancher un générateur H.F. étalonné sur la grille de commande du tube ECH81. Régler le générateur sur 125 kc/s ; l'indicateur de sortie sera précisément le tube cathodique de l'adaptateur : plaque de déflexion verticale, reliée normalement à l'adaptateur, mais pas de tension de balayage appliquée à la plaque de déviation horizontale. Ajuster la concentration et la luminosité du spot. Dès que l'on attaque la grille de commande du ECH81 par le générateur, on obtient, sur l'écran, un trait vertical; il suffit de donner à ce trait la plus grande hauteur possible, en accordant M.F.$_2$, M.F.$_3$ et M.F.$_4$ avec minutie. Ces étages doivent être très sélectifs, principalement M.F.$_4$ ; c'est d'eux que dépend, en grande partie, la finesse des pips sur l'écran.

2° Réglons, maintenant, l'oscillateur local « Osc. » sur 597 kc/s, si le récepteur a une M.F. de 456 kc/s, ou sur 581 kc/s, si le récepteur a une M.F. de 472 kc/s. Pour cela, relier provisoirement la grille suppresseuse (G3) du tube EF50 à la masse. Appliquer le générateur H.F. étalonné entre l'anode du premier tube EF89 et la masse (avec interposition d'un condensateur pour éviter les court-circuits).

Régler le générateur sur 456 kc/s dans le premier cas, ou 472 kc/s dans le second ; puis, accorder Osc. au moyen de son condensateur ajustable sur 597 kc/s dans le premier cas, ou 581 kc/s dans le second, de façon à obtenir la plus grande hauteur du trait vertical sur l'écran.

De toutes façons, on doit toujours satisfaire l'égalité :

$$MF_2 = MF_3 = MF_4 = 125 \text{ kc/s} = \text{« Osc. »} - MF_1$$

3° Placer le tube EF89 d'entrée en grande sensiblité : Int. fermé et Pot.$_1$ = résistance nulle, et, toujours en essayant d'avoir la hauteur maximum du trait vertical, le générateur accordé sur 456 ou 472 kc/s, suivant le cas, étant connecté à la grille de commande du tube d'entrée EF89, régler MF$_1$. Ensuite, seulement, on soude le condensateur de couplage de 100 pF.

Il y a, d'ailleurs, lieu de revenir sur les réglages de MF$_1$, par la suite, afin d'obtenir une « égalisation » correcte de la hauteur des pips.

4° Décourt-circuitons la grille suppresseuse de l'EF50, lampe de glissement ; appliquons la tension de balayage à la plaque de déflexion horizontale du tube, et réglons ce balayage de façon que le spot trace un trait horizontal exactement de la largeur de l'écran.

Attaquons, maintenant l'entrée de l'adaptateur, à l'aide du générateur H.F. réglé sur 472 kc/s, par exemple (cas d'un récepteur ayant cette valeur de moyenne fréquence).

Placer le pip au centre de l'écran au moyen de l'ajustable en parallèle sur l'oscillateur local (très légère retouche). Faire varier la fréquence d'attaque entre 422 kc/s et 522 kc/s ; si ces fréquences extrêmes n'apparaissent pas sur l'écran, augmenter le « swing » en agissant sur Pot.$_2$ ; si elles apparaissent avant les bords du tube, diminuer le « swing ». En même temps, il convient de vérifier la linéarité du « swing », en observant la largeur à la base du pip durant son déplacement ; si cette largeur varie, modifier la résistance de cathode (polarisation) du tube EF50.

identiques, légèrement distants. C'est que la phase n'est pas correcte ; faire coïncider les deux pips en manœuvrant Pot$_3$.

5° Maintenant, installer l'adaptateur tel qu'il doit être utilisé normalement, c'est-à-dire son entrée connectée à la plaque du tube convertisseur du récepteur de trafic. Placer le récepteur sur la gamme 7 Mc/s, par exemple, et l'attaquer (à la place de l'antenne) par le générateur, également accordé sur 7 Mc/s. (Le pip apparaît au centre de l'écran.) Mais, avant d'aller plus loin, il convient de vérifier l'alignement des transformateurs moyenne fréquence du récepteur, et particulièrement du premier transfo M.F., dont l'accord a été légèrement faussé par la connexion d'entrée de l'adaptateur. Ensuite, le pip étant au centre de l'écran, tourner les C.V. du récepteur de 50 kc/s en plus et en moins de la fréquence de départ (fréquence du générateur), et vérifier de nouveau que le pip arrive bien exactement à chaque bord de l'écran aux fréquences extrêmes. Par ce procédé, vérifier également l'efficacité du transfo égalisateur MF$_1$ :

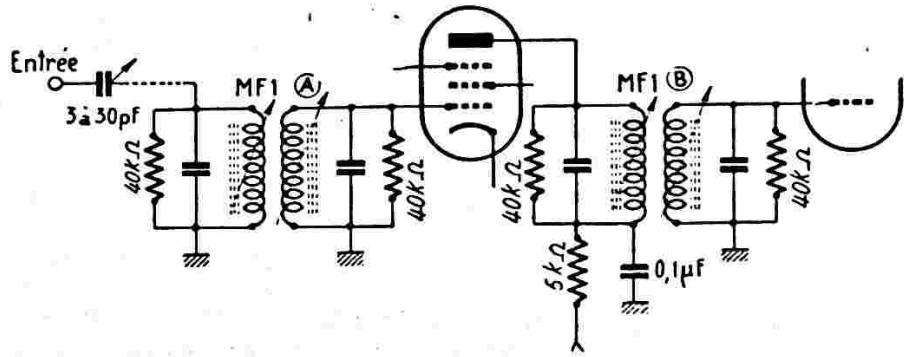



*Fig. VIII-21*

Durant ces réglages, il y a lieu, chaque fois, de retoucher au condensateur ajustable de l'oscillateur local, afin que le pip soit bien centré pour la valeur de la moyenne fréquence du récepteur. Si tout a été construit correctement, il n'y a pas lieu de modifier les valeurs indiquées ; de plus, la manœuvre de Pot.$_2$ entraînera un « swing » de zéro (en *a*) à ± 50 kc/s (en *b*). Comme il s'agit d'un potentiomètre linéaire, il sera facile d'étalonner son cadran en *kc/s de wobbulation*.

Enfin, toujours avec les mêmes appareils connectés comme il a été indiqué, tourner le C.V. du générateur sur la fréquence MF$_1$, afin de ramener le pip au centre de l'écran, et retoucher les réglages de MF$_2$, MF$_3$, MF$_4$, de façon à avoir un pip le plus pointu possible.

*N.-B.* — Dès l'apparition du pip sur l'écran à l'essai n° 4, il peut se faire que l'on obtienne, non pas un pip, mais deux

Lorsque le pip se déplace de droite à gauche, et inversement, des extrémités du tube ,sa hauteur ne doit presque pas varier. S'il n'en est pas ainsi, c'est que la courbe à deux bosses de MF$_1$ ne compense pas la courbe sélective des circuits H.F. et mélangeur du récepteur ; dans ce cas, il faut retoucher *légèrement* les réglages de MF$_1$.

Si l'on a quelques difficultés, avec l'entrée apériodique, pour égaliser la hauteur des pips tout au long de leur « promenade » de 100 kc/s sur l'écran du tube cathodique (surtout si le récepteur comporte un étage H.F.), il convient, alors, d'utiliser un transformateur M.F. *surcouplé* d'entrée supplémentaire.

Les enroulements sont amortis par des résistances de 40.000 Ω connectées en parallèle, et le circuit d'entrée devient celui qui est schématisé par la figure VIII-21. Par les quatre réglages de ces deux trans-

formateurs, il est facile de compenser la pointe de résonance des étages H.F. et convertisseur du récepteur proprement dit.

D'autre part, il est intéressant que le *sens* d'augmentation du nombre de kilocycles sur l'écran corresponde au *même sens* d'augmentation sur le cadran du récepteur. Dans le cas où le défilement des pips ne satisfait pas à ce qui vient d'être dit, il suffit de changer la phase du balayage, en connectant la résistance $R_2$ sur l'autre plaque de la valve 6V4.

L'ensemble est maintenant prêt à fonctionner ; enlever le générateur H.F. et connecter l'antenne. Vraisemblablement, on verra une série de pips de différentes hauteurs correspondant aux stations présentes « swing zéro » pour que la seule station reçue occupe tout l'écran du tube cathodique (revoir ce qui a été dit précédemment à ce sujet). Naturellement, au lieu d'être fait à la sortie du canal M.F. du récepteur, l'examen est fait à la sortie du canal M.F. de l'adaptateur. De ce fait, il y a impossibilité de passer des contrôles de profondeur de modulation *exacts* pour des fréquences B.F. supérieures à la bande passante des transformateurs M.F. sélectifs du canal 125 kc/s ; l'autre procédé est mieux indiqué, parce que le canal M.F. sur une bande de ± 50 kc/s (soit 100 kc/s), le pip central correspondant à la station écoutée.

En résumé, pour l'étude de sa propre station, l'opérateur réduit la sensibilité par Pot.$_1$ et Int. (bien souvent même le récepteur n'a pas besoin d'antenne) ; Pot.$_3$ règle la phase (à ne retoucher que très rarement) ; Pot.$_4$ permet d'ajuster le balayage du tube. Quant à Pot.$_2$, il permet de régler le swing de l'exploration, c'est-à-dire d'étaler telle ou telle fraction de la bande sur l'écran.

Bien ajuster également les commandes de concentration et de luminosité du tube.

On voit, tout de suite, la possibilité de contrôle oscilloscopique de la station reçue par la méthode de la courbe enveloppe. Il suffit de placer Pot.$_2$ dans la position du récepteur possède généralement une bande passante plus large (à moins d'utiliser des transformateurs 125 kc/s à sélectivité variable dans le canal M.F. de l'adaptateur).

En réception panoramique, si l'on désire observer une plage de plus de 100 kc/s (± 50 kc/s de part et d'autre de la fréquence d'accord), le montage du tube de glissement préconisé (effet Miller) ne convient plus. Il faut avoir recours à un tube présentant, non plus une capacité variable, mais une self-inductance variable, dont l'effet de wobbulation est plus énergique ; mais la mise an point est beaucoup plus délicate ; nos lecteurs trouveront des montages de tels tubes à réactance variable dans le chapitre IV, § 14, et au cours du chapitre XVIII.

Notons, en passant, que l'on aurait tout aussi bien pu obtenir les tensions de commande du tube de glissement et de balayage, non pas à partir de la fréquence 50 c/s du réseau (tension sinusoïdale), mais à partir d'un oscillateur de relaxation quelconque (tension en dents de scie)... évidemment, au prix de quelques complications. Bien que cela paraisse bizarre à priori, et malgré sa simplicité, le balayage et la wobbulation à partir d'une tension sinusoïdale donnent d'excellents résultats. En fait, il est facile de démontrer qu'une seule courbe (deux courbes identiques superposées) se forme lorsque la variation de fréquence est proportionnelle à une tension sinusoïdale et qu'une tension sinusoïdale de même période en phase attaque les plaques de déviation horizontale.

Le pip représente la variation de la tension de sortie V du canal M.F. en *fonction* de la fréquence ; son équation est :

$$V = f\,(F)$$

Quant à la hauteur du pip (déviation verticale sur l'axe des Y), elle est *proportionnelle* à la tension de sortie V, soit :

$$Y = kV$$

La variation de fréquence étant proportionnelle à une tension sinusoïdale de forme $e = e0 \sin \omega\, t$, la fréquence est fonction sinusoïdale du temps :

$$F = k_1 . \sin\, \omega . t$$

La déviation horizontale (sur l'axe des X) est proportionnelle à la tension sinusoïdale appliquée aux plaques ; X est donc fonction sinusoïdale du temps :

$$X = k_2 . \sin\, \omega . t$$

Des relations précédentes, on tire :

$$Y = k . f\,(F) = k . h\,(k_1 . \sin\, \omega . t)$$

et

$$\sin\, \omega . t = \frac{X}{k_2}$$

D'où :

$$Y = k . f\left(k_1 \frac{X}{k_2}\right) = Kf.\,(X)$$

La courbe décrite sur l'écran du tube cathodique est donc bien *unique* et correspond au pip de l'émission reçue, courbe tracée selon la courbe de sélectivité du canal M.F. de l'adaptateur.

On démontre, d'ailleurs, que l'on obtient une courbe unique tant que la variation de la fréquence est proportionnelle à une tension périodique *quelconque*, pourvu que le balayage soit effectué à partir d'une

tension périodique de même forme, de même fréquence et de même phase.

On arrive à la même démonstration en utilisant l'exposé géométrique (formation graphique du pip).

Néanmoins, pour les lecteurs désirant réaliser le balayage en dents de scie, ainsi que la commande du tube de glissement, nous préconisons le montage de la figure VIII-22, comportant un thyratron 884, combiné avec une pentode EF6 ou EF86 à courant constant et produisant une tension de fréquence, ajustable par Rv, entre 30 et 60 c/s.

Précisons, cependant, que dans le cas de l'examen de la courbe enveloppe d'un émetteur (swing zéro), le balayage en dents de scie permet de mieux voir les ondula

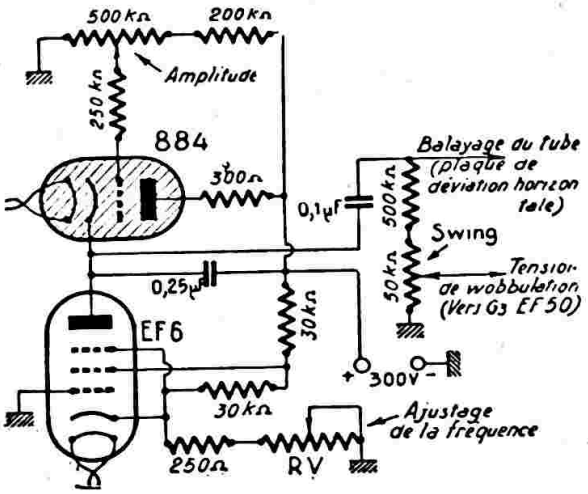



*Fig. VIII-22*

tions B.F. Dans ce cas, si l'on utilise un oscillographe complet à la sortie de l'adaptateur, il suffit simplement de déconnecter le balayage sinusoïdal en provenance dudit adaptateur, et de balayer le tube par la base de temps de l'oscillographe proprement dit ; seules, les plaques de déviation verticales seront attaquées par la sortie de l'adaptateur.

Nous avons mis au point cet adaptateur conjointement avec un récepteur Meissner 16 tubes et un oscillographe « Ribet et Desjardins, type 267 A ». Sur le récepteur, nous avons prévu deux douilles de sortie à cet effet :

*a*) plaque convertisseuse (pour l'adaptateur panoramique) ;

*b*) sortie du canal M.F.

Ceci offre la possibilité de tout contrôle panoramique et oscilloscopique :

1° Contrôle oscilloscopique directement à la sortie du récepteur, méthode de l'enveloppe (balayage dents de scie de la base de temps de l'oscillographe) ;

2° Contrôle panoramique (tube cathodique branché à la sortie de l'adaptateur), avec « swing » maximum ;

3° Contrôle oscilloscopique à la sortie de l'adaptateur — avec « swing » zéro — soit avec balayage sinusoïdal à partir de l'adaptateur, soit avec balayage en dents de scie à partir de la base de temps de l'oscillographe.

Mais n'importe quel récepteur O.C. de trafic à changement de fréquence peut être transformé en récepteur panoramique par la simple adjonction de l'adaptateur décrit ci-dessus et d'un tube cathodique avec sa seule alimentation ; il présente alors tous les avantages dont nous avons parlé au début de ce paragraphe.

Le contrôle de *profondeur de modulation* d'un émetteur peut être faussé, comme nous l'avons dit plus haut, sur les fréquences sonores élevées, du fait de la sélectivité poussée du canal M.F. de l'adaptateur (lorsque ce contrôle est fait avec l'étalement complet de la station sur l'écran du tube, c'est-à-dire dans la position « swing zéro »).

Pour de telles mesures, il convient de faire l'étude en « pips », non pas avec le swing maximum (soit 100 kc/s), mais dans une position intermédiaire que nous appellerons « swing 10 kc/s ». La station reçue sera ainsi étalée sur tout l'écran du tube, sur une gamme de ± 5 kc/s de part et d'autre de la porteuse, soit 10 kc/s. On repère donc le cadran du potentiel Pot.$_3$ pour la position « swing 10 kc/s », de façon à pouvoir se placer éventuellement, rapidement sur ce mode de fonctionnement ; le repérage est facile à faire, Pot.$_3$ étant un potentiomètre à variation *linéaire*. Il est tout indiqué, également, de faire une échelle 10 kc/s sur le plexiglass de l'écran (échelle correspondant, d'ailleurs, à l'échelle 100 kc/s.

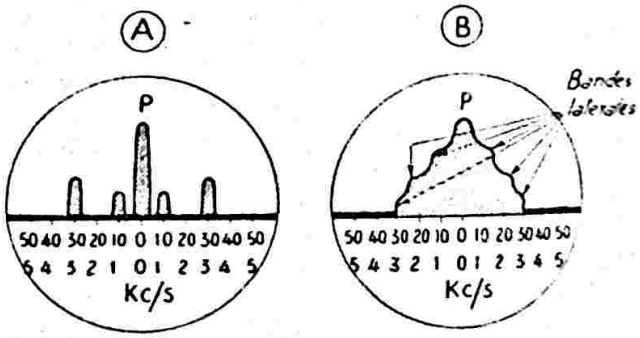



*Fig. VIII-23*

Ainsi, sur la figure VIII-23 A, nous sommes en présence d'une onde porteuse P modulée simultanément aux fréquences de 1.000 et 3.000 c/s. Les rapports de la hauteur des pips B.F. (pips latéraux) à la hauteur du pip H.F. de la porteuse P don-

nent, respectivement, comme profondeur de modulation, 30 % et 50 %.

C'est donc ce procédé qu'il faut obligatoirement employer, si l'on veut juger de façon précise la profondeur de modulation d'un émetteur (avec le swing 100 kc/s, les bandes latérales de modulation apparaissent assez mal). Même remarque, lorsque l'on voudra juger de la *bande passante globale* d'un émetteur. Dans le cas plus général de la modulation par la voix de l'opérateur ou par un disque de musique, nous aurons une courbe du genre de la figure VIII-23 B.

Durant une mesure, si l'on veut stabiliser sensiblement la hauteur du pip de la station écoutée, il est possible d'appliquer sur le retour des grilles des tubes du canal M.F. de l'adaptateur une tension de C.A.V. issue du récepteur de trafic. Ainsi la hauteur du pip restant à peu près constante malgré le fading, facilite les observations.

Par contre, si l'on veut utiliser le « panoramique » comme « S mètre » ou mesurant la hauteur des pips, il est recommandé de supprimer l'action de la ligne de C.A.V. sur l'étage H.F. du récepteur (la C.A.V. n'étant jamais appliquée sur le tube convertisseur, rappelons-le).

D'autre part, il est parfois intéressant de pouvoir faire l'observation de la courbe enveloppe B.F. seule d'une émission. Dans ce cas, il suffit, à la sortie de la détection, de prévoir un filtre RC supprimant toute trace de haute fréquence. On peut également utiliser le système détecteur représenté sur la figure VIII-24 qui sert à

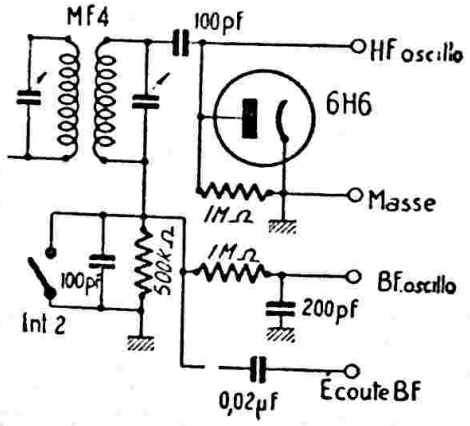



*Fig. VIII-24*

triple fin, comme nous le verrons plus loin. Connecter, alors, les plaques de déviation verticale entre les douilles « B.F. oscillo » et « masse ». $Int._2$ doit être ouvert.

De toute façon, attention aux distorsions dues à toute détection diode, principalement sur les émissions modulées à 100 %.

Dans l'examen de la modulation d'un émetteur par la méthode de l'enveloppe (soit à la sortie M.F. du récepteur, soit à la sortie de l'adaptateur en position « swing zéro »), plusieurs cas peuvent se rencontrer (voir fig. VIII-25) :

A. — Modulation linéaire parfaite, et à une profondeur de 100 % ; la portion de gauche représente l'amplitude de l'onde porteuse en l'absence de modulation (*pour comparaison*).

B. — Modulation linéaire, mais insuffisamment profonde (taux voisin de 50 % sur le dessin).

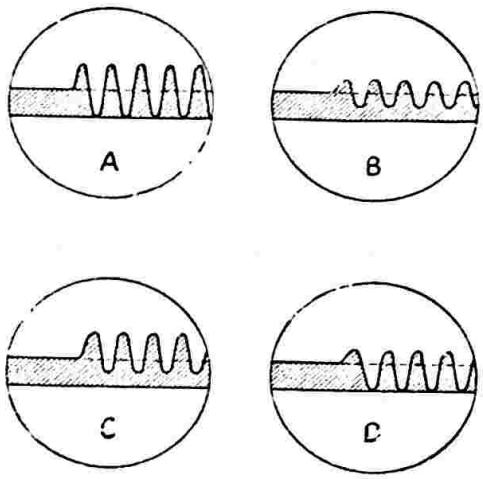



*Fig. VIII-25*

C. — Modulation non linéaire ; crêtes positives plus importantes que les crêtes négatives.

D. — Modulation non linéaire ; crêtes négatives plus importantes que les crêtes positives.

Etudions chacune de ces figures :

A. — Dans ce cas, à priori, rien d'anormal ; néanmoins, on passera rapidement dans la position « swing 10 kc/s », afin d'observer si certaines fréquences *élevées* n'apportent pas de surmodulation, d'où, souvent, bandes latérales parasites (« spurious sidebands »).

B. — Ici, il convient d'accroître le taux de modulation. Mais, ce faisant, attention de ne pas tomber dans les cas C et D. Si l'on arrive facilement à la figure A, il suffira ensuite de vérifier la bande passante globale en position « swing 10 kc/s », comme il vient d'être dit.

C. — Cas excessivement rare (tensions d'alimentation incorrectes de l'étage modulé).

D. — Ici, par contre, défaut très répandu (excitation insuffisante).

Dans ces deux derniers cas, il convient de revoir en même temps l'excitation H.F. de l'étage modulé de l'émetteur et le couplage de l'antenne sur le circuit final. Dans le cas d'une observation comme celle donnée en D, c'est presque toujours l'excitation de l'étage modulé qui se révèle insuffisante. Le remède évident est donc d'augmenter cette excitation, soit en accroissant le couplage entre étages, soit en employant, à l'étage précédent, un tube plus important, soit encore en adaptant plus parfaitement les impédances entre étages (voir chapitre V).

Ce même défaut (D) s'observe lorsque l'on module un tube pentode uniquement par l'anode ; remède : modulation simultanée de l'anode et de l'écran.

Même observation, très souvent, lorsque l'on module une triode par l'anode. Dans ce cas (et également dans le précédent, si la modulation simultanée de la plaque et de l'écran est encore insuffisante), on obtient une très nette amélioration en modulant *très légèrement* l'étage précédant l'étage modulé proprement dit. Il résulte, alors, une légère augmentation de l'excitation H.F. dans les pointes positives et la linéarité est rétablie.

Il reste bien entendu que toutes ces observations peuvent être faites par l'opérateur, aussi bien sur son propre émetteur que sur l'émetteur de son correspondant.

En manière de résumé :

1° Int.$_2$ étant ouvert, entre « masse » et « B.F. oscillo », nous avons l'observation de la B.F. seule, et ceci, selon la position du potentiomètre de swing Pot.$_2$.

2° Int.$_2$ étant fermé, entre « masse » et « H. F. oscillo », nous avons toutes les observations précédemment citées : contrôles oscilloscopiques, bande transmise par un émetteur, réception panoramique..., suivant les positions « swing zéro, 10 kc/s ou 100 kc/s ».

3° Et si l'on utilise un oscillographe complet, au lieu d'un simple tube cathodique, comme nous l'avons dit précédemment, possibilité des observations soit avec balayage sinusoïdal (adaptateur), soit avec balayage en dents de scie (oscilloscope).

**Utilisation en récepteur ultra-sélectif — (RCV type « Q-5er » ou « Q-10er » U.S.A.).**

Avant de terminer, signalons un usage supplémentaire possible de l'adaptateur panoramique : son utilisation en récepteur *ultra-sélectif* (très intéressant dans le QRM). Nous mettons à profit, dans ce cas, l'étroitesse de la bande passante M.F. de l'adaptateur. Autrement dit, *l'ensemble récepteur et adaptateur fonctionne en double changement de fréquence.* Dans ce cas, évidemment, le potentiomètre Pot.$_2$ est placé sur la position « swing zéro ». Le circuit détecteur de sortie du « panoramique » est modifié comme il est indiqué sur la figure VIII-24 ; pour ce genre d'utilisation, Int.$_2$ doit être ouvert. Il ne reste plus qu'à brancher un casque ou l'entrée d'un amplificateur B.F. quelconque entre les douilles « masse » et « écoute B.F. », par exemple la section B.F. du récepteur proprement dit. On obtient ainsi une réception excessivement sélective de la station choisie par la manœuvre du C.V. du récepteur.

Mais il est possible également d'écouter *une autre station* que celle normalement choisie par le récepteur proprement dit. Pour cela, il est nécessaire de retoucher au condensateur ajustable en parallèle sur « Osc. » (fig. VIII-19), et de régler, au moyen dudit condensateur ajustable, la section « adaptateur » sur la *seconde station* à recevoir. Il est possible, ainsi, soit de surveiller une autre station, tandis que l'on est en liaison avec celle reçue normalement par le récepteur de trafic ; soit de réaliser aisément des liaisons « triplex » ou « multiplex »] (1) avec deux autres stations transmettant simultanément, mais non sur la même fréquence.

La figure VIII-26 montre l'aspect du panneau avant de l'adaptateur, ainsi que la disposition des organes sur le châssis.

## § 4. — Réception à double changement de fréquence Adaptateurs O.C.

Nous savons que l'emploi d'une moyenne fréquence de valeur élevée diminue l'importance de l' « image », en éloignant celle-là du signal désiré ; mais cet avantage est au détriment de la sélectivité du canal M.F. Afin d'obtenir, en même temps, un bon rapport signal/image et une sélectivité satisfaisante, on emploie parfois, pour les fréquences élevées (au-dessus de 20 MHz). des récepteurs dits « à double changement de fréquence ». Dans un tel récepteur, le signal incident est d'abord converti en une fréquence moyenne de valeur relativement élevée. Cette M.F. est amplifiée, puis convertie une seconde fois en une fréquence moyenne de valeur assez faible ; ensuite, nous avons un système détecteur quelconque suivi par l'amplificateur B.F.

(1) Le procédé de liaison classique en « *duplex* » est exposé au cours du chapitre XIII, § 8.

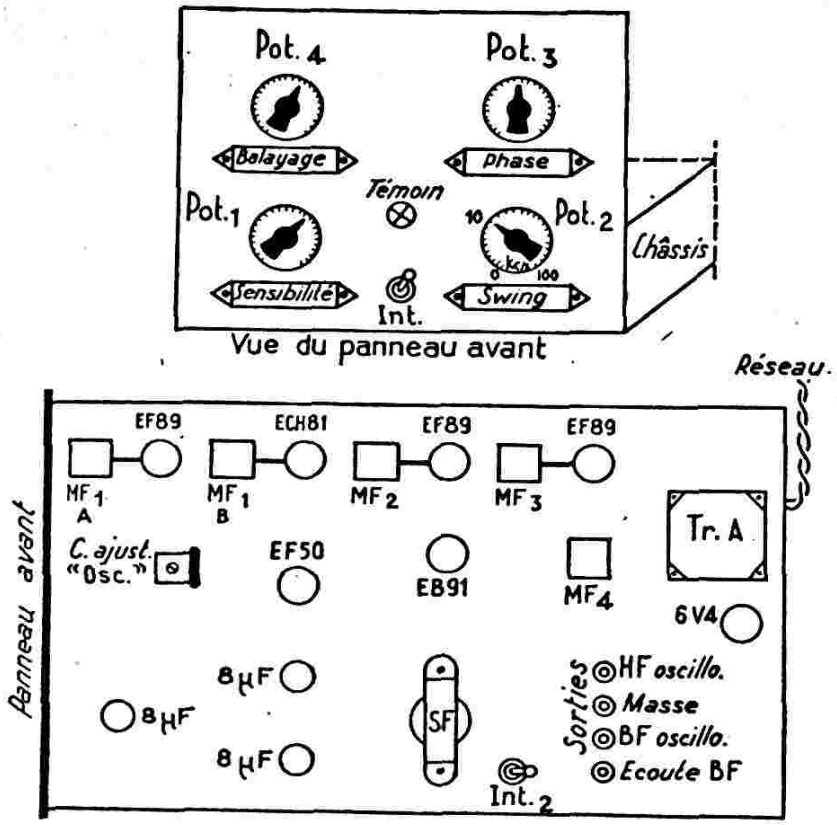



*Fig. VIII-26*

Le premier changement de fréquence procure un rapport signal/image important ; le second apporte la sélectivité requise.

Comme nous l'avons dit précédemment, un adaptateur panoramique permet la réception par double changement de fréquence ; cependant, avec ce système, on n'obtient aucune amélioration du rapport signal/image, puisque la première conversion donne une fréquence moyenne de 455 ou 472 kc/s. Par contre, la sélectivité est grande du fait de la seconde conversion sur 125 kc/s.

Un autre système de double changement de fréquence utilise un récepteur de trafic précédé d'un adaptateur. L'adaptateur n'est autre qu'un étage convertisseur donnant une fréquence moyenne élevée ; la séparation entre signal et image est donc effective. Quant au récepteur, il a son entrée accordée sur la valeur de cette fréquence moyenne élevée, et il opère une seconde conversion donnant la valeur M.F. de son amplificateur (472 ou 455 kc/s) ; dans ce cas, il n'y a rien de changé au point de vue sélectivité : elle est celle du récepteur proprement dit. Mais, comme un récepteur de trafic, *digne du nom*, jouit d'une *excellente sélectivité*, c'est le système avec *adaptateur* que l'on emploie couramment, l'adaptateur apportant l'*amélioration du rapport signal/image*.

Si l'amateur fabrique complètement un *récepteur* à double changement de fréquence proprement dit, il devra veiller au choix des valeurs des M.F. Naturellement, convenablement réalisé, un tel appareil peut donner satisfaction ; mais c'est un équipement bien complexe, une mise au point difficile, un ensemble sujet à des sifflements de toutes sortes et à des déformations, à moins de prendre de grandes précautions pour éviter de tels ennuis.

De toutes façons, dans l'*état actuel de la technique*, il n'y a *aucune raison plausible* justifiant l'établissement d'un récepteur à double conversion pour l'écoute des fréquences *inférieures* à 14 Mc/s. Pour les fréquences *supérieures* à 14 Mc/s, le système avec adaptateur O.C., assurant une séparation efficace du signal et de l'image, apporte toutes satisfactions, si l'on ne dispose pas d'un récepteur spécial.

Nous commencerons donc par étudier quelques montages d'adaptateurs OC. Ensuite, nous examinerons deux montages de récepteurs à double changement de fréquence, une réalisation commerciale et une réalisation « amateur ».

## Adaptateurs O.C.

### 1° ADAPTATEUR BANDE 28 MC/S.

Le schéma de cet adaptateur comportant 3 tubes, à savoir : $V_1$ = 6M7 amplificateur H.F., $V_2$ = 6J7 mélangeur, et $V_3$ = 6J7

oscillateur, est donné sur la figure VIII-27-1.

Après amplification par $V_1$ du signal incident (bande 28 Mc/s), les tubes $V_2$ et $V_3$ en effectuent la conversion en une fréquence moyenne de 7.000 kc/s mise en évidence par le transformateur $MF_1$.

En soignant la confection des bobinages, il est possible de réaliser une *commande unique* en utilisant un condensateur variable à trois cages (3 × 25 pF). Le travail d'alignement de la bande 28-30 Mc/s est d'ailleurs facile ; de plus, trois trimmers de 50 pF rendent la mise au point commode.

$L_1$ = 3 tours, fils 1/10 sous soie, bobinés entre les spires de $L_2$ du côté masse.

$L_2$ = 8 tours, fil 10/10 émaillé, bobinés jointifs.

$L_3$ = 4 tours, fil 1/10 sous soie, bobinés entre les spires de $L_4$ du côté masse.

$L_4$ = 8 tours, fil 10/10 émaillé, bobinés jointifs.

$L_5$ = 8 1/2 tours, fil 10/10 émaillé, bobinés jointifs, prise de cathode à 2 3/4 tours comptés à partir de la masse.

Tous ces bobinages sont fabriqués sur des mandrins de stéatite ou de trolitul d'un diamètre de 10 mm.

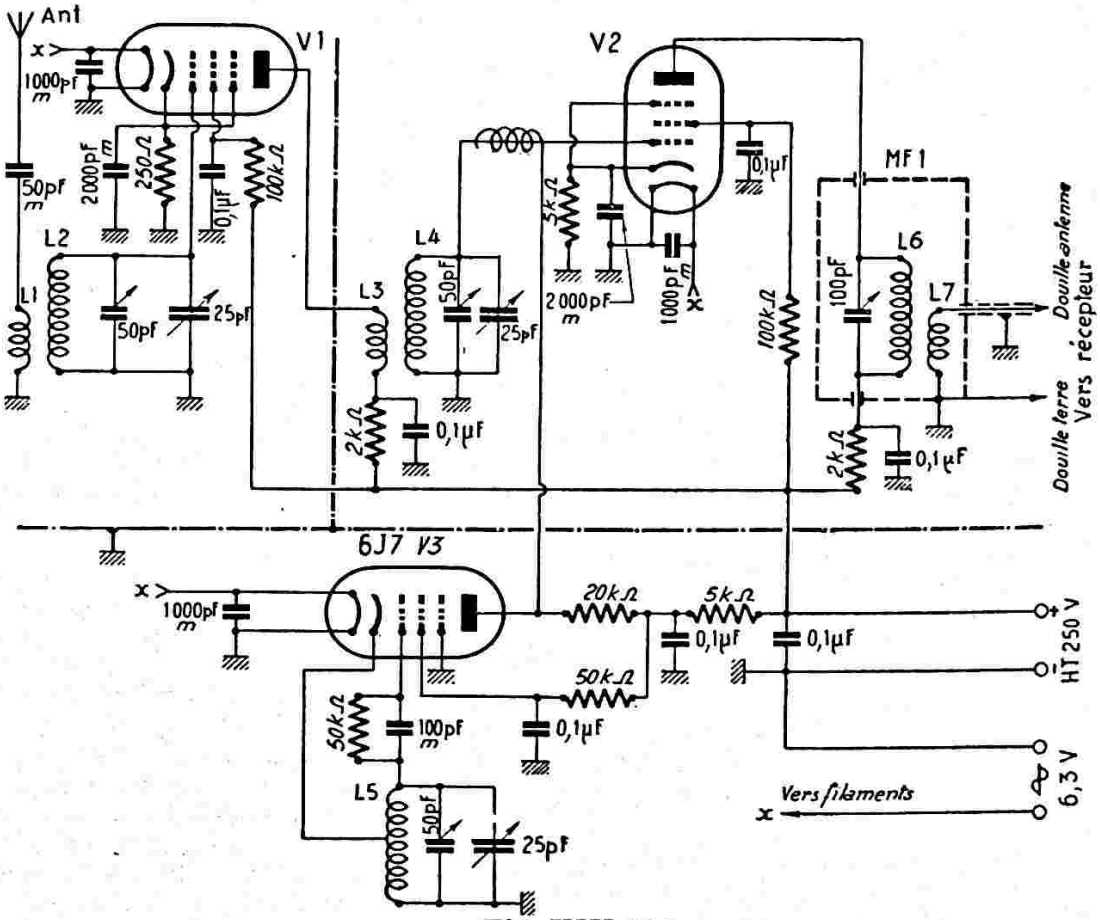



*Fig. VIII-27-1*

L'injection de la tension H.F. de l'oscillateur local se fait depuis la plaque du tube $V_3$ sur la grille de commande de $V_2$ par l'intermédiaire d'un fil isolé terminé par une « queue de cochon » (une spire suffit) ; cette connexion doit être très courte, ainsi d'ailleurs que toutes les connexions parcourues par la H.F. (dites connexions chaudes). Pour la réalisation mécanique, on adoptera un montage à cloisonnements, comme il est indiqué sur la figure VIII-27-1. Voici les caractéristiques des bobinages qui devront être soudés aux bornes-mêmes des condensateurs variables.

Voyons, maintenant, le transformateur $MF_1$ :

$L_6$ = 30 tours de fil 4/10 émaillé, bobinés jointifs sur un tube de carton de 30 mm. de diamètre.

$L_7$ = 7 tours de fil 6/10 émaillé, bobinés jointifs par dessus $L_6$, côté +-HT, avec interposition d'une couche ou deux de papier paraffiné.

La liaison au récepteur se fait par un câble blindé à faibles pertes (co-axial H.F.); naturellement, le récepteur est réglé sur 7 Mc/s (bande 40 m.), puisque l'adapta-

teur fournit une fréquence moyenne de 7 Mc/s.

L'alimentation est fournie par un redresseur auxiliaire courant, ou encore, prélevée sur le récepteur.

Le réglage des circuits d'un adaptateur est relativement simple ; nous nous étendrons cependant quelque peu sur cette question concernant la mise au point de cet appareil. Pour les adaptateurs suivants, ainsi que pour ceux qui seront vus au chapitre consacré aux U.H.F., le lecteur voudra bien se reporter aux lignes qui suivent.

La mise au point débute par le réglage du transformateur M.F. ; on peut dégrossir l'accord de ce circuit en intercalant, la bobine $L_6$ et son condensateur ajustable en parallèle, à l'entrée du récepteur (en série dans la descente d'antenne). Le récepteur est, bien entendu, en fonctionnement et réglé sur la fréquence M.F. de l'adaptateur (soit, ici, 7.000 kc/s). En manœuvrant le condensateur ajustable de $L_6$, on note une absorption très nette lorsque l'on passe sur la fréquence d'accord. Ensuite, on remonte $MF_1$, on connecte l'adaptateur au récepteur et on parfait l'accord de $MF_1$ en manœuvrant doucement l'ajustable, de façon à obtenir le souffle ou bruit de fond maximum.

Puis, on connecte l'antenne à l'entrée de l'adaptateur et on procède à l'alignement : l'ajustable en shunt sur $L_3$ permet de « caler » la bande sur le cadran-commande unique des C.V. de l'adaptateur ; quant aux ajustables en parallèle sur $L_2$ et $L_4$, ils doivent être accordés pour obtenir le signal avec son amplitude maximum.

Enfin, précisons que le montage de la figure VIII-27-1 n'est pas immuable ; il admet des modifications. On pourra, par exemple, faire l'injection de la tension H.F. oscillatrice sur la grille 3 du tube $V_2$ ; de même, si l'on désire un gain plus important, on pourra monter en $V_1$ et $V_2$ des tubes genre 6AC7 (s'inspirer alors du montage des figures IV-13 et VIII-10.

## VERSION MODERNE

Il est évidemment possible d'utiliser des tubes récents des séries miniatures 7 ou 9 broches.

$V_1$ : **Tube 6AK5** avec résistance d'écran de 5kΩ et résistance de cathode de 330Ω ;

Ou **tube EF80**, résistance d'écran 5kΩ également, mais résistance de cathode de 150Ω.

$V_2$ : **Tube 6AK5** ou **tube EF80** avec résistance d'écran de 5kΩ ; résistance de cathode inchangée (soit 5kΩ).

$V_3$ : **Tube 6AU6** ; aucune valeur à modifier.

Pour ces tubes, la haute tension d'alimentation aux bornes HT de l'adaptateur doit être de 200 volts maximum ; si elle est supérieure, intercaler une résistance chutrice convenable.

### 2° Adaptateur bande 21 Mc/s.

Il s'agit, ici, d'un adaptateur pour la bande 21 Mc/s (15 m), convertisseur à cristal avec étage HF à grand gain.

L'oscillateur à cristal assure une grande stabilité à cet appareil ; la sortie s'effectue sur une valeur MF de l'ordre de 2 Mc/s. Plus exactement, la réception de la bande 15 m s'effectue par la manœuvre du cadran du récepteur principal faisant suite entre 2 et 2,45 Mc/s environ.

La figure VIII-27-2 représente le schéma général de l'adaptateur.

L'étage HF comporte un tube double triode 6J6 ; mais l'on notera la façon original d'utiliser ce tube. Ce montage d'amplificateur HF à grand gain et à faible souffle a été proposé par l'auteur dès 1950 ! Mais il semble être beaucoup plus intéressant depuis qu'il nous est « revenu » des U.S.A. ou d'Angleterre ! Ce circuit amplificateur à double triode fonctionne d'une manière un peu différente du cascode classique :

Le premier élément triode fonctionne en cathode follower : attaque sur la grille, anode à un potentiel haute fréquence nul, mise en évidence des signaux sur la cathode aux bornes de la résistance $R_1$ (non découplée). En conséquence, le second élément triode fonctionne en amplificateur avec grille à la masse, attaqué par la cathode (commune). Ce montage amplificateur HF ne nécessite pas de neutrodynage. Le circuit d'entrée est réglable par l'intermédiaire du condensateur variable miniature CV de 30 pF.

Nous avons :

$L_1$ = 12 tours de cuivre émaillé de 6/10 de mm sur mandrin de 12,5 mm de diamètre à noyau de fer réglable ; espacement entre spires égal au diamètre du fil.

$L_a$ = bobine de couplage d'antenne ;
4 tours de fil de cuivre de 3/10 de mm sous soie ; spires jointives ; enroulement

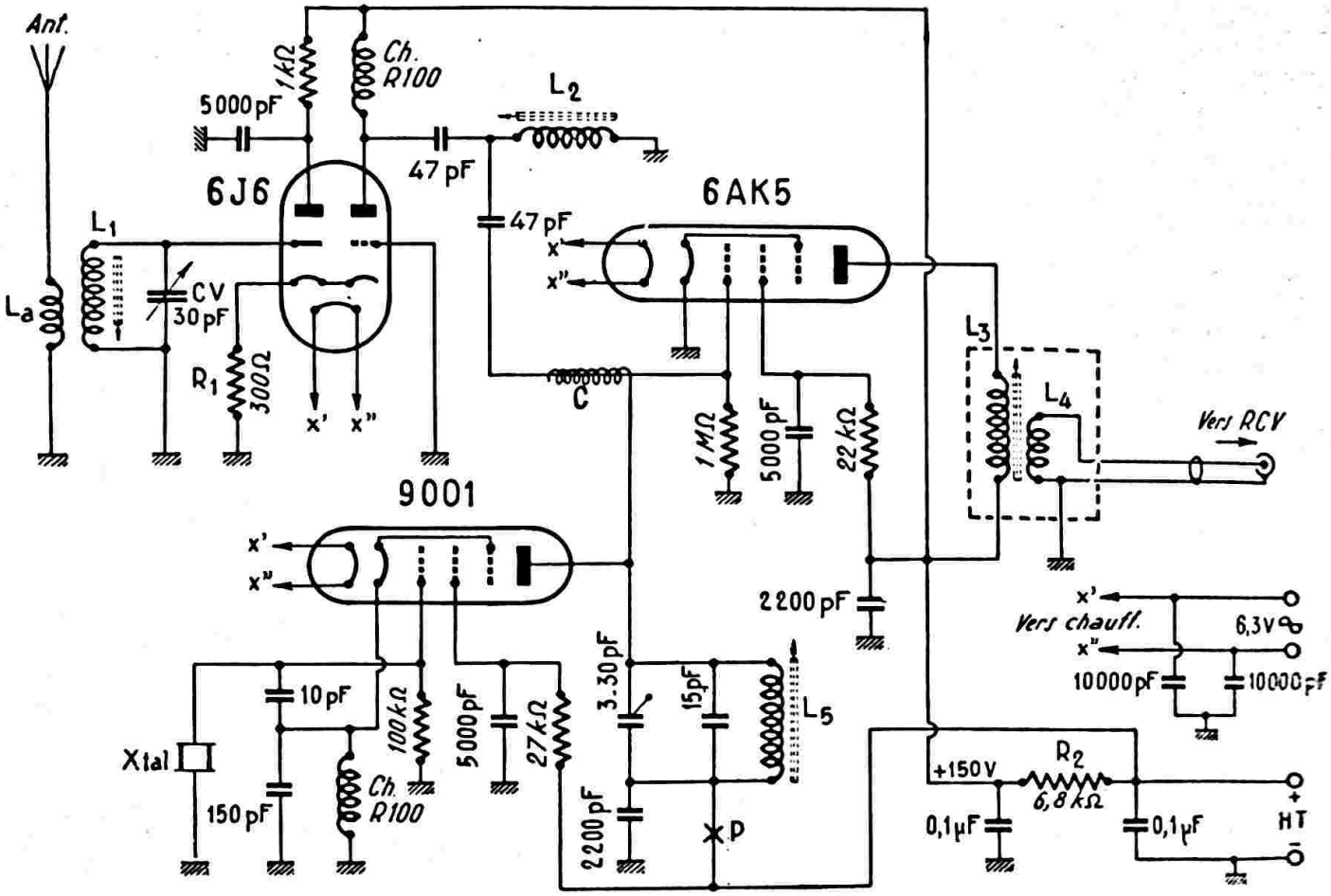



*Fig. VIII-87-8*

exécuté sur le même mandrin que précédemment à 3 mm du côté « masse » de $L_1$.

La bande 15 m couvrant de 21 à 21,45 Mc/s, on ajustera ultérieurement le noyau de $L_1$ de façon à obtenir l'accord sur cette bande de fréquences par la manœuvre du condensateur variable CV.

Par contre, le circuit $L_2$ est à accord fixe. La bobine $L_2$ comporte 15 tours de fil de cuivre de 6/10 de mm sur mandrin de 12,5 mm de diamètre à noyau de fer réglable ; espacement entre spires égal au diamètre du fil. On ajuste le noyau de façon à obtenir l'accord vers 21,2 Mc/s environ. La bobine $L_2$ ne doit présenter aucun couplage avec la bobine $L_1$.

L'étage suivant, équipé d'un tube 6AK5, fonctionne en convertisseur par détection grille.

L'oscillateur comporte un tube 9 001. Le cristal utilisé est un modèle des surplus américains marqué 6 333 kc/s. L'harmonique 3, soit 19 Mc/s (arrondi), est sélectionné dans le circuit de plaque $L_5$.

La bobine $L_5$ comporte 13 tours de fil de cuivre émaillé de 6/10 de mm de diamètre sur un mandrin de 12,5 mm de diamètre avec noyau de fer réglable ; espacement entre spires égal au diamètre du fil.

L'injection de l'oscillation se fait à l'aide d'un fil isolé partant de l'anode du tube 9 001 et faisant 2 ou 3 tours autour de la connexion de grille du tube 6AK5 (capacité C).

La sortie « moyenne fréquence » s'effectue entre 2 et 2,45 Mc/s par le circuit $L_3$ ; en effet, nous avons : 21 — 19 = 2 Mc/s et 21,45 — 19 = 2,45 Mc/s. La recherche des stations de la bande 21 Mc/s se fait donc, nous l'avons dit, en accordant le récepteur principal faisant suite entre 2 et 2,45 Mc/s.

La bobine $L_3$ est simplement la bobine nid d'abeille « accord PO » d'un récepteur de radio ordinaire (ou prélevée sur un bloc de bobinages quelconque), à laquelle on enlève une dizaine de tours. Cette bobine est accordée sur 2,2 Mc/s environ, une fois pour toutes, par le réglage de son noyau (ou à défaut à l'aide d'un condensateur ajustable monté en parallèle).

L'enroulement de couplage $L_4$ comporte 10 tours de fil de cuivre sous soie de 3/10 de mm bobinés à côté de $L_3$ sur le même tube de carton bakélisé. La liaison aux douilles « antenne et terre » du récepteur se fait à l'aide d'un morceau de câble coaxial.

Les alimentations chauffage 6,3 V et HT (250 V environ) sont prélevées sur le récepteur proprement dit. Le cas échéant, selon la valeur de la HT, on pourra modifier la valeur de la résistance $R_2$ afin d'obtenir + 150 V au point indiqué, pour l'alimentation des tubes 6J6 et 6AK5.

Sauf pour les capacités de 10 000 pF et de 0,1 µF, tous les condensateurs sont du type mica ou céramique. La résistance $R_2$ présente une puissance de 2 watts ; toutes les autres résistances sont du type 0,5 watt.

La mise au point de cet adaptateur est très simple. Le cristal étant en place, il faut d'abord accorder le circuit $L_5$ sur l'harmonique 3 (soit 19 Mc/s). Pour cela, on intercale provisoirement un miliampèremètre au point P (circuit anodique du tube 9 001) ; puis, on accorde $L_5$ par le noyau et par le condensateur ajustable de 3 — 30 pF. L'accord exact est indiqué par la chute du courant anodique lu sur le milliampèremètre (procédé absolument classique).

L'adaptateur étant connecté au récepteur, ce dernier est accordé vers 2,2 Mc/s. Il suffit alors de régler successivement, et dans l'ordre, $L_3$, $L_2$ puis $L_1$, pour l'obtention du maximum de bruit de fond à la sortie du récepteur.

En ce qui concerne le réglage de $L_1$ par son noyau, on place auparavant le condensateur CV à mi-course. Ceci, de façon que lorsque le récepteur sera réglé aux extrémités 2 et 2,45 Mc/s, c'est-à-dire aux bouts de bande 21 et 21,45 Mc/s, l'accord du circuit d'entrée $L_1$ puisse bien se faire par la manœuvre du condensateur variable CV.

Comme d'habitude, il est évident que des modifications du montage sont possibles.

C'est ainsi, par exemple, que l'on pourra adopter une autre valeur de « moyenne fréquence » pour la sortie ; il suffit de choisir un quartz en conséquence.

Si nous prenons un cristal de 6 600 kc/s, nous obtenons l'harmonique 3 de 19,8 Mc/s. Ce qui détermine des valeurs MF de sortie 1 200 à 1 650 kc/s (21 — 19,8 et 21,45 — 19,8). Bien entendu, les circuits $L_2$ et $L_5$ doivent être réglés en conséquence, ainsi que le récepteur faisant suite.

On pourrait varier les exemples à l'infini ; mais, comme on le voit, les calculs sont simples et l'amateur pourra fort bien se « débrouiller » lui-même, et parfois aussi en tenant compte du matériel qu'il possède.

Même remarque en ce qui concerne les tubes. Le tube 6J6 peut être remplacé par ECC81, ECC88, ECC189 (réunir les deux cathodes ensemble). Un tube EF80 peut être prévu à la place du 6AK5. Le tube 9 001, enfin, peut être remplacé par un EF80.

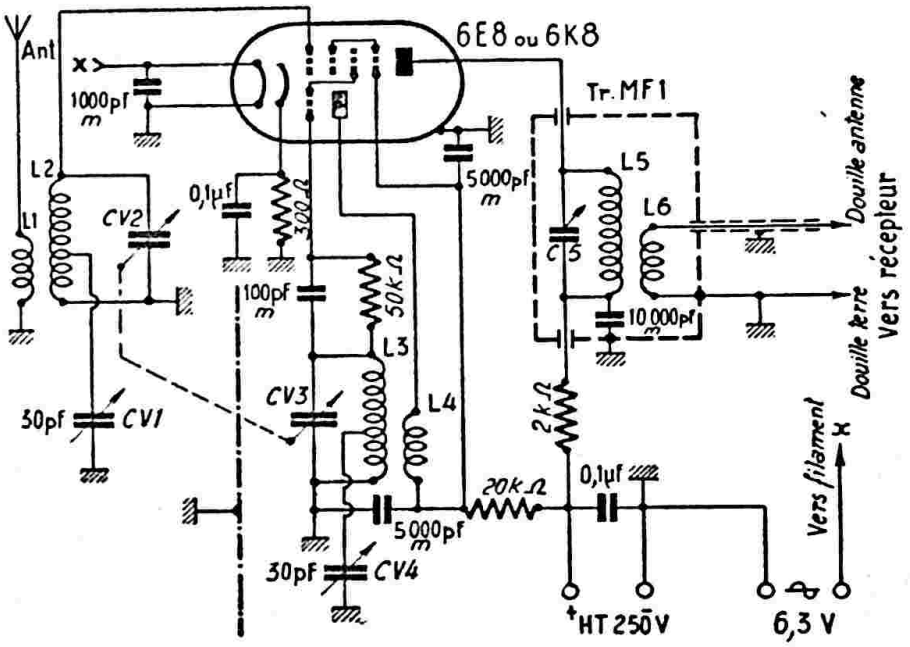



*Fig. VIII-28-1*

## 3° ADAPTATEUR MONOLAMPE TOUTES BANDES.

Comme nous l'avons dit, les adaptateurs sont principalement utilisés dans la réception des ondes de fréquences élevées ; néanmoins, ils peuvent être employés devant des récepteurs ne possédant pas de gamme O.C,. ou dont la sensibilité O.C. est déplorable, ceci précisément, afin de rendre l'écoute des ondes courtes possibles ou confortables.

Tel est le but de l'adaptateur simple schématisé sur la figure VIII-28-1 comportant un seul tube 6E8 ou 6K8 et couvrant les gammes 3,5, 7, 14, 21 et 28 Mc/s au moyen de bobines interchangeables. Les

fonctions oscillatrice et mélangeuse sont tenues par le tube triode-hexode 6K8 (ou 6E8, ou autres): Le transformateur de sortie de l'adaptateur M.F.$_1$ est réglé entre 1.400 et 1.500 kHz (extrémité de la bande P.O.). $L_5$ est constituée par une bobine d'accord P.O. d'un vieux bloc ou d'un ancien poste ; contre $L_5$, on bobine $L_6$ formée par 20 tours de fil 4/10 de millimètre sous soie ; enfin, $L_5$ est accordée, comme il a été dit précédemment, entre 1.400 et 1.500 kHz, au moyen du condensateur ajustable $C_5$ de 50 pF.

Voici les caractéristiques des bobinages à réaliser sur des mandrins à broches d'un diamètre de 30 millimètres.

*Bande* 3,5 *Mc/s.* — $L_1$ : 8 tours ; $L_2$ : 40 tours, prise au 13e tour à partir de la masse ; $L_3$ : 25 tours, prise au 16e tour à partir de la masse ; $L_4$ : 6 tours.

*Bande* 7 *Mc/s.* — $L_1$ : 6 tours ; $L_2$ : 28 tours, prise au 9e tour ; $L_3$ : 16 tours, prise au 8e tour ; $L_4$ : 4 tours.

*Bande* 14 *Mc/s.* — $L_1$ : 5 tours ; $L_2$ : 15 tours, prise au 5e tour ; $L_3$ : 9 tours, prise au 3e tour ; $L_4$ : 3 tours.

*Bandes* 21 *et* 28 *Mc/s.* — $L_1$ : 4 tours ; $L_2$ : 7 tours, prise au 2e tour ; $L_3$ : 4 tours, prise au 1er tour ; $L_4$ : 2 tours.

*Bande « Chalutiers » de* 100 *à* 185 *m* (*environ*). — $L_1$ : 10 tours ; $L_2$ : 50 tours, prise au 18e tour ; $L_3$ : 33 tours, prise au 20e tour ; $L_4$ : 8 tours.

En résumé, il faut deux mandrins à broches par bande : le premier groupant $L_1$ et $L_2$, le second groupant $L_3$ et $L_4$. Comme il est montré sur la figure VIII-28-1, le couplage s'effectue du côté froid : distance entre les enroulements : 2 millimètres. Fil employé : 6 à 8/10 de mm cuivre émaillé.

Le balayage des bandes s'effectue largement de part et d'autre au moyen des condensateurs variables C.V.$_2$ et C.V.$_3$ à commande unique : C.V.$_2$ = 50 pF, C.V.$_3$ = 50 pF ; ces deux condensateurs sont jumelés par un prolongateur-flector.

Quant aux petits condensateurs C.V.$_1$ et C.V.$_4$, ils peuvent être utilisés, soit pour l'alignement de la commande unique, soit en condensateur d'étalement de bande (band-spread).

Il est recommandé de monter l'ensemble de cet adaptateur dans un boîtier métallique (aluminium) muni d'un couvercle à charnières pour le changement des bobinages.

L'alimentation (chauffage 6,3 V et H.T. 250 V) est prélevée directement sur le récepteur faisant suite.

La liaison au récepteur (douilles antenne et masse) s'effectue à l'aide d'un câble blindé à faibles pertes (câble coaxial).

La mise au point de cet adaptateur est très simple. Le récepteur et l'adaptateur sont reliés ensemble comme nous venons de l'indiquer, puis mis sous tension.

Le récepteur est réglé entre 1 400 et 1 500 kHz hors de toute audition ; puis, on ajuste le condensateur $C_5$ du circuit de sortie $MF_1$ de l'adaptateur de façon à obtenir le maximum de bruit de fond par le haut-parleur du récepteur.

Les bobinages de la bande que l'on désire recevoir étant mis en place, on connecte l'antenne à l'entrée de l'adaptateur.

Soit à l'aide d'un générateur H.F., soit par identification des stations reçues (fréquences), on procède au calage de la bande en agissant sur $CV_1$ (oscillateur) ; on vérifie que la totalité de la gamme est bien reçue en manœuvrant $CV_2 + CV_3$. Il suffit ensuite de régler $CV_1$ pour l'obtention de l'audition maximum (accord H.F.).

Par la suite, en utilisation normale (pour la recherche des stations), il suffit de manœuvrer uniquement le bouton de la commande unique de $CV_2 + CV_3$. Pour une plus grande souplesse d'utilisation cette commande peut être faite par l'intermédiaire d'un cadran démultiplicateur.

Nous n'avons parlé que des bandes O.C. d'amateurs. Si on se limite à ces seules bandes, on pourra même choisir des condensateurs variables $CV_2$ et $CV_3$ présentant des capacités encore plus faibles ; on obtiendra ainsi un plus grand étalement des gammes. Mais en O.C., il y a aussi les bandes de radiodiffusion. Ces bandes peuvent être reçues également avec cet adaptateur, car la manœuvre des condensateurs variables permet de déborder largement de part et d'autres des gammes d'amateurs. Néanmoins, pour le lecteur intéressé par la réception O.C. sans trou (c'est-à-dire *toutes* les bandes, amateurs, radiodiffusion, trafic divers, et...), nous lui conseillons d'utiliser des condensateurs variables $CV_2$ et $CV_3$ de 100 pF chacun.

### Version moderne

Il est possible de remplacer le tube 6E8 ou 6K8 du schéma par un tube noval ECH81 - 6AJ8 : La résistance de cathode sera de 220Ω (au lieu de 300), et la résistance de fuite de grille oscillatrice triode sera de 27kΩ (au lieu de 50kΩ).

*Nota.* — 1° Pour juger des *possibilités* d'un récepteur ou d'un adaptateur sur telle ou telle bande, il convient de choisir «son heure » ; en effet, certaines bandes à certaines heures de la journée ou de la nuit sont absolument « bouchées », et le meilleur récepteur ne saurait capter quoi que ce soit. Pour plus amples renseignements sur la *propagation,* voir le début du chapitre IX.

2° Il est bien évident que l'on peut réduire le nombre de bandes reçues, et dans ce cas, ne réaliser que les bobinages correspondants aux gammes désirées. Cette remarque est également valable pour le montage d'adaptateur dont la description va suivre.

●

## 4° ADAPTATEUR TROIS ETAGES TOUTES BANDES.

Ce montage est un peu plus complexe que le précédent ; en revanche, les performances en sont évidemment améliorées. Le principe mis en œuvre à la réception est légèrement différent. Dans le précédent montage, la fréquence de sortie de l'adaptateur (ou première M.F.) était constante et le réglage sur les stations à recevoir se faisait par accord de l'adaptateur proprement dit. Au contraire, dans le présent montage les réglages de l'adaptateur sont fixes et l'accord sur les stations à recevoir se fait par variation de la fréquence intermédiaire de sortie ; c'est-à-dire par le réglage du récepteur faisant suite (dans la gamme P.O.).

Le schéma général de cet adaptateur est représenté sur la figure VIII-28-2.

Nous avons un étage amplificateur H.F. équipé d'un tube 6AK5 (ou 5654), un étage convertisseur avec la section pentode d'un tube ECF82, et enfin l'étage oscillateur avec la section triode de ce même tube.

Aucune liaison pour l'injection de l'oscillation locale n'est faite entre la triode oscillatrice et la pentode convertisseuse : les capacités internes du tube ECF82 suffisent.

L'alimentation (chauffage 6,3 V et H.T. 250 V) est prélevée directement sur le récepteur principal faisant suite.

Sur toutes les bandes, l'oscillation locale est stabilisée par quartz ; nous avons utilisé des quartz très ordinaires (type FT243) aux fréquences judicieusement choisies, mais néanmoins extrêmement courantes ; de ce fait, il est aisé de se procurer les six quartz nécessaires à un prix relativement bas. Précisons tout de suite que la gamme 10 m (28 à 29,7 MHz) est couverte en deux sous-bandes, l'une de 28 à 28,9 MHz, l'autre de 28,9 à 29,7 MHz. C'est la raison pour laquelle le commutateur de bandes doit avoir 6 positions.

Au point de vue réalisation pratique, on respectera la disposition représentée sur la figure : montage dans un coffret métallique avec trois compartiments distincts (en traits mixtes sur le dessin). Le premier compartiment comporte l'étage H.F., c'est-à-dire les cinq bobinages $L_1$ et le tube 6AK5. L'autre cloisonnement est à cheval sur le support de la lampe ECF82 laissant d'un côté l'élément triode, les quartz et les bobinages $L_3$, et de l'autre côté, l'élément pentode convertisseur et les bobinages $L_2$.

La sortie (circuit anodique pentode ECF82) est simplement chargée par une bobine d'arrêt **Ch** (type National R 100). La liaison aux douilles AT (antenne et terre) du récepteur faisant suite s'effectue à l'aide d'un morceau de câble coaxial souple.

Le commutateur général de bandes traverse tout le coffret et nous avons une galette (de 2 circuits, 6 positions) dans chaque compartiment. Pour le compartiment central (convertisseur), un seul circuit est nécessaire ; le deuxième circuit sera laissé libre, ou bien pourra être utilisé pour commuter 6 ampoules d'éclairage (6,3 V 0,1 A) indicatrices de gamme.

Pour la clarté de la figure, nous avons dû « aérer » notre dessin. Mais, il va sans dire qu'en pratique, les diverses connexions entre bobinages, commutateurs et lampes doivent être aussi courtes et directes que possible.

Le condensateur ajustable 3/30 pF de l'oscillateur doit être réglé une fois pour toutes de façon à obtenir une bonne activité et une franche entrée en oscillation des quartz pour toutes les gammes.

Voici maintenant les caractéristiques des bobinages et les conditions de fonctionnement pour chaque gamme. Tous les bobinages sont exécutés avec du fil de 3 à 4/10 de mm (cuivre émaillé) enroulé à spires jointives sur des mandrins de 10 mm de diamètre avec noyau réglable. Pour les bobines $L_1$, le couplage s'effectue par les côtés froids (côtés « masse ») avec un espacement de 2 mm entre les enroulements d'antenne et de grille.

*Bande* 80 *m* (3,5 à 3,8 MHz).

$L_1$ antenne = 15 tours

$L_1$ grille = 48 tours ; accord maximum par le noyau vers 3,65 MHz.

$L_2$ = 48 tours ; même accord.

$X_1$ = cristal 5 MHz avec réglage de $L_3$ sur la fondamentale. Sur le récepteur principal cette bande s'étale donc de 1 500 à 1 200 kHz.

$L_3$ = 35 tours ; accord sur 5 MHz.

*Bande* 40 *m* (7 à 7,1 MHz).

$L_1$ antenne = 9 tours ;

$L_1$ grille = 28 tours ; accord maximum par le noyau vers 7,050 MHz.

$L_2$ = 28 tours ; même accord.

$X_2$ = cristal 4 250 kHz avec réglage de $L_3$ sur l'harmonique 2 (soit 8,5 MHz).

Sur le récepteur principal, cette bande s'étale donc de 1 500 à 1 400 kHz.

$L_3$ = 20 tours ; accord sur 8,5 MHz.

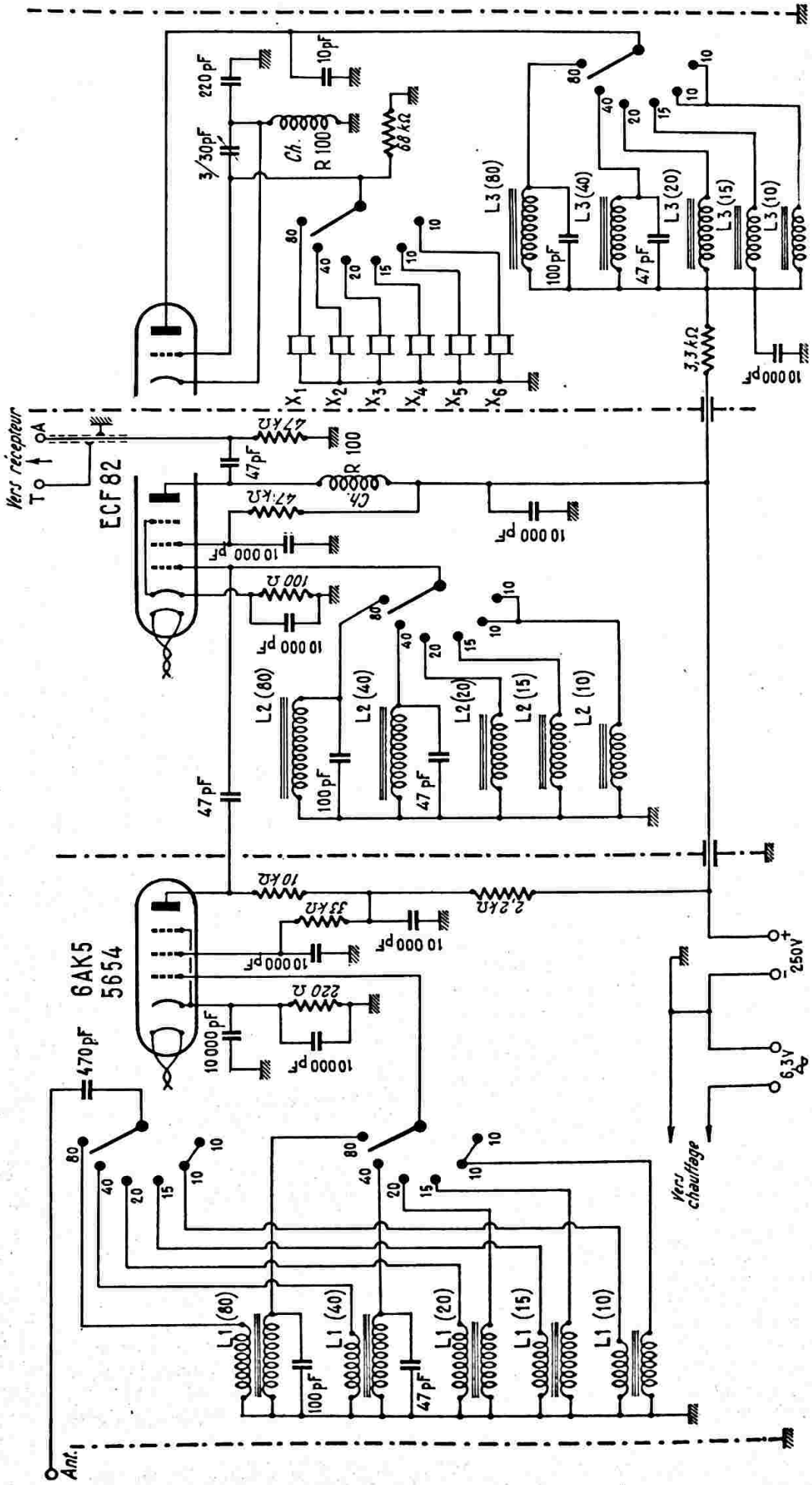

Vers récepteur
T
A
ECF 82
6AK5
5654
Ant.
Vers chauffage
250V
6,3V
L1 (80)
L1 (40)
L1 (20)
L1 (15)
L1 (10)
L2 (80)
L2 (40)
L2 (20)
L2 (15)
L2 (10)
L3 (80)
L3 (40)
L3 (20)
L3 (15)
L3 (10)
R 100
Ch.
X1
X2
X3
X4
X5
X6
470pF
220pF
10pF
3/30pF
68 kΩ
47 kΩ
47pF
100 Ω
10 000 pF
10 kΩ
33 kΩ
2,2 kΩ
220 Ω
100pF
3,3 kΩ

Fig. VIII-28-2

*Bande* 20 *m* (14 à 14,350 MHz).

$L_1$ antenne = 7 tours ;

$L_1$ grille = 18 tours ; accord maximum par le noyau vers 14,175 MHz.

$L_2$ = 18 tours ; même accord.

$X_3$ = cristal 7 750 kHz avec réglage de $L_3$ sur l'harmonique 2 (soit 15,5 MHz). Sur le récepteur principal, cette bande s'étale de 1 500 à 1 150 kHz.

$L_3$ = 16 tours ; accord sur 15,5 MHz.

*Bande* 15 *m* (21 à 21,45 MHz).

$L_1$ antenne = 5 tours ;

$L_1$ grille = 13 tours ; accord maximum par le noyau vers 21,225 MHz.

$L_2$ = 13 tours ; même accord.

$X_4$ = cristal 7 500 kHz avec réglage de $L_3$ sur l'harmonique 3 (soit 22,5 MHz).

Sur le récepteur principal, cette bande s'étale de 1 500 à 1 050 kHz.

$L_3$ = 11 tours ; accord sur 22,5 MHz.

*Bande* 10 *m* (28 à 29,7 MHz).

$L_1$ antenne = 3 tours ;

$L_1$ grille = 7 tours ; avec accord maximum par le noyau vers 28,9 MHz.

$L_2$ = 7 tours ; même accord.

$L_3$ = 6 tours ; accord vers 30 MHz (compromis), cette bobine devant osciller sur l'harmonique 4 des quartz $X_5$ et $X_6$. Sous-gamme de 28 à 28,9 MHz.

$X_5$ = cristal de 7 375 kHz ; harmonique 4 mis en évidence par $L_3$, soit 29,5 MHz. Sur le récepteur, cette bande couvre de 1 500 à 600 kHz.

Sous-bande de 28,9 à 29,7 MHz :

$X_6$ = cristal de 7 600 kHz ; harmonique 4 mis en évidence par $L_3$, soit 30,4 MHz. Sur le récepteur, cette bande couvre de 1 500 à 700 kHz.

On remarquera que, sur le récepteur principal faisant suite à l'adaptateur, toutes les bandes commencent à 1 500 kHz.

On peut donc refaire un autre cadran pour ce récepteur, cadran qui présentera 6 échelles bien en ligne, plaisantes à l'œil, étalonnées directement en MHz (une pour chaque bande reçue par l'adaptateur).

Correctement réalisé et réglé, cet adaptateur offre une sensibilité remarquable, un rapport «signal/souffle» intéressant. En outre, il permet de transformer très économiquement tout bon récepteur P.O. en un excellent récepteur de trafic.

●

Parmi les réalisations commerciales d'adaptateurs, citons au passage le bloc de bobinages type HA65 (fabrication des Ets P. Michel à Auxerre) avec tube EF85-HF, oscillateur EC92 stabilisé par OA2 et convertisseur 6BA7 (voir description et schéma plus loin, figures VIII-30 et VIII-31-A). Ce bloc permet la réception de toutes les bandes décamétriques d'amateurs et « sort » sur une fréquence intermédiaire fixe de 1 600 kHz. Il peut donc également être monté à l'avant de tout bon récepteur dont la gamme P.O. atteint cette fréquence. Outre sa forme de bloc de bobinages destinée à être incorporée à un montage compact, il est d'ailleurs également présenté sous forme de véritable adaptateur en coffret séparé.

●

## 5° ADAPTATEURS A TRANSISTORS.

Ce même constructeur présente aussi un adaptateur pour les cinq bandes décamétriques d'amateurs, entièrement « transistorisé » ; il s'agit du convertisseur TR 5AC comportant notamment trois transistors SFT 317 et « sortant » sur 1 600 kHz également.

Le schéma de cet adaptateur est représenté sur la figure VIII-28-3 sur laquelle, pour plus de clarté, nous n'avons dessiné que les bobinages pour une seule bande.

Le récepteur faisant suite est accordé de façon fixe sur 1 600 kHz ; le balayage des bandes s'effectue par la manœuvre du condensateur variable à trois cases jumelées $CV_1$, $CV_2$ et $CV_3$. Pour éviter toute réception directe sur la moyenne fréquence de 1 600 kHz, une trappe (circuit résonnant série) accordée sur cette fréquence est montée à l'entrée du convertisseur, entre antenne et masse.

L'étage amplificateur HF comporte un transistor SFT 317 (1). L'étage mélangeur SFT 317 (2) associé à un étage oscillateur séparé SFT 317 (3) ont leur alimentation stabilisée à 5,5 V par une diode de Zener. L'alimentation est fournie par une pile de 9 V (consommation 7 mA environ). Les bobinages sont soigneusement adaptés aux impédances des transistors employés, et d'une manière générale, le rendement de l'ensemble est excellent.

Précisons que l'appareil commercial comporte également un étage B.F.O. (oscillateur de battement pour la télégraphie), équipé d'un transistor SFT 308, interférant sur la sortie 1 600 kHz (dispositif non représenté sur notre figure).

●

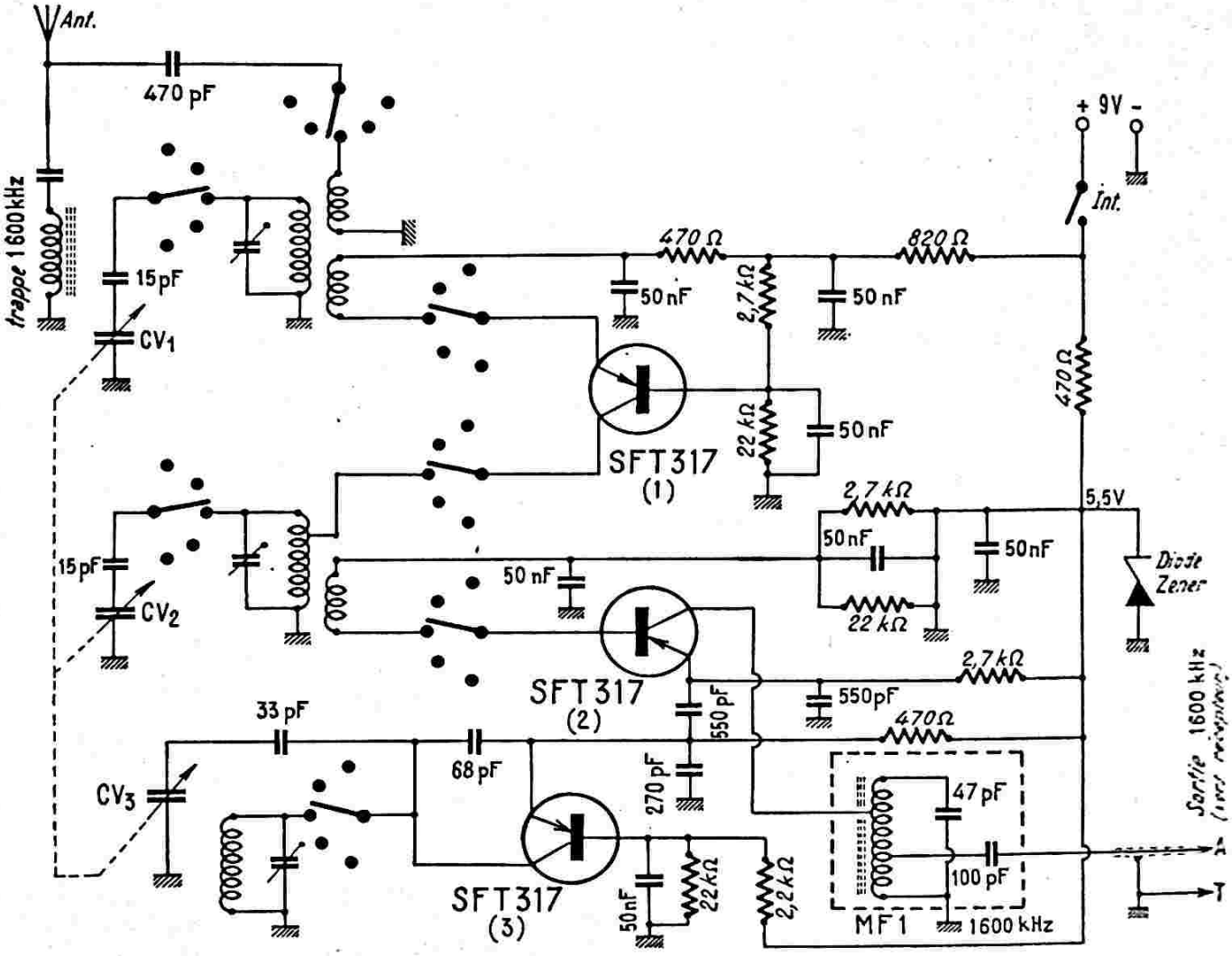



*Fig. VIII-28-3*

Nous venons de décrire une réalisation commerciale d'adaptateur à transistors ; mais l'amateur peut aussi envisager de construire lui-même un tel appareil. Dans cet ordre d'idée, nous donnons sur la figure VIII-28-4, le schéma complet d'un adaptateur O.C. « bandes d'amateur » de ce genre.

Cet adaptateur repose sur le même principe que l'adaptateur à lampes 6AK5-ECF82 précédemment décrit. En effet, nous avons un transistor amplificateur H.F. type AF115 (1), puis l'étage convertisseur avec transistor AF115 (2) et l'étage oscillateur à quartz avec transistor AF115 (3).

L'exploration des bandes s'effectue donc également par la « première moyenne fréquence variable », c'est-à-dire par le réglage du récepteur faisant suite.

Les bandes couvertes d'une part, et leur étalement de fréquences sur le récepteur d'autre part, sont les mêmes que dans le cas de l'adaptateur à lampes précédent. Les fréquences de réglage des divers circuits sont identiques aussi, et l'on adoptera la même disposition pratique en coffret à trois compartiments. Ce qui nous dispense de revenir sur ces détails.

On notera simplement quelques différences de fréquences pour certains quartz motivées par le type d'oscillateur employé. Les fréquences des quartz et celles des réglages des circuits oscillants sont indiquées plus loin.

La commutation des gammes s'effectue à l'aide d'un inverseur à trois galettes (7 circuits, 6 positions). Pour la clarté du schéma, nous avons représenté que les bobinages et le quartz d'une seule bande. Il est bien évident que si l'adaptateur ne doit assurer la réception que d'une seule bande, il suffit de réaliser un seul jeu de bobinages ; l'inverseur est supprimé et les bobines sont soudées directement aux connexions correspondantes.

D'autre part, outre l'emploi d'un commutateur à galettes pour le changement de bandes, il y a évidemment la solution des bobines interchangeables exécutées sur des mandrins à broches.

Le transformateur de sortie $MF_1$ est constitué par l'enroulement P ; il s'agit de la

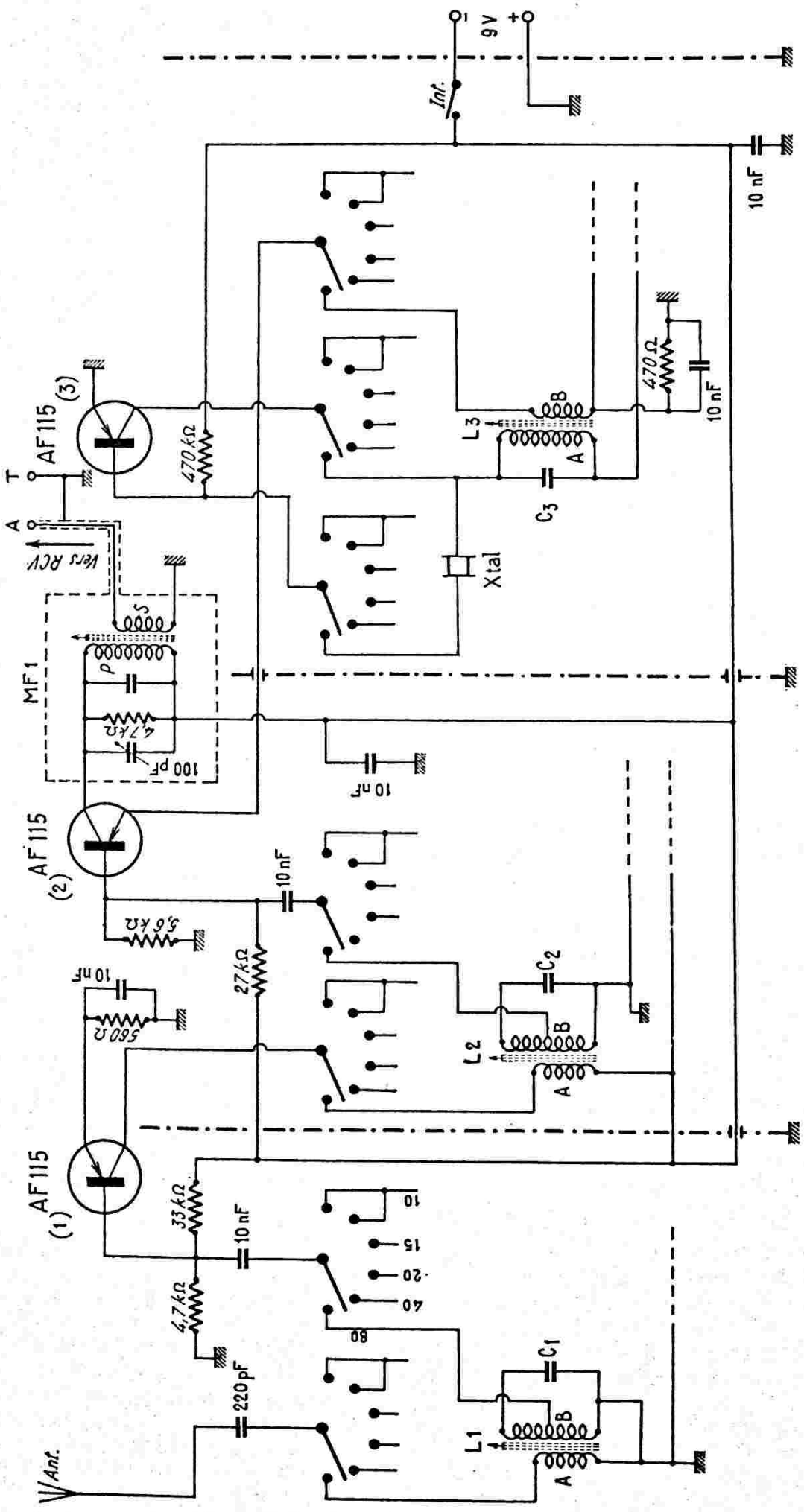

9 V
Int.
10 nF
AF 115 (3)
470 kΩ
470 Ω
10 nF
L3
B
A
C3
Xtal
A
T
Vers RCV
MF 1
S
d
4,7 kΩ
100 pF
10 nF
AF 115 (2)
10 nF
5,6 kΩ
27 kΩ
C2
560 Ω
10 nF
L2
B
A
AF 115 (1)
33 kΩ
10 nF
10
15
20
40
80
4,7 kΩ
C1
220 pF
L1
B
A
Ant.

*Fig. VIII-28-4*

bobine d'accord P.O. d'un récepteur quelconque, muni de son condensateur d'appoint. En parallèle, on ajoute une résistance au carbone de 4,7 kΩ (apportant un amortissement complémentaire), ainsi qu'un condensateur ajustable de 100 pF (lequel permet d'accorder ce circuit vers 1 300 kHz).

Tout contre l'enroulement P, on exécute le bobinage S comportant une trentaine e spires de fil de cuivre sous soie de 2 à 3/10 de mm maintenues par de la cire.

Les douiles de sortie AT sont reliées aux douilles « antenne » et « terre » du récepteur faisant suite à l'aide d'un morceau de câble coaxial.

L'accord du transformateur $MF_1$ se fait une fois pour toutes, le récepteur étant réglé vers 1 300 kHz ; on ajuste le condensateur de 100 pF pour l'obtention du bruit de fond maximum ; cet accord doit être peu pointu.

Tous les bobinages sont réalisés sur des mandrins de 14 mm de diamètre (Métox) avec noyau réglable ; on utilise du fil de cuivre émaillé de 3/10 de mm pour tous.

*Bande 80 m :*

$L_1$ A = 10 tours jointifs.
$L_1$ B = 55 tours jointifs ; couplage côtés froids, espacement 2 mm ; prise à 18 tours comptés à partir de la masse.
$L_2$ A = 9 tours jointifs.
$L_2$ B = 55 tours jointifs ; couplage côtés froids, comme précédemment ; prise à 18 tours.
$L_3$ A = 40 tours jointifs ; quartz 5 MHz ; accord sur 5 MHz.
$L_3$ B = 7 tours jointifs.
$C_1 = C_2 = C_3 = 47$ pF.

*Bande 40 m :*

$L_1$ A = 6 tours jointifs.
$L_1$ B = 33 tours jointifs, comme précédemment ; prise à 12 tours.
$L_2$ A = 4 tours jointifs.
$L_2$ B = 33 tours jointifs ; prise à 12 tours ; couplage comme précédemment.
$L_3$ A = 28 tours jointifs ; quartz 8,5 MHz; accord sur 8,5 MHz.
$L_3$ B = 4 tours jointifs.
$C_1 = C_2 = C_3 = 33$ pF.

*Bande 20 m:*

$L_1$ A = 5 tours.
$L_1$ B = 20 tours ; prise à 8 tours.
$L_2$ A = 4 tours.
$L_2$ B = 20 tours ; prise à 8 tours.
$L_3$ A = 18 tours ; quartz 5,170 MHz ; accord sur l'harmonique 3, soit 15,510 MHz.
$L_3$ B = 3 tours.
$C_1 = C_2 = C_3 = 22$ pF.

*Bande 15 m :*

$L_1$ A = 3 tours.
$L_1$ B = 12 tours ; prise à 5 tours.
$L_2$ A = 3 tours.
$L_2$ B = 12 tours ; prise à 5 tours.
$L_3$ A = 11 tours ; quartz 7,5 MHz ; accord sur l'harmonique 3, soit 22,5 MHz.
$L_3$ B = 3 tours.
$C_1 = C_2 = C_3 = 15$ pF.

*Bande 10 m :*

$L_1$ A = 3 tours.
$L_1$ B = 9 tours ; prise à 4 tours.
$L_2$ A = 3 tours.
$L_2$ B = 9 tours ; prise à 4 tours.
$L_3$ A = 8 tours ; quartz de 5,9 MHz et de 6,080 MHz avec accord sur l'harmonique 5 (pour couvrir la gamme 10 m en deux sous-bandes comme il a été expliqué lors de la description de l'adaptateur à lampes 6AK5 - ECF82).
$L_3$ B = 3 tours.
$C_1 = C_2 = C_3 = 10$ pF.

Lorsqu'un adaptateur à transistors est utilisé à côté d'un émetteur (cas dans une station d'amateur), il est prudent de prévoir un dispositif ou une commutation quelconque qui court-circuite le circuit d'entrée de l'adaptateur durant les périodes d'émission ; ceci dans le but d'éviter la destruction à brève échéance du transistor H.F.

●

Partant d'un récepteur classique — disons d'un *bon* récepteur — pourvu qu'il soit sensible et sélectif dans la gamme P.O., il est tout de même facile d'obtenir un excellent récepteur de trafic à grandes performances pour un prix relativement modique, en tout cas fort loin du prix de revient d'un récepteur de trafic professionnel neuf.

Il sera toujours sage de refaire soigneusement l'alignement des étages M.F. et des circuits de la gamme P.O. du récepteur utilisé à la suite d'un adaptateur O.C. Ce récepteur peut être du type à lampes ou à transistors, du type de table ou être un auto-radio... Tous les « mariages » sont possibles. L'adaptateur peut être alimenté par le récepteur ou avoir une alimentation autonome séparée... Dans tous les cas, l'utilisateur reste surpris des résultats obtenus.

●

## 6° ADAPTATEUR SPECIAL POUR LA BANDE 80 M.

L'auditeur de radiodiffusion, possédant un récepteur normal, aime parfois écouter le trafic des amateurs-émetteurs: il peut

alors le faire sur les bandes 20 et 40 m.

Sur la bande 20 mètres, la stations françaises sont rarement audibles (zone de silence) ; on écoute surtout le correspondant lointain de la station française.

Sur la bande 40 mètres, c'est l'envahissement presque total par les stations de radiodiffusion, d'où compression des stations d'amateurs dans quelques étroits kc/s, avec toutes les interférences et tous des sifflements, brouillages et autres qui en résultent.

Les amateurs français se réfugient alors de plus en plus sur la bonne vieille bande de 80 mètres, et c'est sur cette bande que l'on écoute le trafic **entre stations françaises** avec le plus de confort.

Hélas, les récepteurs type « B.C.L. » ne comportent généralement pas la bande 80 m couvrant exactement de 3 500 à 3 800 kc/s. Aussi bien, avons-nous reçu plusieurs demandes réclamant la description d'un adaptateur simple, économique, prévu uniquement pour la bande 80 m. Ces lecteurs trouveront, dans les lignes suivantes, la description de l'appareil satisfaisant leurs désiderata.

Le schéma complet de l'adaptateur est montré sur la figure VIII-28-5.

Son principe, d'ailleurs absolument classique, est le suivant : les ondes de la bande 80 m recueillies par l'antenne, sont mises en évidence par le circuit accordé d'entrée $L_6$ ; ce circuit est réglé une fois pour toutes, vers le milieu de la bande à recevoir, disons sur 3.650 kc/s. Nous faisons battre l'onde incidente avec celle d'un oscillateur local $L_5$ accordé sur 4 650 kc/s. Il en résulte une fréquence interférentielle de 4 650 — 3 650 = 1 000 kc/s, soit 300 m, mise en évidence par $L_5$ et canalisée à l'entrée « antenne-terre » du récepteur normal réglé vers 300 m (bande PO) également.

En conséquence :

1° La fréquence 3 500 kc/s sera reçue lorsque le récepteur sera réglé sur 4 650 — 3 500 = 1 150 kc/s, soit 260 m environ ;

2° La fréquence 3 800 kc/s sera reçue lorsque le récepteur sera réglé sur 4 650 — 3 800 = 850 kc/s, soit 352 m environ.

Autrement dit, nous pouvons explorer la totalité de la bande 80 m de 3 500 kc/s à 3 800 kc/s, en manœuvrant le cadran du récepteur normal de 260 à 352 mètres (gamme PO).

Revenons à notre figure VIII-28-5, laquelle se passe d'ailleurs de longs commentaires. Le tube effectuant le changement de fréquence exposé ci-dessus, est du type ECH 81. Sauf indication spéciale, toutes les résistances utilisées sont du type miniature carbone 1/2 watt.

Tous les condensateurs de capacité inférieure ou égale à 2 000 pF sont du type céramique ; les autres sont à diélectrique au papier.

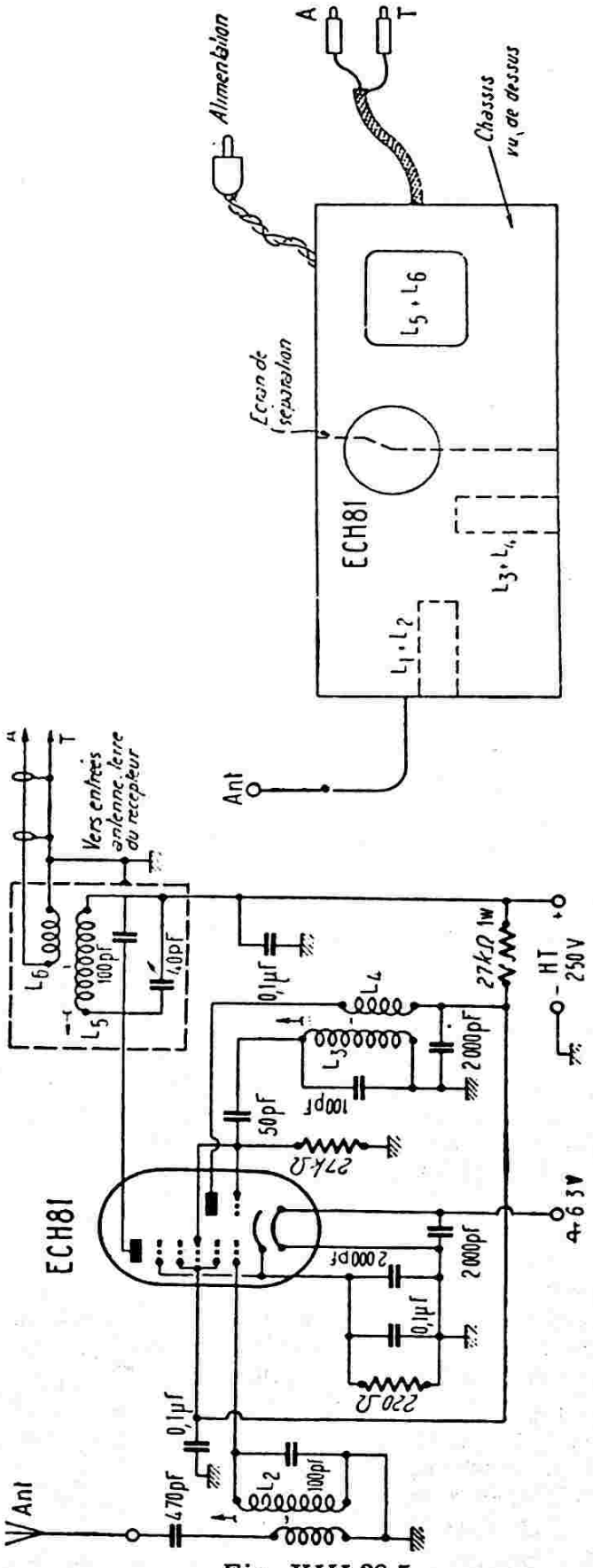



*Fig. VIII-28-5*

Les bobinages accord et oscillateur sont conçus de la façon suivante :

*Accord*

$L_1$ = bobine d'antenne ; 24 tours de fil de cuivre de 2/10 de mm de diamètre isolé par deux couches de soie ; enroulement à spires jointives par dessus $L_2$ après interposition de quelques tours de ruban adhésif.

$L_2$ = bobine de grille ; 60 tours de fil de cuivre émaillé de 5/10 de mm de diamètre ; enroulement à spires jointives en trois couches successives sur un mandrin de 8 mm de diamètre avec noyau de fer ; réglage par le noyau vers 3 650 kc/s.

*Oscillateur*

$L_3$ = bobine de grille ; 40 tours de fil de cuivre émaillé de 5/10 de mm de diamètre ; enroulement à spires jointives en deux couches successives sur un mandrin de 8 mm de diamètre avec noyau de fer ; réglage par le noyau sur 4 650 k/cs.

$L_4$ = bobine de plaque ; 12 tours de fil de cuivre de 2/10 de mm de diamètre isolé par deux couches de soie ; enroulement à spires jointives par dessus $L_3$ après interposition de quelques tours de ruban adhésif. On recherchera le sens des connexions + **HT** et **plaque** aux bornes de $L_4$, de façon que l'entretien des oscillations soit assuré.

Le circuit de sortie est constitué comme suit :

$L_5$ = 200 tours nid d'abeille, fil de cuivre de 2/10 de mm sous soie sur un mandrin de 8 mm de diamètre à noyau de fer ; accord sur 1 000 kc/s par le noyau et par le condensateur ajustable de 40 pF.

$L_6$ = 70 tours nid d'abeille, fil de cuivre de 2/10 de mm sous soie, bobinés sur le même mandrin que $L_5$ ; distance entre $L_5$ et $L_6$ : 3 mm.

Le circuit de sortie comprenant $L_5$, $L_6$, et les deux condensateurs d'appoint doit être monté à l'intérieur d'un boîtier métallique formant blindage relié à la masse (boîtier de transformateur MF, par exemple).

Un autre procédé de réalisation de ce circuit de sortie consiste à utiliser, pour $L_5$, la bobine d'accord PO, provenant d'un bloc de bobinages, et pour $L_6$, la bobine antenne de cette même gamme.

La liaison aux douilles A-T (antenne-terre) du récepteur normal s'effectue à l'aide d'un morceau de câble coaxial, blindage relié à la masse.

L'alimentation chauffage et haute tension de l'adaptateur est fournie par le récepteur ; nous conseillons d'intercaler deux prises « olive » modèle utilisé pour les cadres antiparasites. Il est alors facile d'installer ou de supprimer rapidement l'adaptateur. Mieux même, si le récepteur utilise un cadre antiparasite l'adaptateur s'installe exactement en lieu et place du cadre (fiche d'alimentation et fiches « antenne-terre »).

Précisons que les résultats obtenus dépendent en grande partie de l'antenne **Ant.** utilisée. Pour la bande de 80 m, l'antenne n'est jamais trop longue (!), surtout en propagation diurne. Les meilleurs résultats sont obtenus avec une antenne de 40 mètres de longueur. Toutefois, nous avons pu avoir de bonnes réceptions en utilisant comme aérien... une antenne de télévision (câble et antenne formant collecteur d'ondes : blindage et fil central du câble reliés ensemble).

La réalisation pratique de cet adaptateur est aussi simple que son schéma. L'ensemble est monté sur un petit châssis métallique ; les organes sont répartis comme le montre la figure VIII-28-5 (dessin de droite). On notera la présence d'un écran métallique de séparation soudé au canon central du support ECH81, écran également soudé à la masse, traversant de part en part le châssis, et isolant électrostatiquement le circuit de sortie anodique du reste du montage.

Pour l'esthétique et la présentation, l'ensemble peut être avantageusement placé à l'intérieur d'un petit coffret en bois ou en matière plastique. Il est inutile de prévoir des trous pour les réglages, les circuits $L_2$, $L_3$ et $L_5$ étant accordés, une fois pour toutes, rappelons-le.

Pour la mise au point, après avoir raccordé adaptateur et récepteur, on place le récepteur sur 1 000 kc/s (300 m) en gamme PO. Puis, on règle $L_5$ par son noyau et le condensateur ajustable de 40 pF, de façon à obtenir le maximum de bruit de fond.

A l'aide d'une hétérodyne modulée accordée sur 3 650 kc/s, on attaque l'entrée de l'adaptateur et l'on règle le noyau de $L_3$ pour obtenir le signal appliqué (audition par le récepteur). Il suffit ensuite d'accorder le noyau de $L_2$ pour l'obtention du maximum d'audition.

Nous pouvons alors brancher l'antenne à l'entrée de l'adaptateur ; nous devons toujours entendre le signal modulé sur 3 650

1 kc/s issu de l'hétérodyne. Nous pouvons retoucher et vérifier les réglages de $L_6$ et de $L_2$, toujours en recherchant l'audition maximum. Ceci est surtout valable pour $L_3$ dont l'accord a pu être modifié selon l'importance de l'antenne utilisée ; ne pas retoucher le réglage de $L_3$ (oscillateur).

Comme nous l'avons dit, les réglages de l'adaptateur n'auront plus à être manœuvrés et l'exploration de la bande 80 m, de 3 500 à 3 800 kc/s, se fera en « balayant » le cadran du récepteur normal de 260 m à 352 m environ.

## 7° ADAPTATEUR O.C. A TUBES BATTERIES.

L'avantage d'un adaptateur OC à lampes du type « batterie » est avant tout sa faible consommation. Cet adaptateur a été conçu pour être utilisé, soit devant un récepteur auto-radio classique, soit devant un récepteur à transistors installé éventuellement à bord du véhicule (l'un et l'autre de ces récepteurs ne permettant pas la réception des bandes réservées au trafic amateur).

Le schéma de cet adaptateur est représenté sur la figure VIII-28-6.

Il comporte un étage amplificateur HF avec tube 1T4 et un étage changeur de fréquence (mélangeur et oscillateur) avec tube DK92.

La sortie de cet adaptateur s'effectue sur 1 600 kHz environ (extrémité de la bande PO ; fréquence sur laquelle doit être réglé le récepteur faisant suite). Le transformateur de sortie Tr. MF de l'adaptateur est évidemment ajusté sur cette fréquence.

Si le récepteur faisant suite ne permet pas d'atteindre 1 600 kHz, il ira toujours au moins à 1 500 kHz (200 m). On adoptera alors cette fréquence et l'on accordera Tr. MF sur 1 500 kHz également.

Nous avons prévu la réception des gammes suivantes : 3,5, 7, 14, 21 et 28 MHz ; ceci, au moyen de bobinages interchangeables sur mandrin à broches.

Par bande à recevoir, il nous faut trois mandrins à broches $M_1$, $M_2$ et $M_3$.

$M_1$ comporte les enroulement $L_1$ et $L_2$ ; $M_2$ comporte les enroulements $L_3$ et $L_4$ ; enfin, $M_3$ comporte les enroulements $L_5$ et $L_6$.

La figure VIII-28-7 illustre ce que nous venons de dire et nous indique les connexions des enroulements (compte tenu que tous les enroulements sont bobinés dans le même sens).

Il s'agit de mandrins à noyau de fer Métox en trolitul de 14 mm de diamètre, type 16 080, à 7 broches, se plaçant sur

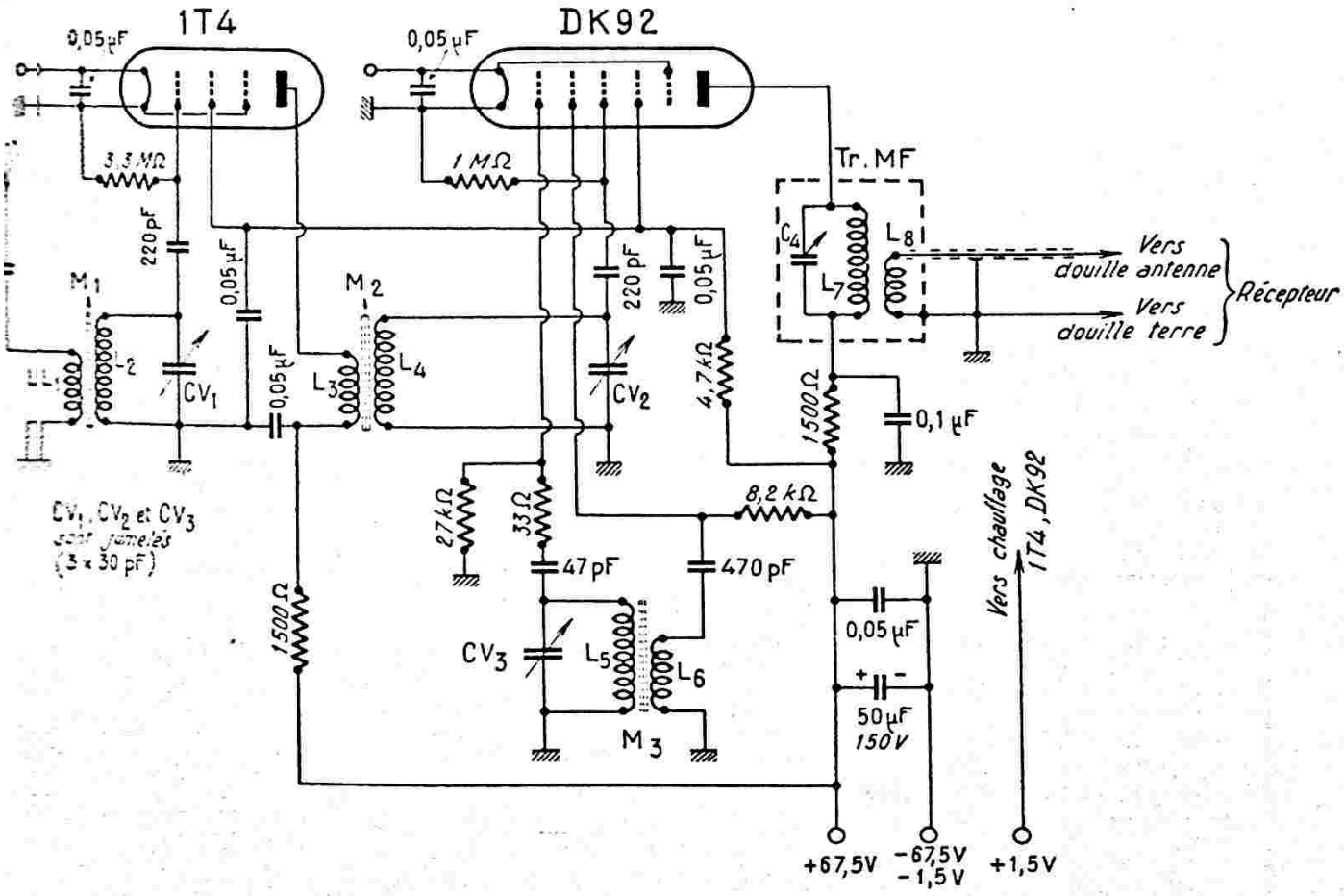



*Fig. VIII-28-6*

des supports miniatures 7 broches ordinaires (supports de lampes).

Bien entendu, rien n'empêche l'amateur tant soit peu inventif de réaliser les mêmes bobinages sur des mandrins de même diamètre, mais sans broches, et de réaliser le changement de gammes par commutation, à l'aide d'un commutateur rotatif à galettes par exemple (trois galettes : une galette pour chaque groupe de bobinage $M_1$, $M_2$ et $M_3$). Il convient cependant de préciser que les pertes sont moindres avec des bobinages interchangeables.

Le balayage des bandes d'amateurs se fait largement à l'aide des condensateurs variables $CV_1$, $CV_2$ et $CV_3$ de 30 pF chacun. Il s'agit de trois condensateurs type CTL29 de Aréna, jumelés en ligne (commande unique). Il est absolument superflu de prévoir des réglages indépendants pour ces trois condensateurs ; en effet, l'alignement correct et absolument impeccable est une chose extrêmement aisée à obtenir, précisément à cause de l'étroitesse des bandes réservées aux amateurs.

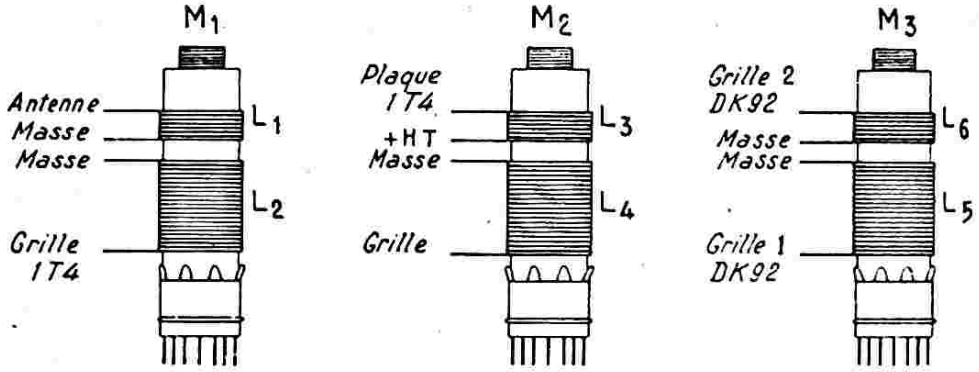



*Fig. VIII-28-7*

Revenons à la figure VIII-28-7. Nous avons représenté les fils des bobinages non connectés pour faciliter nos indications ; mais il va de soi que ces fils sont reliés aux broches des mandrins.

L'espacement entre $L_1$ et $L_2$ d'une part, et entre $L_3$ et $L_4$ d'autre part, est de 3 mm ; l'espacement entre $L_5$ et $L_6$ est de 5 mm.

Les enroulements sont à spires jointives.

Pour la bande 80 m, les bobinages $L_2$, $L_4$ et $L_6$ se font en deux couches successives après interposition d'un anneau de papier paraffiné sur la première couche (ou un anneau de ruban adhésif genre Scotch).

Le tableau ci-dessous résume les nombres de tours à exécuter pour chaque bande et pour les divers bobinages.

Avec la faible capacité des condensateurs variables (30 pF), on obtient un étalement très important des gammes. Bien entendu, ces condensateurs variables sont commandés par l'intermédiaire d'un démultiplicateur avec cadran (étalonné par l'amateur).

Passons maintenant au transformateur de sortie Tr. MF. La bobine $L_7$ est constituée par une bobine d'accord PO d'un vieux bloc ou d'un ancien récepteur. Contre $L_7$, on bobine l'enroulement $L_8$ formé par 20 à 30 tours de fil de 2/10 de mm sous soie. Enfin, $L_7$ est accordée, comme il a été dit précédemment sur 1 600 ou 1 500 kHz, au moyen du condensateur ajustable $C_4$ de 60 pF (ajustable Transco à air).

L'ensemble est enfermé dans un boîtier-blindage en aluminium (boîtier de transformateur MF).

| Bandes | Nombre de tours | | | | Fil |
|---|---|---|---|---|---|
| | $L_1$ et $L_3$ | $L_2$ et $L_4$ | $L_5$ | $L_6$ | |
| 80 m | 18 | 48 | 50 | 33 | 2/10 de mm soie |
| 40 m | 10 | 26 | 28 | 15 | 3/10 de mm soie |
| 20 m | 5 | 16 | 18 | 11 | 5/10 de mm émaillé |
| 15 m | 4 | 13 | 14 | 8 | id |
| 10 m | 3 | 7 | 8 | 6 | id |

La liaison au récepteur faisant suite s'effectue à l'aide d'un câble blindé à faibles pertes (câble coaxial).

La mise au point de cet adaptateur est très simple. Le récepteur et l'adaptateur sont reliés ensemble et mis sous tension. On règle le condensateur ajustable $C_4$ du circuit de sortie de l'adaptateur de façon à obtenir le maximum de bruit de fond par le haut-parleur du récepteur réglé sur 11 500 ou sur 1 600 kHz.

Puis on connecte l'antenne à l'entrée de l'adaptateur. Commençons, par exemple, par la bande 80 m. Les bobinages de cette bande sont mis en place et l'on règle le noyau de $M_3$ (oscillateur) pour caler la bande, c'est-à-dire pour obtenir la réception de 3 500 à 3 800 kHz par la manœuvre de la commande des condensateurs variables. Ensuite, il suffit de régler successivement les noyaux de $M_2$, puis de $M_1$, pour l'audition maximum. Un générateur HF étalonné (hétérodyne de mesure) est évidemment très utile, sinon indispensable, pour ces réglages.

Ensuite, on procède exactement de la même façon pour chacune des bandes.

L'alimentation de l'adaptateur nécessite normalement deux piles : une pile torche de 1,5 V pour le chauffage et une pile de 67,5 pour la haute tension. Notons que la consommation de cet adaptateur est très faible : en conséquence, les piles font un long usage.

On pourra utilement prévoir un interrupteur (simple ou double), intercalé entre les piles et l'adaptateur (interrupteur non représenté sur notre schéma).

Pour l'alimentation, d'autres solutions sont possibles. C'est ainsi que l'on pourra prélever le chauffage sur **un élément** de la batterie d'accumulateur du véhicule (élément délivrant 2 V) en intercalant en série une résistance de 5 ohms.

Pour l'alimentation HT, on pourra remplacer la pile par un générateur à transistors oscillateurs alimentés par la batterie 6 ou 12 V du véhicule.

### Récepteurs à double changement de fréquence.

#### 1° Récepteur commercial « Géloso G 209 R »

Le schéma général de cet appareil est représenté sur la figure VIII-29-A et B. Ce récepteur utilise évidemment le bloc de bobinages Géloso type RF-N-2619 avec tubes 6BA6, 12AU7 et 6BE6, décrit au chapitre VII, § 1 ; nous n'y reviendrons donc pas. La sortie en « première MF » s'effectue sur 44,6 MHz. Le second changement de fréquence est équipé d'un tube 6BE6 ($V_4$) avec tube oscillateur à quartz 12AU7 ($V_5$). Puis, nous avons deux étages MF sur 467 kHz avec tubes 6BA6 ($V_6$ et $V_7$), le premier transformateur MF de cette chaîne étant du type à quartz avec commutateur de sélectivité variable.

Le tube $V_8$ — 6T8 assure les fonctions de détection des signaux BF et de C.A.V. ; la section triode est l'oscillateur de battement (B.F.O.) pour la télégraphie. Ce même oscillateur est également utilisé pour la reconstitution de porteuse pour la réception des émissions à bande latérale unique (S.S.B.) avec tube de liaison mélangeur 6BE6 ($V_9$).

La double diode 6AL5 ($V_{10}$) est l'antiparasite limiteur agissant sur la détection.

L'amplificateur BF comprend une section triode de 12AX7 ($V_{11}$ A) et la tétrode finale 6AQ5.

Les redressements pour la polarisation et la HT sont effectués par des redresseurs au sélénium. Les chauffages du tube $V_8$ et du tube oscillateur 12AU7 ($V_2$) du premier changement de fréquence sont faits en tension stabilisée par l'intermédiaire d'un élément régulateur « Amperite 6 h 6 ». Le tube $V_{13}$ — OA2 est le régulateur de tension à gaz pour l'oscillateur $V_2$.

Un milliampèremètre utilisé en « S mètre » est commandé par le circuit anodique du tube $V_6$ amplificateur MF.

L'élément triode $V_{11}$ B du tube 12AX7 est le calibrateur à cristal « bout de bande » avec quartz de 3,5 MHz.

On remarquera que le tube oscillateur $V_8$ du second changement de fréquence groupe en réalité deux oscillateurs distincts ; l'un est équipé d'un quartz de 5 067 kHz, l'autre d'un quartz de 4 133 kHz. Pour la réception des émissions à modulation d'amplitude normale, on peut utiliser indifféremment l'un ou l'autre des oscillateurs. Par contre, pour la réception des émissions modulées en bande latérale unique (S.S.B.), on passe sur l'un ou sur l'autre quartz, selon qu'il s'agit de la bande inférieure ou supérieure qui est transmise. Les lecteurs non familiarisés avec cette technique peuvent se reporter au chapitre XIX.

#### 2° Récepteur type « SR - 2CF - 18 »

Il s'agit ici d'une réalisation « 100 % amateur » faite à partir d'un bloc de bobinages modèle HA 64 ou 65 des établissements P. Michel. Ce récepteur à double changement de fréquence présente une « première MF » de 1 600 kHz ; il permet la réception en bandes étalées de toutes les gammes « amateur » décamétriques.

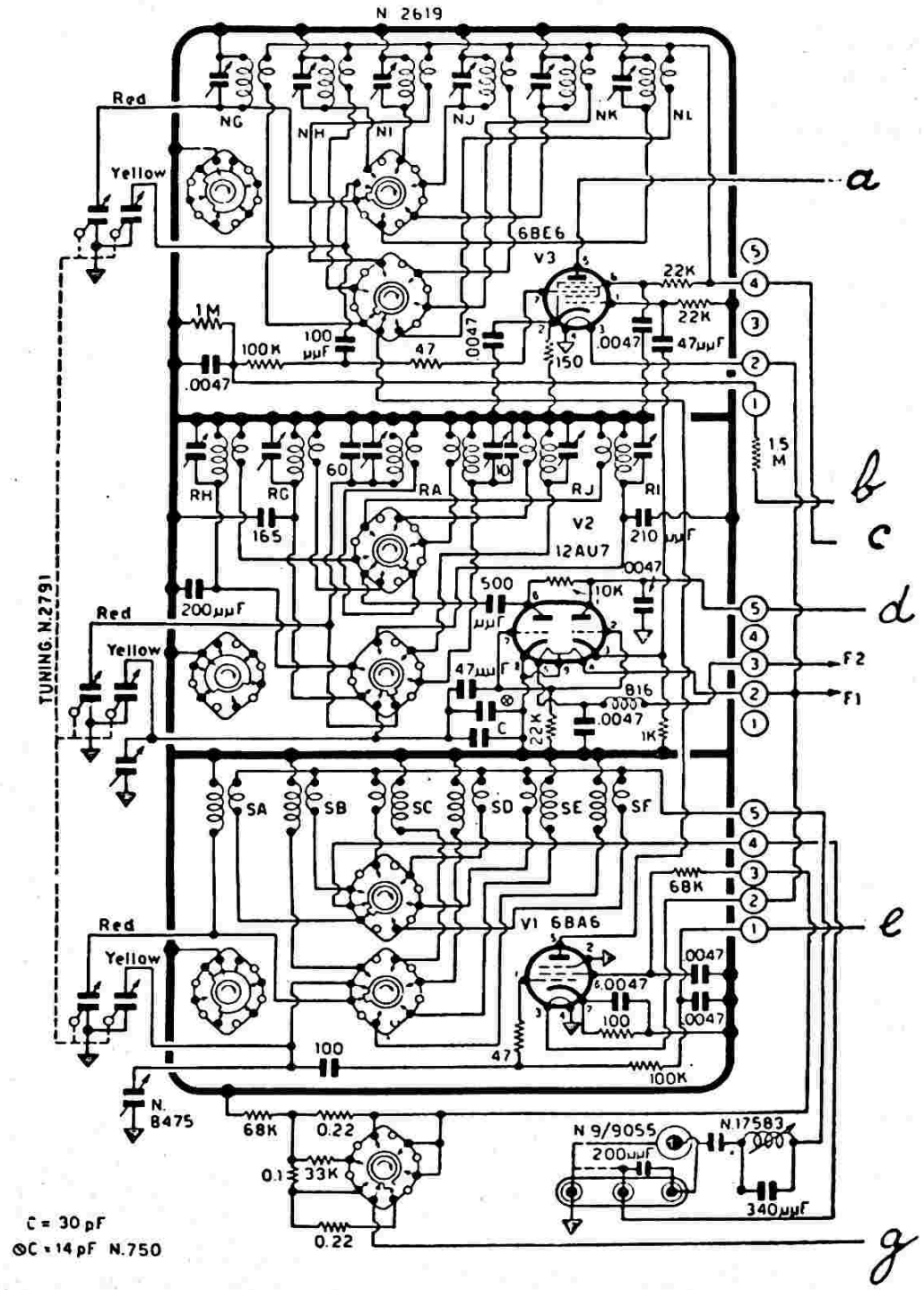


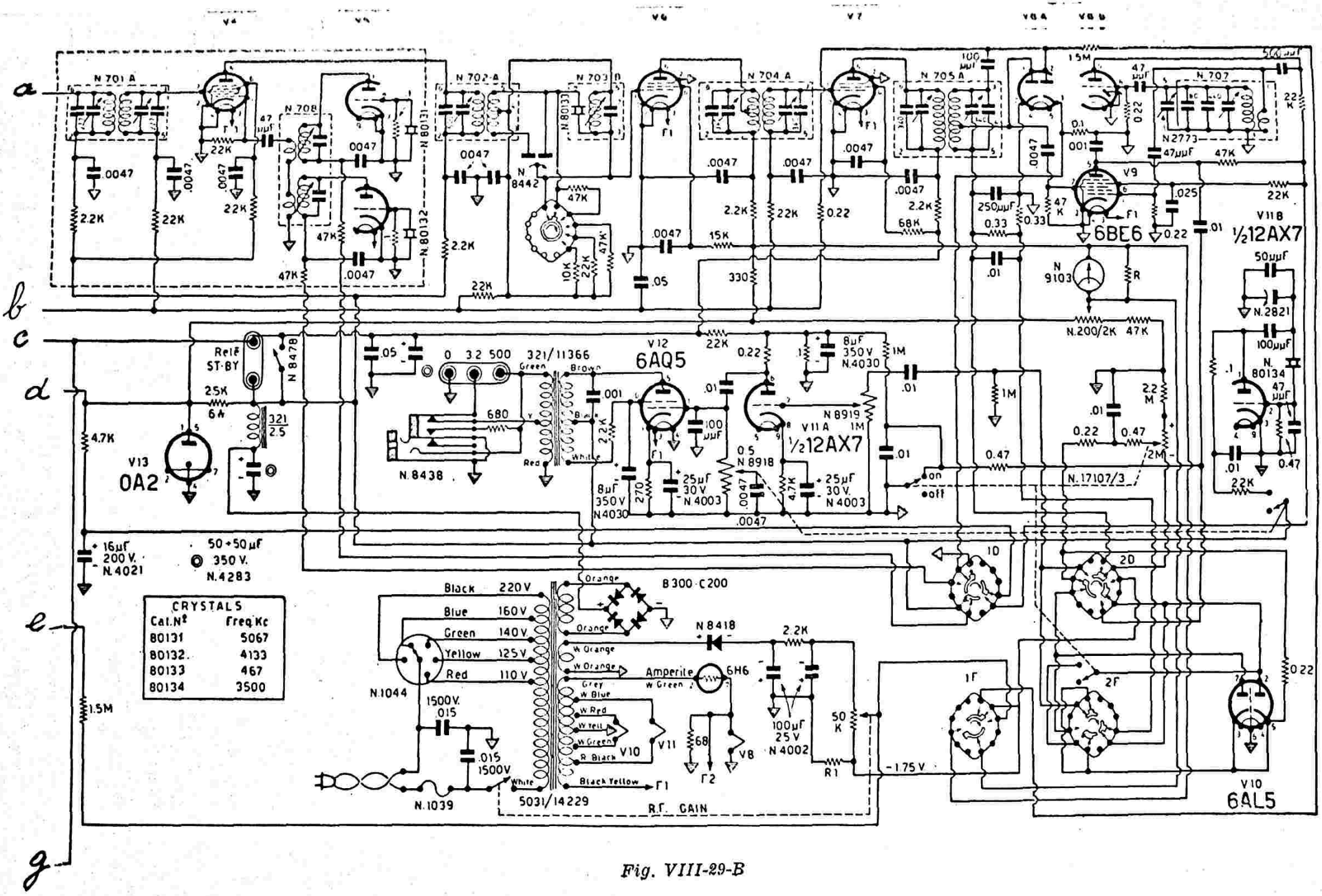

*Fig. VIII-29-A*

Le bloc HA64 ou 65 est un bloc compact groupant les bobinages, leurs commutations, le condensateur variable à trois cases (3 × 30 pF), le cadran et les lampes (EF85, 6BA7 et EC92). Nous avons la réception en bandes étalées des gammes 3,5, 7, 14, 21 et 28 MHz ; toutes les gammes sont inscrites sur le cadran et une échelle auxiliaire graduée de 0 à 180 permet un repérage facile. L'ensemble présente les dimensions suivantes : 230 × 200 × 185 mm (voir fig. VIII-30).

Le schéma complet du récepteur est montré sur la figure VIII-31 - A et B. Mais avant de procéder à son examen détaillé, restons encore un instant avec le bloc HA64-65, tout en suivant la figure.

L'étage HF comporte une pentode EF85 (6BY7). L'étage mixer est équipé d'un tube 6BA7 qui est actuellement le tube heptode-mélangeur « soufflant » le moins pour une pente de conversion élevée (meilleur rapport signal/souffle). L'oscillateur est du type EC92 dont l'alimentation HT (150 volts) est stabilisée par un tube à gaz type OA2.

Les cosses du bloc pour les connexions sont repérées de 1 à 13. Toutes les cosses



a
b
c
d
e
g
N 701 A
N 708
N 702 A
N 703 B
N 704 A
N 705 A
N 707
N 8442
N 8131
N 80132
N 80133
N 2773
V9
6BE6
V11B
½12AX7
N 9103
N.2821
N.200/2K
N. 80134
N.17107/3
V12
6AQ5
V11A
½12AX7
N 8919
N 8918
N 8438
321/11366
Relé ST-BY
N 8478
V13
0A2
16µF 200 V. N.4021
50+50µF 350 V. N.4283
CRYSTALS
Cat.Nº Freq.Kc
80131 5067
80132 4133
80133 467
80134 3500
Black 220V
Blue 160V
Green 140V
Yellow 125V
Red 110V
N.1044
N.1039
5031/14229
B300-C200
N 8418
Amperite
6H6
V10
V11
V8
F2
F1
R.F. GAIN
100µF 25V N 4002
-1.75V
V10
6AL5
1D
2D
1F
2F


*Fig. VIII-29-B*

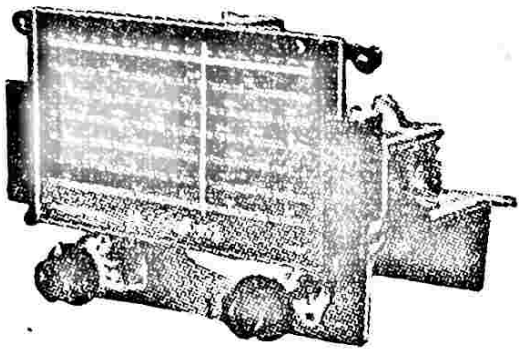


*Fig. VIII-30*

peuvent être utilisées pour la mesure commode des tensions d'alimentation ; mais seules les cosses 1, 3, 5, 7, 9, 10, 11 et 12 sont employées dans le câblage (voir schéma).

Le réglage de sensibilité préconisé à l'origine ne nous plaisant pas beaucoup, nous avons apporté une petite modification. La résistance de cathode de 180 Ω du tube EF85 (HF) est montée entre cathode et masse ; c'est-à-dire entre la cosse 10 et la masse ; nous avons modifié cette disposition en intercalant la résistance 180 Ω *en série* dans la connexion allant à la cosse 10 (voir figure VIII-31). Ceci, afin de pouvoir réaliser un réducteur de sensibilité HF agissant simultanément sur la *polarisation* du tube d'entrée et sur l'*antenne* (potentiomètre Pot. 1 de 5 000 Ω bobiné linéaire). Ce système est particulièrement intéressant dans le cas où des émetteurs puissants, voisins en fréquence de la station reçue, provoquent une transmodulation sur l'étage d'entrée.

A la sortie du bloc HA64-65 (anode du tube 6BA7) nous disposons d'un signal à fréquence constante (dite « première MF ») de 1 600 kc/s. Cette première moyenne fréquence de valeur élevée permet d'obtenir, on le sait, un affaiblissement considérable à la fréquence-image, même à 30 Mc/s. Cette « première MF » est mise en évidence par le transformateur moyenne fréquence MF1 accordé évidemment sur 1 600 kc/s.

Ensuite, nous avons le deuxième changement de fréquence effectué par le tube triode-heptode ECH81. L'élément triode fonctionne en oscillateur à cristal. Notre second canal MF étant accordé sur 455 kc/s, il nous faut un cristal de 2 055 kc/s (1 600 + 455).

Examinons maintenant ce deuxième canal MF. Nous avons tout d'abord le transformateur $MF_2$ avec filtre à quartz type 162 de la S.E.P.E. (ou similaire). Outre le quartz Q (de 455 kc/s) et le transformateur lui-même, le boîtier comprend également un petit condensateur variable $CV_1$ et un commutateur à deux positions Inv. 1. Le condensateur variable permet de déplacer le point d'affaiblissement, soit en deça, soit au-delà, de la fréquence désirée ; en d'autres termes, il déplace l'arc de réjection de la courbe de transmission sur telle ou telle fréquence voisine gênante, d'où affaiblissement plus particulier sur ladite fréquence. Le commutateur Inv. 1 permet, en position 1, d'utiliser le filtre à quartz et de bénéficier de sa haute sélectivité. En position 2, le filtre est hors service, et on est alors en présence d'un transformateur MF ordinaire.

L'emploi d'un transformateur avec filtre à quartz est généralement très apprécié des passionnés de la télégraphie du fait de la grande sélectivité qu'il procure. Néanmoins, nous verrons plus loin des modifications possibles au montage proposé sur la figure VIII-31.

La suite de notre second canal MF peut être considérée comme classique. Nous avons successivement deux étages amplificateurs équipés de deux tubes EF89 et comportant les transformateurs $MF_3$ et $MF_4$ (évidemment accordé sur 455 kc/s également).

Nous avons ensuite une double diode 6AL5 - EB91 dont un élément assure la détection des signaux BF, et l'autre élément, la commande automatique de volume différée (C.A.V.).

Sur la ligne du C.A.V., nous remarquons l'interrupteur Int. 1 permettant le court-circuit à la masse. La suppression de l'action de la C.A.V. est, en effet, utile dans certains cas. Par exemple :

a) Pour l'écoulement du trafic en « duplex », le récepteur n'est plus freiné, voire bloqué, par l'émetteur voisin.

b) Pour la réception des signaux télégraphiques *non* modulés, réception s'opérant à l'aide du B.F.O., le récepteur n'est pas bloqué par l'oscillateur local de battement.

Passons maintenant au dispositif limiteur de parasites. Il est du type « série-shunt » avec une double diode 6AL5 dont un élément est monté en shunt, et l'autre, en série. On passe du fonctionnement avec antiparasite au fonctionnement sans antiparasite par la manœuvre de l'inverseur Inv. 2.

Le « S-mètre » est commandé par la tension continue issue de la détection BF. Cet appareil donne la valeur relative en unités « S » internationales du champ incident de la station reçue. Il utilise une section triode d'un tube ECC82, montée en amplificatrice de la tension continue de détection. La mesure du champ est faite par

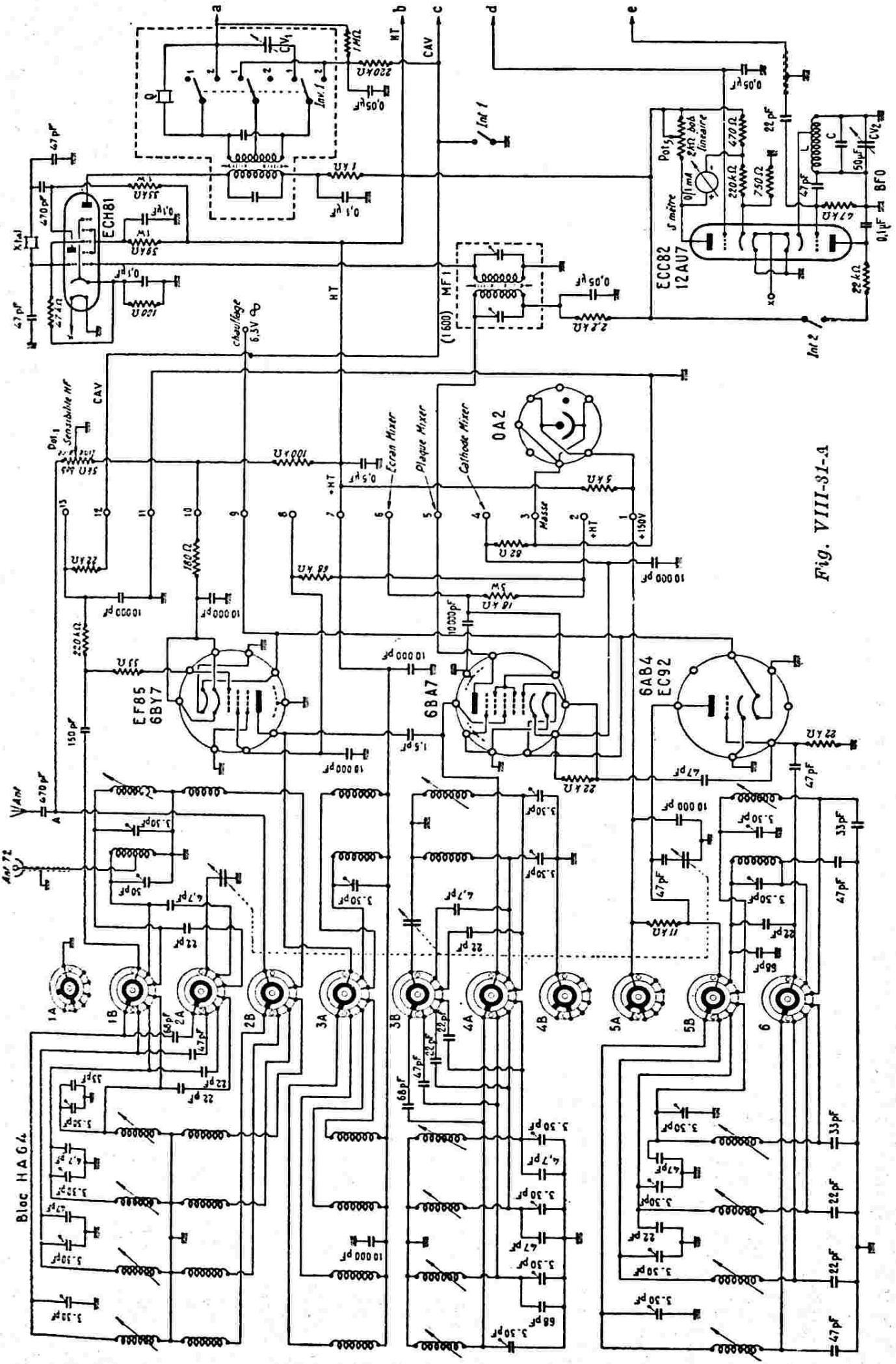

ECH81
ECC82
12AU7
EF85
6BY7
6BA7
6AB4
EC92
OA2
Bloc HAG4
Ecran Mixer
Plaque Mixer
Cathode Mixer
Sensibilité HF
Masse
Int 1
Int 2
CAV
HT
MF1
(1600)
BFO
Ant 72
Ant

Fig. VIII-31-A

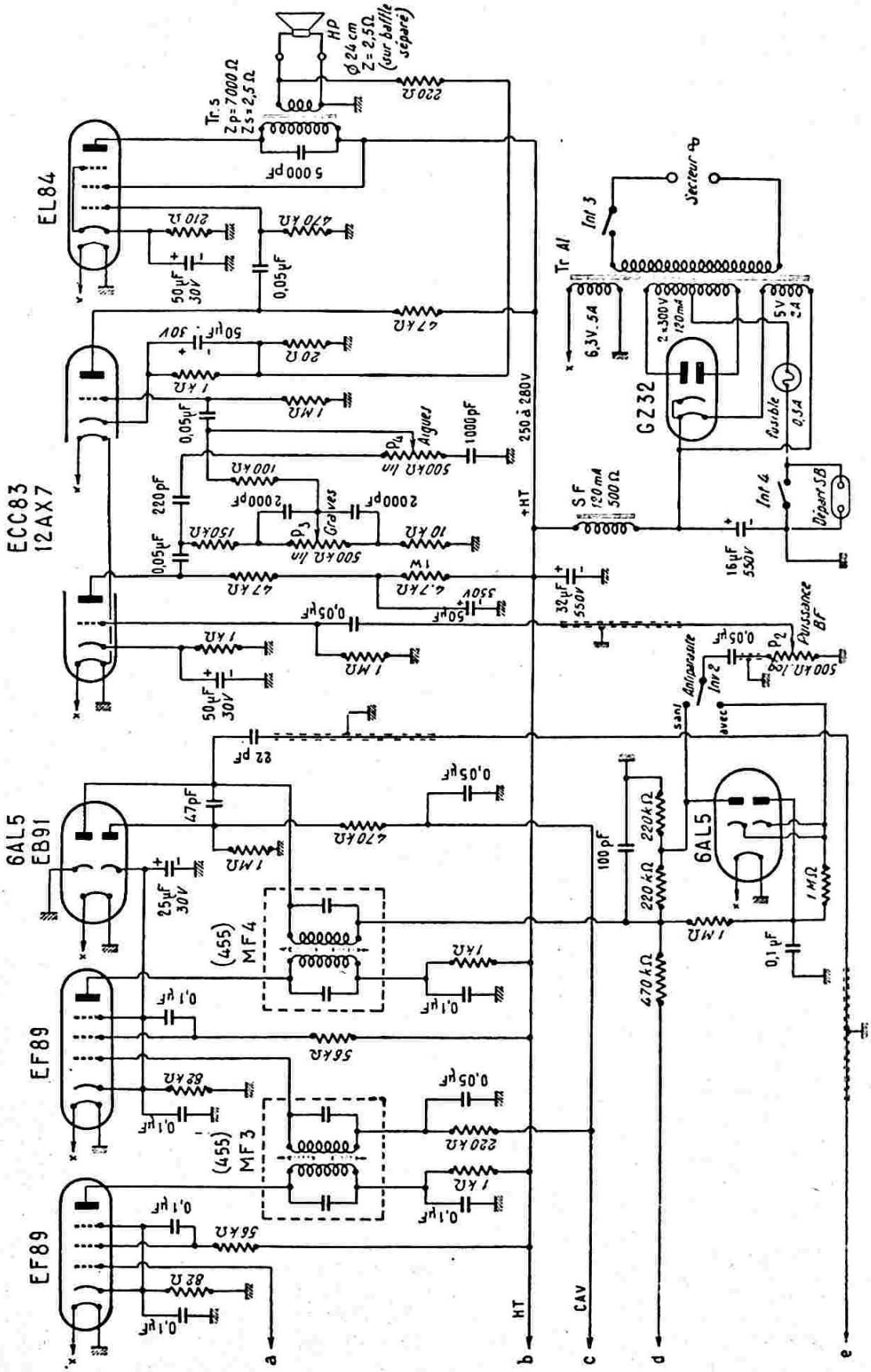

EL84
ECC83
12AX7
6AL5
EB91
EF89
EF89
6AL5
GZ32
Tr. s
Zp = 7000 Ω
Zs = 2,5 Ω
HP
Ø 24 cm
Z = 2,5 Ω
(sur baffle séparé)
Tr A1
Int 3
Secteur
6,3V. 5A
2 × 300 V
120 mA
5V
2A
fusible
0,5A
Int 4
Départ SB
SF
120 mA
500 Ω
16 µF
550V
32 µF
550V
250 à 280V
+HT
Aigues
Graves
Antiparasite
Inv 2
Puissance BF
sans
avec
(455)
MF 4
(455)
MF 3
HT
CAV
a
b
c
d
e

Fig. VIII-31-B

la lecture sur un milliampèremètre de déviation totale 1 mA monté en pont dans le circuit anodique. Le potentiomètre Pot. 5 (2 000 Ω bobiné linéaire) permet de corriger les déviations de l'aiguille dues aux variations de tensions du réseau, c'est-à-dire de « faire le zéro » de l'appareil en l'absence d'émission.

Le cadran du milliampèremètre devra être gradué de zéro à neuf unités « S » du code international, et en décibels, au-dessus ; mais encore faut-il faire un étalonnage correct. Nous ne voulons pas entrer dans les détails de ce travail ici, et nous renvoyons le lecteur au chapitre IV, § 11.

Le second élément triode du tube ECC82 est utilisé en oscillateur de battement pour la réception hétérodyne de la télégraphie non modulée ; c'est le B.F.O. Par battement on obtient une note audible de 800 à 1 500 c/s par exemple, réglable au gré de l'opérateur par la manœuvre du petit condensateur variable incorporé $CV_2$ de 50 pF. Il s'agit d'un simple oscillateur à couplage cathodique utilisant un circuit LC accordé sur la valeur MF (soit 455 kc/s). Le circuit LC est constitué par un enroulement accordé (primaire ou secondaire) d'un transformateur MF ; on débobine environ 30 tours pour faire la connexion de cathode (côté masse) que l'on rebobine ensuite soigneusement. On peut également faire appel à un bobinage oscillateur B.F.O. du commerce.

Le B.F.O. est alimenté en haute tension par la fermeture de l'interrupteur Int. 2. L'injection de l'oscillation locale se fait sur la diode de détection BF par un morceau de câble blindé comportant une capacité de 22 pF à chacune de ses extrémités.

Lorsque l'on met le B.F.O. en service, il ne faut pas omettre de supprimer l'action de la C.A.V. en court-circuitant la ligne par fermeture de Int. 1. Si non, du fait de l'injection additive du B.F.O., on aurait une réduction de la sensibilité du récepteur. Enfin, il est indispensable de blinder (avec un vieux boîtier de transformateur MF, par exemple) tous les circuits de l'oscillateur de battement : L, C, $CV_2$, résistance et condensateur de grille.

Nous arrivons maintenant à la section BF de notre récepteur.

A la sortie de détection, nous avons le potentiomètre Pot. 2 (500 kΩ carbone, logarithmique) permettant le réglage général de la puissance BF. Vient ensuite, un premier étage d'amplification avec un élément triode de ECC83 - 12AX7, suivi d'un second étage équipé de l'autre élément triode de ECC83. Mais, entre ces deux étages, nous avons monté un circuit correcteur permettant le réglage séparé des graves (Pot. 3 carbone linéaire 500 kΩ) et des aiguës (Pot. 4 carbone linéaire 500 kΩ).

L'étage final de puissance BF comporte un tube EL84 ; les caractéristiques du transformateur de sortie Tr. S sont données sur le schéma. Une contre-réaction en tension (10 %) non sélective est effectuée entre secondaire du transformateur de sortie et cathode du second élément ECC83.

Le transformateur de sortie Tr. S est fixé sur le châssis du récepteur ; par contre, le haut-parleur est monté sur un baffle séparé (baffle d'encoignure, par exemple). L'enceinte acoustique de grand volume, séparée du récepteur, permet d'obtenir une meilleure reproduction ; en outre, on est certain d'éliminer ainsi l'effet microphonique dû aux vibrations des électrodes des lampes, des lames des condensateurs variables, etc..., effet microphonique toujours très sensible en ondes courtes.

Pour terminer avec la figure VIII-31, il ne nous reste que l'alimentation à examiner ; elle est d'ailleurs très classique. La valve utilisée est du type GZ32 et les caractéristiques de tous les éléments, largement calibrés, sont données directement sur la figure.

L'interrupteur Int. 3 est l'interrupteur général du récepteur (secteur). Quant à l'interrupteur Int. 4, Il permet l'arrêt du récepteur par coupure de la haute tension et offre ainsi la possibilité de reprendre l'écoute instantanément au moment voulu. Une prise femelle, située à l'arrière du châssis (départ SB), est reliée en parallèle sur l'interrupteur Int. 4 ; elle permet la connexion au tableau de commande de la station pour la mise en service « émetteur-récepteur » par l'intermédiaire un inverseur unique (commande « standing-by »).

**Réalisation pratique.**

1° Toutes les résistances dont la puissance n'est pas spécifiée sur le schéma sont du type 0,5 W.

2° Tous les condensateurs dont la capacité est inférieure à 2 000 pF sont du type mica ou céramique.

3° Faire tous les retours de masse, *étage par étage*, sur le canon central du support de lampe, ledit canon étant relié en un point unique soudé au châssis.

4° La figure VIII-32-1 montre la disposition générale des éléments sur le châssis (vu de dessus). Sur la figure VIII-32-2, nous avons la répartition des commandes sur le panneau avant (solidaire du châssis).

Le châssis doit présenter les dimensions suivantes : 540 × 380 × 100 mm (dimensions pouvant être légèrement modifiées selon le matériel employé) ; les dimensions

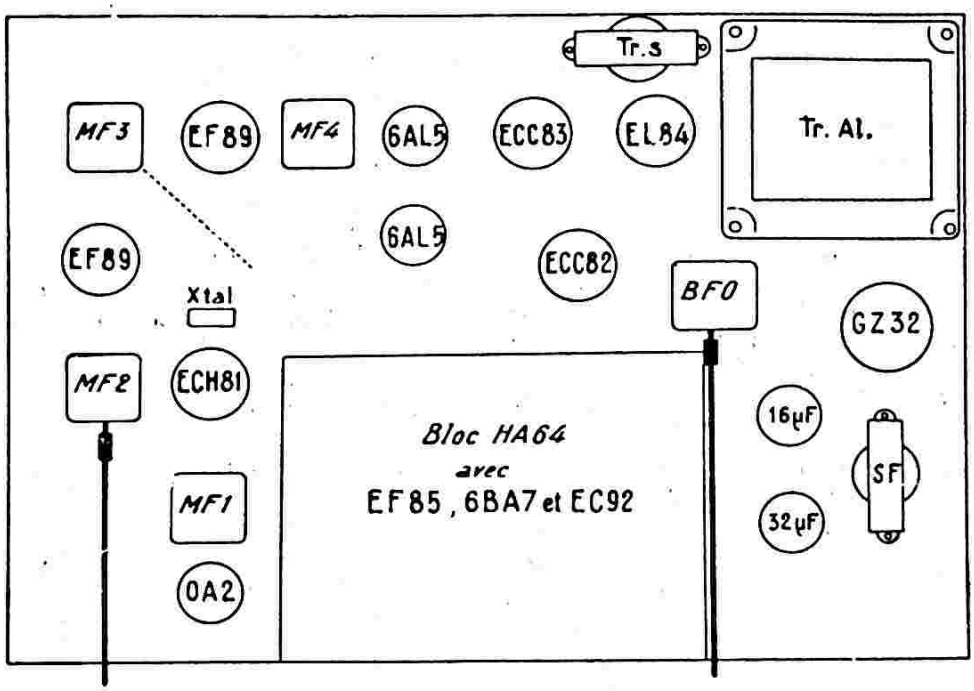



*Fig. VIII-32-1*

du panneau-avant sont 540 × 300 mm environ. Un coffret métallique, avec couvercle et ajouré pour l'aération et le refroidissement reçoit l'ensemble.

Les commandes de $CV_1$ et de Inv. 1 du transformateur $MF_2$ et la commande de $CV_2$ de l'oscillateur B.F.O. sont « sorties » sur le panneau avant au moyen de longs prolongateurs d'axes (diamètre : 6 mm).

La chaîne MF du second canal moyenne fréquence « tourne » à angle droit sur le transformateur $MF_3$. Pour éviter tout couplage statique entre les éléments résistances et condensateurs des deux tubes amplificateurs EF89, on place un écran métallique de séparation, à 45°, sous le châssis ; il est représenté en pointillés sur la figure VIII-32-1.

5° A l'arrière du châssis, nous avons les prises d'antenne et terre, la prise SB (standing-by) et la prise pour le branchement du haut-parleur.

6° Sur le panneau-avant (figure VIII-32-2), nous avons les commandes suivantes :

Commutateur de gammes.

Recherche des stations (aiguille du cadran).

Pot. 1 = sensibilité HF.
Pot. 2 = puissance BF.
Pot. 3 = graves.
Pot. 4 = aiguës.
Pot. 5 = réglage « zéro » S-mètre.
Int. 1 = C.A.V.
Int. 2 = B.F.O.
Int. 3 = alimentation générale (secteur).
Int. 4 = haute tension.

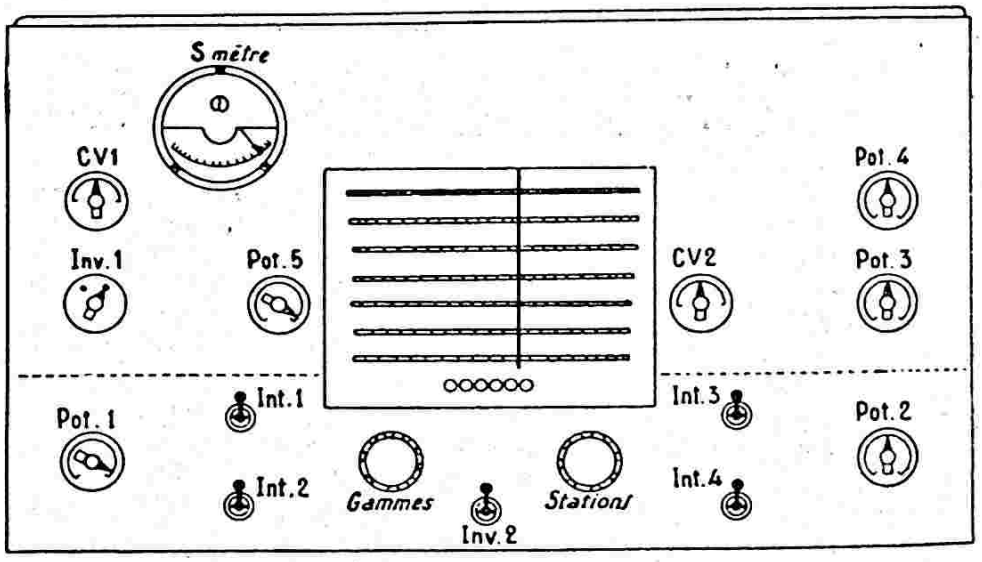



*Fig. VIII-32-2*

$CV_1$ = réglage phase (sélectivité).
Inv. 1 = sélectivité $MF_2$.
$CV_2$ = réglage note B.F.O.
Inv. 2 = antiparasite limiteur.

7° Au point de vue câblage, on s'astreindra à faire des connexions aussi courtes et directes que possible. Sur la figure VIII-31, nous n'avons représenté des fils blindés que pour la liaison du B.F.O. et pour les connexions au potentiomètre Pot. 2 (puissance BF). En réalité, il y en a d'autres. C'est ainsi que les connexions allant à l'inverseur Inv. 2 du limiteur doivent être faites également en fil blindé (blindage relié à la masse).

En ce qui concerne le correcteur BF (graves et aiguës) tous les condensateurs et les résistances doivent être montés *vers le support* du tube ECC83, en s'aidant de cosses-relais. Seuls, les deux potentiomètres Pot. 3 et Pot. 4 sont installés sur le panneau-avant, et les connexions y aboutissant doivent évidemment être exécutées également avec du fil blindé.

**Modifications possibles.**

Certains lecteurs voudront sans doute obtenir une bonne sélectivité sans pour autant faire appel à un transformateur avec filtre à quartz. Pour cela, il suffit de réaliser une chaîne $MF_2$, $MF_3$ et $MF_4$ sur une fréquence de réglage peu élevée, soit sur 105 kc/s, soit sur 120 kc/s. Il faut se procurer les transformateurs MF convenables et utiliser un cristal (*Xtal* triode ECH81) de fréquence adéquate : cristal de 1 705 kc/s pour le second canal MF sur 105 kc/s ou cristal de 1 720 kc/s pour le second canal MF sur 120 kc/s.

Bien entendu, la fréquence d'oscillation du B.F.O. doit également correspondre, c'est-à-dire qu'elle sera soit de 105 kc/s, soit de 120 kc/s, selon le cas.

2° Certains lecteurs préféreront sans doute, soit réaliser un canal $MF_2$, $MF_3$, $MF_4$, à sélectivité fixe mais sur 455 kc/s, soit réaliser ce canal moyenne fréquence à sélectivité variable par modification du couplage entre primaire et secondaire du transformateur $MF_2$ seul, ou sur les deux transformateurs $MF_2$ et $MF_3$. Tout cela est évidemment possible et nos lecteurs voudront bien alors se reporter à la description du récepteur « SR 12 », faite précédemment au numéro 3 du § 1 du présent chapitre.

Nos lecteurs voudront bien se reporter également à la description de ce récepteur pour les modifications suivantes (possibles) :

3° Adjonction d'un indicateur cathodique d'accord genre 6AF7, EM34 ou EM84.

4° Réunion des fonctions dernière amplification MF + détection + C.A.V. dans une même lampe, en l'occurrence un tube EBF80 (au lieu de EF89 + EB91).

5° Dérivation vers l'attaque de grille du tube EL84, allant à une prise pour l'écoute au casque.

Toutes ces modifications ou variantes sont possibles et très faciles à exécuter.

**Alignement.**

L'alignement des circuits est également très facile à conduire :

1° A l'aide d'un générateur HF, appliquer un signal de 455 kc/s entre la grille 1 de l'heptode ECH81 et la masse.

Régler successivement secondaire, puis primaire, des transformateurs $MF_4$, $MF_3$ et $MF_2$ (dans l'ordre) de façon à obtenir la déviation maximum du « S-mètre ».

Le signal appliqué par le générateur HF doit être aussi faible que possible : juste ce qu'il convient pour obtenir une déviation bien lisible de l'aiguille du « S-mètre ».

Revenir plusieurs fois successivement sur les réglages des transformateurs $MF_4$, $MF_3$ et $MF_2$, et dans l'ordre indiqué.

Il est bien évident que s'il s'agit d'un canal M.F. sur 105 ou sur 120 kc/s, le générateur H.F. doit être réglé sur la fréquence correspondante.

2° Connecter le générateur H.F. entre la grille 1 du tube 6BA7 et la masse, et appliquer le signal réglé sur 1 600 kc/s.

Régler successivement secondaire et primaire du transformateur $M.F._1$ de façon à obtenir la déviation maximum du « S mètre ».

3° En principe, aucun des réglages du bloc HA64-65 n'a à être touché (le bloc étant réglé en usine par le fabricant). En effet, si notre alignement à 455 kc/s est fait avec précision, et puisque, par ailleurs, l'oscillateur du second changement de fréquence est à cristal (donc, de fréquence exacte), les fréquences reçues doivent correspondre rigoureusement aux fréquences marquées sur le cadran.

### 3° Récepteur type « SW-M . 2/63 »

Le récepteur de trafic décrit ci-dessous est une variante de réalisation dérivée d'un intéressant montage conçu et exécuté par un amateur anglais, et décrit dans « Short Wawe Magazine » 2/63, volume XXI n° 12.

L'ensemble amplificateur H.F. et premier changeur de fréquence a été réalisé à partir d'un rotacteur de télévision en remplaçant, bien entendu, les bobinages des barrettes d'origine. Les valeurs des moyennes

fréquences sont 1 685 kHz pour le premier changement de fréquence et 465 kHz pour le second. Les gammes couvertes sont les bandes décamétriques « amateurs » de 10, 15, 20, 40 et 80 m.

L'étage amplificateur H.F. du type cascode comporte un tube double-triode ECC84 ($V_{14}$) ; il est suivi par le premier changeur de fréquence avec tube triode-pentode à grille cadre ECF 801 ($V_{15}$). Le schéma de

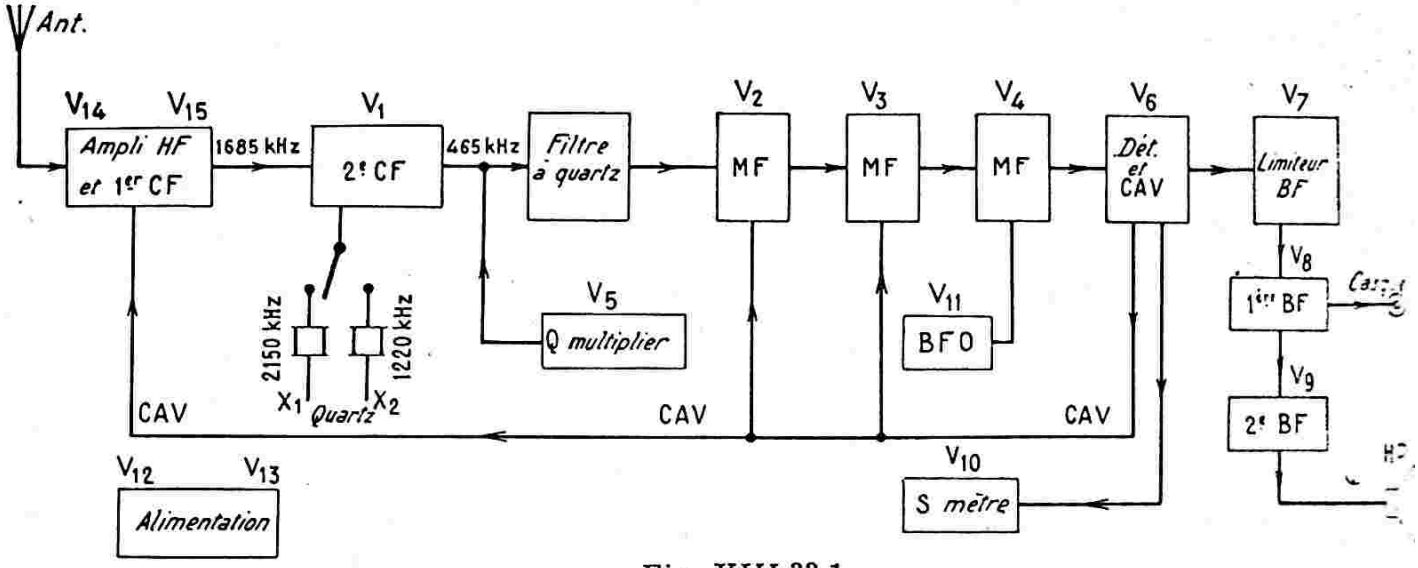



*Fig. VIII-33-1*

La figure VIII-33-1 montre le schéma fonctionnel de ce récepteur comportant 15 tubes.

cette première partie est représenté sur la figure VIII-33-2. La première moyenne fréquence de conversion est de 1 685 kHz ;

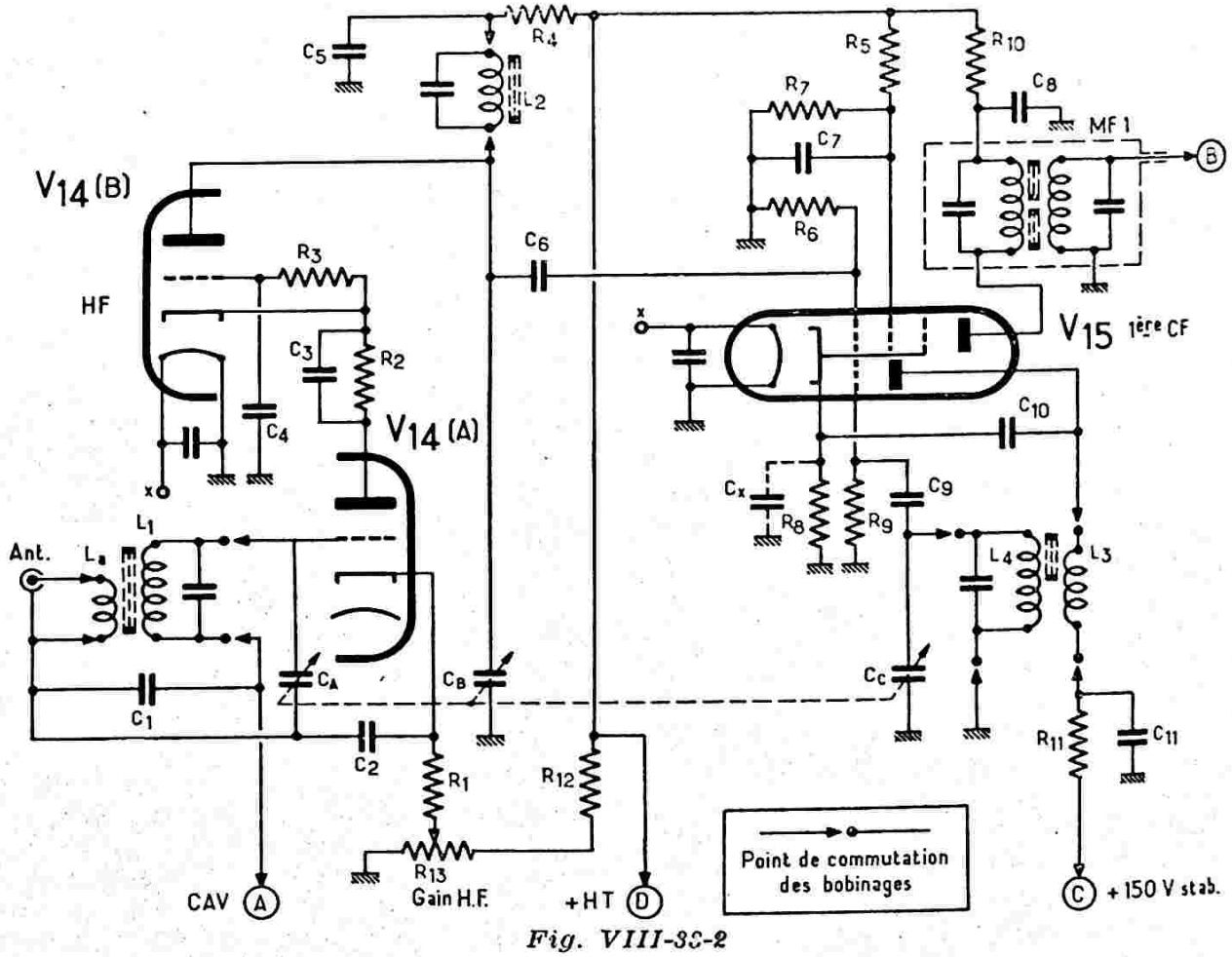



*Fig. VIII-33-2*

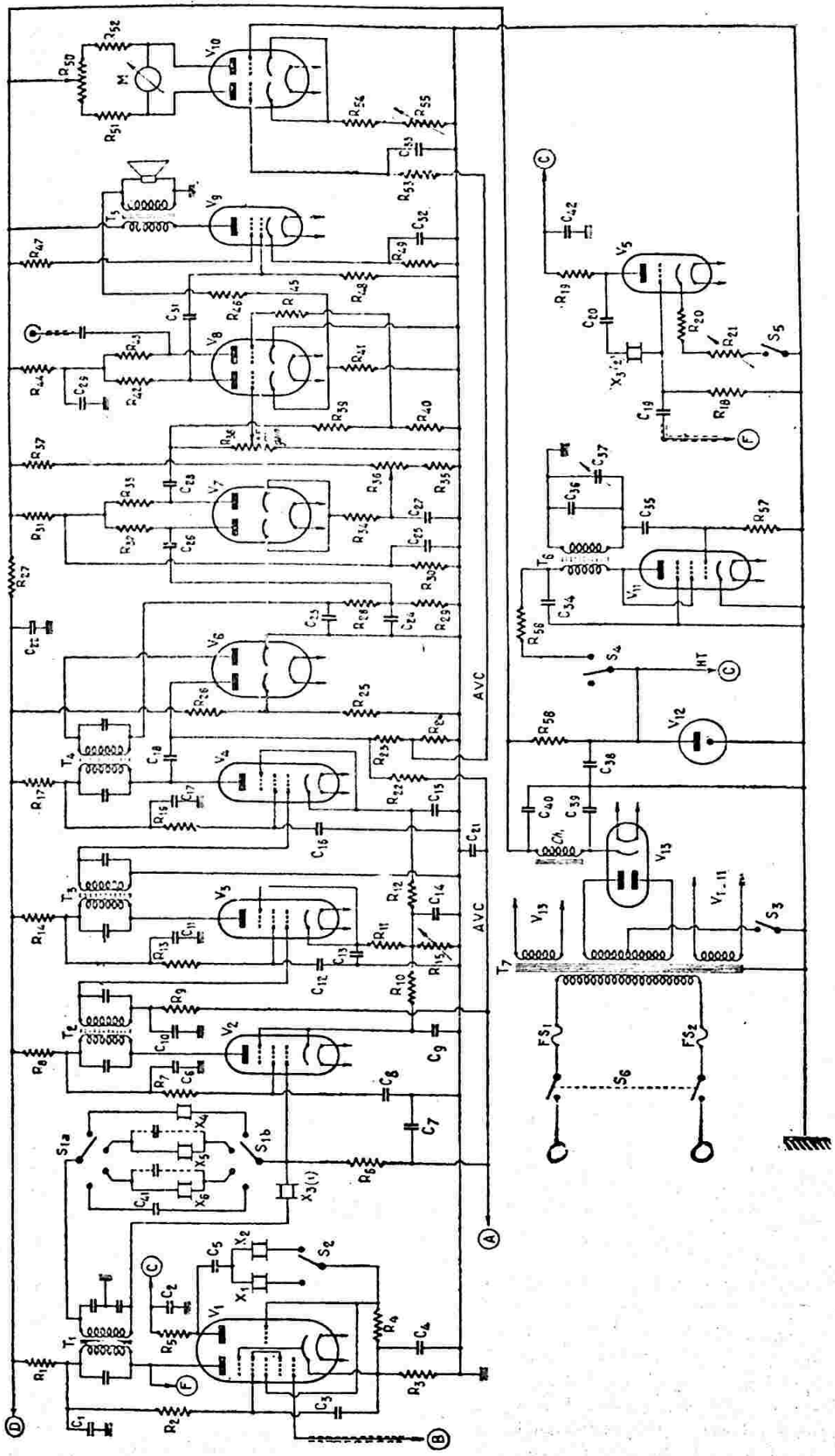

AVC
AVC
HT
V1
V2
V3
V4
V5
V6
V7
V8
V9
V10
V11
V12
V13
V1...11
T1
T2
T3
T4
T5
T6
T7
S1a
S1b
S2
S3
S4
S5
S6
FS1
FS2
X1
X2
X3(1)
X3(2)
X4
X5
X6
M
A
B
C
D
E
F

*Fig. VIII-33-3*

elle est mise en évidence par le transformateur $MF_1$.

La figure VIII-33-3 montre la suite du récepteur, les connexions portant la même lettre-repère étant à relier ensemble.

Nous avons tout d'abord le second changement de fréquence avec tube ECH 81 ($V_3$). La fréquence d'oscillation de la partie triode de ce tube est pilotée par quartz, soit sur 2 150 kHz ($X_1$), soit sur 1 220 kHz ($X_2$), par l'intermédiaire du commutateur $S_2$. On a, en effet : 2 150 — 1 685 = 465 kHz ; ou bien : 1 685 — 1 220 = 465 kHz. Ce qui permet d'opérer avec le battement inférieur ou supérieur.

Les trois étages amplificateurs M.F. faisant suite sont accordés sur 465 kHz. $V_2$ et $V_3$ sont des tubes EF 183, et $V_4$ est un tube EF 85.

Un filtre est disposé à la sortie du second mélangeur $V_1$. Il permet d'obtenir, grâce à une commutation de quartz adéquats à l'aide de $S_{1a}$ et $S_{1b}$, des bandes passantes de l'ordre de 300 Hz, 3 kHz, 5 kHz, avec une quatrième position dite « bande large ».

Le potentiomètre $R_{15}$ agit sur les polarisations de cathodes de $V_2$, $V_3$ et $V_4$ ; son réglage permet d'obtenir le meilleur gain pour un minimum de souffle.

La double-diode $V_6$ est montée en détectrice B.F. et en diode de C.A.V. La tension négative de C.A.V. est appliquée sur la grille du premier élément triode du cascode ECC 84 ($V_{14A}$), ainsi que sur les premier et second étages amplificateurs M.F., avec action différée. Du fait de l'emploi de condensateurs de découplage de faible capacité, la constante de temps de la C.A.V. est réduite et l'action de cette commande est rapide au-dessus du seuil de « différé ».

Le dernier étage M.F. ($V_4$) n'est pas commandé par les tensions de C.A.V., ce qui contribue à réduire le souffle.

L'étage « Q multiplier » comporte le tube $V_5$ (6C4 ou EC92). Le tube double diode $V_7$ est monté en limiteur B.F. antiparasite du type shunt.

Le tube $V_{10}$ du « S mètre » est commandé à partir des tensions de C.A.V. (point commun des résistances $R_{23}$ et $R_{24}$). Le galvanomètre M est un milliampèremètre de déviation totale pour 1 mA. Ce circuit de mesure fonctionne comme un voltmètre à lampe avec réglage d'équilibre par $R_{30}$ et réglage de sensibilité par $R_{35}$.

La double triode $V_8$ (ECC83) est montée en amplificatrice de tension B.F. L'une des triodes sert à l'attaque de la lampe finale de puissance $V_9$ (EL84). L'autre section triode est attaquée à partir de la sortie du limiteur par l'intermédiaire d'un réseau d'atténuation $R_{39}$-$R_{40}$. La sortie anodique de cette triode aboutit à une prise pour un casque type 2 000 ou 4 000 Ω, par l'intermédiaire d'un condensateur de 0,05 µF. Le volume de l'audition au casque ne dépend pas du réglage du potentiomètre de gain A.F. (basse fréquence) $R_{38}$.

Une contre-réaction apériodique est appliquée par $R_{40}$ et $R_{41}$ de la bobine mobile du haut-parleur à la cathode du premier élément triode B.F.

Ces généralités étant exposées, nous allons maintenant revenir sur certains points particuliers.

Le câblage du rotacteur de TV utilisé devra éventuellement être modifié afin d'être conforme à celui de la figure VIII-33-2. Tous les bobinages sont réalisés sur les mandrins des barrettes, mandrins de 6 mm de diamètre avec noyau réglable.

Le tableau ci-après indique les caractéristiques de ces bobinages selon les bandes.

Les enroulements $L_1$, $L_2$ et $L_4$ comportent des condensateurs fixes d'appoint en parallèle. Les enroulements $L_3$ et $L_5$ sont évidemment exécutés sur le même mandrin et couplés l'un à l'autre par leur côté « froid ». $L_2$ est fait sur un second mandrin. Enfin, les bobines oscillatrices $L_6$ et $L_7$ sont exécutées sur un troisième mandrin ; elles sont couplées l'une à l'autre par leur côté « froid » et on veillera au sens de connexion pour obtenir l'oscillation. L'oscillateur fonctionne sur une fréquence plus faible que celle des signaux incidents sur la bande 27 à 30 MHz, et sur une fréquence plus élevée sur toutes les autres gammes.

Pour la clarté du dessin de la figure VIII-33-2, nous n'avons représenté que les bobinages d'une seule gamme, les détails de commutation effectuée par le rotacteur proprement dit étant volontairement omis.

Le condensateur variable $C_A$ $C_B$ $C_C$ comportant trois cases de 20 pF jumelées, est monté à proximité immédiate du rotacteur.

L'injection des tensions d'oscillation s'effectue entre la plaque triode et la cathode commune du tube $V_{15}$ par l'intermédiaire du condensateur $C_{10}$. Selon le genre de rotacteur utilisé, selon sa conception (disposition des bobines et séparation entre étages mélangeur et oscillateur), il est possible que le condensateur d'injection $C_{10}$ ne soit pas nécessaire. Dans ce cas, on pourra alors découpler la résistance de cathode $R_5$ par un condensateur $C_X$ de 10 000 pF céramique.

La sortie du rotacteur aboutit à l'entrée du second mélangeur accordé sur 1 685 kHz ($MF_1$) ; la liaison (connexion B) s'effectue à l'aide d'un morceau de câble coaxial type 75 Ω.

| Bandes (en MHz) | Bobinages sur mandrins ∅ 6 mm à noyau | Nombre de spires | Espacement entre spires (en mm) | Diamètre du fil émaillé (en mm) | Capacité d'appoint en parallèle |
|---|---|---|---|---|---|
| 27 à 30 (10 m) | $L_a$ | 4 | jointives | 0,7 | |
| | $L_1$ | 10 | 0,7 | 0,7 | 60 pF |
| | $L_2$ | 10 | 0,7 | 0,7 | 60 pF |
| | $L_3$ | 9 | jointives | 0,3 | |
| | $L_4$ | 11 | 0,7 | 0,7 | 60 pF |
| 21 à 22 (15 m) | $L_a$ | 4 | jointives | 0,7 | |
| | $L_1$ | 10 | 0,7 | 0,7 | 120 pF |
| | $L_2$ | 10 | 0,7 | 0,7 | 120 pF |
| | $L_3$ | 9 | jointives | 0,3 | |
| | $L_4$ | 10 | 0,7 | 0,7 | 100 pF |
| 14 à 14,5 (20 m) | $L_a$ | 4 | jointives | 0,7 | |
| | $L_1$ | 13 | 0,7 | 0,7 | 180 pF |
| | $L_2$ | 13 | 0,7 | 0,7 | 180 pF |
| | $L_3$ | 10 | jointives | 0,3 | |
| | $L_4$ | 12 | 0,7 | 0,7 | 180 pF |
| 7 à 7,3 (40 m) | $L_a$ | 10 | jointives | 0,3 | |
| | $L_1$ | 40 | jointives | 0,3 | 100 pF |
| | $L_2$ | 40 | jointives | 0,3 | 100 pF |
| | $L_3$ | 10 | jointives | 0,3 | |
| | $L_4$ | 30 | jointives | 0,3 | 100 pF |
| 3,5 à 3,8 (80 m) | $L_a$ | 30 | jointives | 0,2 | |
| | $L_1$ | 100 | et en | 0,2 | 100 pF |
| | $L_2$ | 100 | couches | 0,2 | 100 pF |
| | $L_3$ | 20 | successives | 0,2 | |
| | $L_4$ | 65 | — | 0,2 | 100 pF |

Un filtre de bande à quartz commutable et agissant sur la seconde moyenne fréquence (465 kHz) est placé à la sortie du deuxième mélangeur $V_1$.

Les quartz utilisés pour ce filtre sont du type FT 241 (des « surplus » militaires) ; boîtier en bakélite noire de 29 × 28 × 11 mm. Dans ces types de quartz, la fréquence indiquée sur le boîtier est la fréquence de sortie de l'émetteur sur lequel ils étaient utilisés, c'est-à-dire le 72e harmonique de la fréquence réelle du quartz. Autrement dit, pour les quartz qui nous intéressent, les fréquences mentionnées sont 33,5, 33,7 et 33,9 MHz et correspondent en réalité respectivement à 465,3, 467,8 et 470 kHz environ pour $X_4$, $X_5$ et $X_6$.

Le commutateur $S_{1a}$-$S_{1b}$ à deux circuits est nécessaire pour mettre complètement hors service les quartz sur la position « bande large » (liaison par $C_{11}$) en éliminant ainsi les effets capacitifs indésirables.

En admettant que le premier quartz soit de 465,3 kHz, tout le canal M.F. devra être aligné aussi exactement que possible sur 465,15 kHz. Les quartz $X_3$ (1) et $X_2$ (2) seront de cette fréquence (465,15 kHz) et tous les transformateurs M.F. ($T_1$, $T_2$, $T_3$ et $T_4$) soigneusement accordés sur cette même fréquence.

Il est d'ailleurs possible d'amener les quartz exactement aux fréquences de résonance requises (lorsqu'il s'agit de très faibles variations) en montant des petits condensateurs en parallèle de capacité convenable, comme cela est représenté en pointillés sur la figure VIII-33-3.

A défaut de ces types de quartz, il est évident que l'on peut aussi bien avoir recours à des quartz du commerce taillés exactement aux fréquences indiquées.

Le transformateur moyenne fréquence $T_1$ est du type à secondaire équilibré : le point milieu est réalisé artificiellement par les deux condensateurs d'accord dont les capacités sont égales. Il est aisé de modifier ainsi un transformateur ordinaire, les deux condensateurs d'accord du secondaire connectés en série devant évidemment présenter chacun une capacité double de celle prévue à l'origine.

La liaison au circuit « Q multiplier » (connexion F) est effectuée à l'aide d'une portion de câble coaxial type 75Ω.

Les liaisons au potentiomètre B.F. ($R_{38}$) et à la sortie « casque » s'effectuent en fil blindé ordinaire.

Le B.F.O. (tube $V_{11}$) est monté d'une façon classique. Eventuellement, on pourra prévoir un couplage à l'aide d'un fil partant de l'anode de $V_{11}$ et s'enroulant en « queue de cochon » sur la connexion de grille de $V_4$. Mais le plus souvent, cette disposition n'est pas nécessaire, le rayonnement propre du B.F.O. à l'intérieur du récepteur étant suffisant.

Du point de vue réalisation pratique, chaque étage M.F. (du canal « seconde moyenne fréquence »), l'étage « Q multiplier », l'étage B.F.O. et l'étage de détection doivent être soigneusement blindés et compartimentés.

*Valeurs des éléments de la figure VIII-33-2.*

$C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = C_7 = C_8 = C_{11} =$ 10 000 pF céramique disque ;

$C_6 =$ 100 pF céramique ;

$C_9 =$ 33 pF mica ;

$C_{10} =$ 1 000 pF mica ;

$C_A + C_B + C_C =$ condensateur variable 3 cases de 20 pF jumelées avec démultiplicateur et cadran ;

Condensateurs sur filament des tubes = 2 200 pF céramique ;

$C_X =$ 10 000 pF céramique (voir texte) ;

$MF_1 =$ transformateur type 1 600 kHz (accordé sur 1 685) ;

$L_a$, $L_1$, $L_2$, $L_3$, $L_4 =$ voir tableau ;

$V_{14} =$ ECC84 ;

$V_{15} =$ ECF801 ;

$R_1 = R_2 =$ 100 Ω 0,5 W ;

$R_3 =$ 47 kΩ 0,5 W ;

$R_4 = R_8 = R_{10} = R_{11} =$ 1 kΩ 0,5 W ;

$R_5 = R_7 =$ 100 kΩ 0,5 W ;

$R_6 =$ 1 MΩ 0,5 W ;

$R_9 =$ 33 kΩ 0,5 W ;

$R_{12} =$ 47 kΩ 0,5 W ;

$R_{13} =$ 2 kΩ 5 W (bobinée).

*Valeurs des éléments de la figure VIII-33-3.*

$C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_6 = C_7 = C_8 = C_9 = C_{10} = C_{11} = C_{12} = C_{13} = C_{14} = C_{15} = C_{16} = C_{17} = C_{21} = C_{22} = C_{26} = C_{28} = C_{31} = C_{33} = C_{34} = C_{38} = C_{42} =$ 10 000 pF céramique disque 350 V ;

$C_5 = C_{20} =$ 1 000 pF céramique 500 V ;

$C_{23} = C_{24} = C_{35} = C_{36} =$ 100 pF 500 V ;

$C_{18} =$ 22 pF 500 V ;

$C_{19} =$ 470 pF 500 V ;

$C_{25} =$ 0,1 µF 500 V papier ;

$C_{27} =$ 0,2 µF 500 V papier ;

$C_{29} =$ 16 µF 450 V électrochimique ;

$C_{30} =$ 0,05 µF 500 V (liaison sortie casque) ;

$C_{32} =$ 50 µF 30 V électrochimique ;

$C_{36} =$ suivant bobinage B.F.O. ($T_6$) ;

$C_{37} =$ 20 pF variable air (note du B.F.O.) ;

$C_{39} =$ 16 µF 550 V électrochimique ;

$C_{40} =$ 32 µF 550 V électrochimique ;

$C_{41} =$ 33 pF mica.

Résistances type 0,5 W sauf mention spéciale :

$R_1 = R_8 = R_{14} = R_{17} =$ 2,2 kΩ ;

$R_2 = R_7 = R_{13} = R_{16} =$ 39 kΩ ;

$R_3 = R_{10} = R_{11} = R_{12} =$ 220 Ω ;

$R_4 =$ 33 kΩ ;

$R_6 = R_9 = R_{32} = R_{42} = R_{43} =$ 100 kΩ ;

$R_5 = R_{19} = R_{44} =$ 22 kΩ 1 W ;

$R_{15} = R_{36} =$ Pot. 5 kΩ bob. linéaire ;

$R_{18} = R_{28} = R_{35} = R_{37} = R_{57} =$ 56 kΩ ;

$R_{20} = R_{25} = R_{41} = R_{45} =$ 1 500 Ω ;

$R_{21} =$ Pot. bobiné linéaire 2 kΩ à inter. ($S_5$) ;

$R_{22} = R_{26} = R_{29} = R_{39} = R_{45} =$ 470 kΩ ;

$R_{23} =$ 1 MΩ ;

$R_{24} = R_{30} = R_{31} = R_{33} =$ 220 kΩ ;

$R_{27} =$ 20 kΩ 3 W ;

$R_{34} =$ 1 kΩ ;

$R_{38} =$ Pot. 500 kΩ carbone logarithm. ;

$R_{40} =$ 220 kΩ ;

$R_{46} = R_{51} = R_{52} = R_{53} =$ 10 kΩ ;

$R_{47} =$ 470 Ω 1 W ;

$R_{49} =$ 150 Ω 2 W ;

$R_{50} =$ Pot. bob. linéaire 10 kΩ ;

$R_{51} =$ 1 200 Ω 1 W ;

$R_{55} =$ Pot. bob. linéaire 500 Ω ;

$R_{56} =$ 4 700 Ω 1 W ;

$R_{58} =$ 3 kΩ bob. 5 W.

$T_1$, $T_2$, $T_3$, $T_4 =$ transformateur M.F. 465 kHz ;

$T_5 =$ transformateur de sortie 7 000 Ω/2,5 Ω ;

$T_6 =$ oscillateur B.F.O. (on peut utiliser un transformateur M.F. comme $T_2$, $T_3$ ou $T_4$) ;

$T_7 =$ transformateur d'alimentation ; chauffage valve $V_{13} =$ 5 V 2 A ; chauffage tubes $V_1$ à $V_{11}$ et $V_{14}$ $V_{15} =$ 6,3 V 5 A ; H.T. = 2 × 300 V 100 mA.

Ch = bobine à fer de filtrage H.T., type 12 H, 310 Ω, 100 à 120 mA.

$V_1 =$ ECH81 ; $V_2 = V_3 =$ EF183 ; $V_4 =$ EF85 ; $V_5 =$ 6C4 ou EC92 ; $V_6 = V_7 =$ 6AL5 ; $V_8 =$ ECC83 ; $V_9 =$ EL84 ; $V_{10} =$ ECC82 ; $V_{11} =$ EF80 ; $V_{12} =$ VR150/30 ou OA2 ; $V_{13} =$ GZ32.

$S_1$ (ab) = inverseur à galette de stéatite ;

$S_2$ = inverseur à galette de stéatite ;
$S_3$ = interrupteur à bascule (H.T.) ;
$S_4$ = interrupteur à bascule (B.F.O.) ;
$S_5$ = interrupteur combiné avec Pot. (R21) ;
$S_6$ = interrupteur double à bascule (secteur).

Quartz :
$X_1$ = 2 150 kHz ; $X_2$ = 1 220 kHz ;
$X_3$ (1) et $X_3$ (2) = 465,15 kHz ;
$X_4$ = 465,29 kHz ; $X_5$ = 467,8 kHz ;
$X_6$ = 470 kHz.

## § 5. — Complément utile à un récepteur :

## Circuit B.F. à sélectivité variable ou à réjection

Le petit appareil que nous allons décrire a été réalisé par Oswald G. Villard, Jr et Donald K. Weaver, Jr ; il s'intercale facilement à l'entrée de tout amplificateur B.F. Cet appareil est maintenant construit par la « National C° », soit en bloc séparé, soit incorporé dans certains récepteurs (notamment dans le NC-125). Il va de soi que le montage est couvert par des brevets ; de ce fait, l'amateur pourra parfaitement en entreprendre la construction pour son *usage personnel*, mais sans prétendre en faire le commerce.

L'appareil (1), bien que relativement simple, fonctionne soit en amplificateur B.F. à *sélectivité réglable*, soit en *filtre B.F. à rejection ;* accessoirement, on peut l'utiliser également en oscillateur B.F.

Dans ces trois fonctions, la fréquence d'opération peut être choisie en un point quelconque du registre B.F. par la manœuvre d'un simple bouton. Le degré de sélectivité dans la position « amplificateur » est réglable d'une manière continue, et d'une façon telle, que la profondeur de l'*affaiblissement* dû à l'arc de rejection, dans la position « filtre à rejection », est indépendante du réglage.

Dans le trafic en téléphonie, l'appareil peut être utilisé pour rejeter les sifflements d'hétérodynage ; même remarque pour la réception des signaux télégraphiques. Dans les deux cas, la bande passante obtenue est comparable à celle donnée par un filtre M.F. à cristal, si on le désire, et seul le signal voulu est amplifié.

Dans la réception d'émissions musicales, cet appareil peut être employé pour corriger la courbe de réponse du registre B.F., soit, par exemple, pour créer une sur-amplification des graves, soit pour rejeter les crachements d'aiguille (cas de son utilisation à l'entrée d'un amplificateur B.F. : chose possible puisque l'appareil agit en basse fréquence, rappelons-le). Lorsque le contrôle de régénération est dans la position hors-service, l'amplificateur a une courbe de réponse parfaitement plate. Au fur et à mesure que ce contrôle est poussé vers son maximum, une pointe d'amplification, de plus en plus importante, apparaît, et ce, sur la fréquence choisie par l'accord de l'autre réglage de l'appareil. La pointe devient de plus en plus étroite et d'amplitude de plus en plus élevée avec l'accroissement de la régénération, jusqu'à l'instant où, la réaction devenant telle, l'amplificateur entre en oscillation.

Par un contrôle de phase, nous pouvons, en effet, modifier toute la courbe de réponse B.F., cela par combinaison, d'une part, d'une tension d'amplitude constante, mais à phase variable, et d'autre part, d'une même tension d'amplitude constante, mais non déphasée ; l'amplitude de la tension résultante dépend, évidemment, des phases relatives des tensions composantes, et est donc variable au gré de l'opérateur.

De l'étude de la documentation de la « National C° », il ressort que, dans cet appareil, tout réside dans un circuit déphaseur schématisé sur la figure VIII-34 A. C'est simple et original... mais il fallait y penser !

Le circuit déphaseur est établi de façon que la valeur de la tension de sortie $e_0$ demeure constante, même lorsque la phase est modifiée (pour une fréquence donnée) par variation de la valeur de R. Naturellement, si R est constant, et que la fréquence varie, la phase de la sortie sera également décalée, bien que l'amplitude reste constante ; cela, parce qu'un changement de fréquence a le même effet qu'un changement de valeur du condensateur C.

Un petit diagramme vectoriel simple, illustrant ce fonctionnement, est donné par la figure VIII-34 B.

Les tensions $e_{12}$ et $e_{23}$ sont fixées comme phase de référence. On prétend que le circuit de sortie (auquel le déphaseur est connecté) a une impédance extrêmement élevée, de manière que, pratiquement, seul un courant circule à travers le condensateur C et la résistance R. Ce courant est dû à la tension appliquée $e_{13}$. Maintenant, nous savons que la somme des tensions aux bornes de R et de C doit égaler $e_{13}$. Nous savons aussi que la tension aux bornes de R a tendance à être en phase avec le courant, et que la tension aux

(1) Baptisé « Selectoject » par ses promoteurs.

bornes de C est décalée de sensiblement 90° par rapport au courant. Cela est représenté sur le diagramme de la figure VIII-34 B. D'après une règle élémentaire de géométrie, la jonction des vecteurs $I_r$ et $I_{xc}$ se fera toujours sur un demi-cercle. Quant à la tension de sortie $e_0$, elle est représentée par le rayon du cercle ; elle est donc constante en amplitude, mais varie en phase.

sortie nulle pour ladite fréquence (en réalité : pour une bande de fréquences *très étroite* autour de la fréquence choisie).

La fréquence à rejeter est complètement éliminée lorsque la réactance du condensateur C (fig. VIII-34 A) est égale à la résistance R pour cette dite fréquence, chaque étage de l'amplificateur déphaseur produisant alors un décalage de 90° (soit, au total : 180°). Pour déterminer la valeur

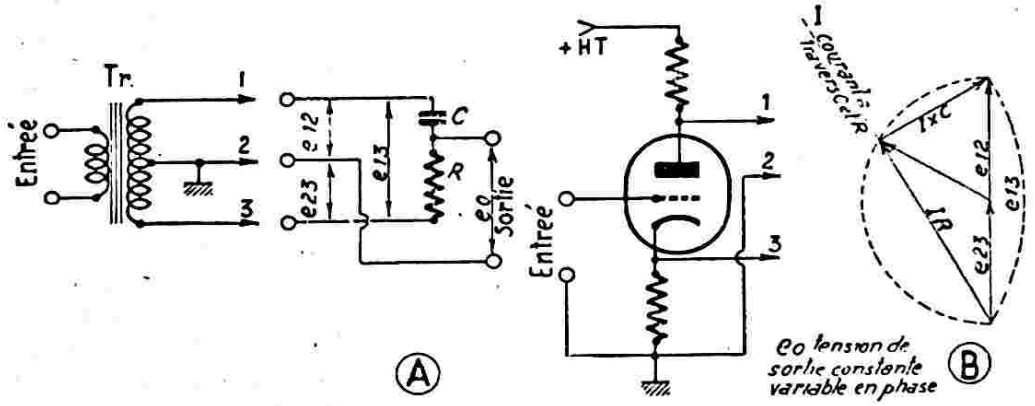



*Fig. VIII-34*

Comme il est montré sur la figure VIII-34 A, il va de soi que le transformateur déphaseur Tr peut parfaitement être remplacé par un tube triode, par exemple, monté en déphaseur.

Bien qu'un étage déphaseur puisse donner un décalage total *voisin* de 180° — ce qui est souvent la valeur la plus convenable à utiliser avec l'appareil — il est préférable d'utiliser deux étages en cascade, chaque étage donnant *aisément* un déphasage de 90°. Chaque étage est alors réglé de façon à avoir, l'un et l'autre, le même degré de contrôle pour un déphasage total maximum de 180°. Il est alors possible d'utiliser l'appareil pour obtenir la rejection d'une bande très étroite de fréquence (utilisation comme filtre rejecteur). Un canal déphaseur comprenant deux étages en cascade provoque un déphasage réglable (180° maximum à la fréquence à rejeter) ; à l'entrée, une tension B.F. dérivée réglable par un potentiomètre (réglant une fois pour toutes la profondeur de rejection à la fréquence nulle) est appliquée à un autre canal amplificateur à sortie constante — phase de référence 0° (ou 360°).

Lorsque le gain propre de l'appareil a été établi, les valeurs des tensions de sortie de chaque canal amplificateur restent les mêmes. Mais la tension de sortie résultante dépend de la relation entre les phases des deux tensions composantes de sortie de chaque canal. Or, le canal déphaseur peut amener un décalage de 180° pour une fréquence choisie, ce qui détermine une

de la fréquence à rejeter, il nous faudra donc agir sur la valeur des résistances R. Notons que ces résistances contrôlent seulement la phase et non l'amplitude de la tension de sortie. Dans la réalisation pratique, la variation simultanée des deux résistances R des deux déphaseurs en cascade, s'opère commodément au moyen d'un potentiomètre double jumelé.

Nous venons de voir l'utilisation de l'appareil en filtre à rejection. Voici, maintenant, le fonctionnement en amplificateur sélectif (à fréquence ajustable) ; l'appareil est tout simplement connecté en amplificateur à réaction pour une fréquence choisie. Une portion de la tension de sortie est reportée sur l'entrée ; l'amplitude est toujours constante, mais la phase varie *avec la fréquence* entre 180° et 0° par rapport à la phase de l'entrée. Dans le cas où les deux tensions sont en phase, nous avons une réaction positive et le gain est accru ; dans l'autre cas, c'est d'une réaction négative qu'il s'agit ; d'où, réduction du gain.

Le report d'énergie d'arrière en avant sera en phase et la réaction positive, seulement pour une fréquence ; l'amplification sera donc énorme pour cette fréquence (pratiquement pour une bande de fréquences *très étroite* autour de la fréquence choisie), et nous sommes bien en présence d'un amplificateur B.F. sélectif. Comme précédemment, le choix de la fréquence à favoriser est déterminé par la valeur des deux résistances R des deux étages déphа-

seurs en cascade. La largeur de la bande de fréquences suramplifiées et la valeur de cette suramplification restent constantes quelle que soit la fréquence d'opération B.F. choisie. La largeur de la bande de fréquences, soit le degré de sélectivité, est très variable ; au moyen du réglage de régénération, on peut obtenir, soit une sélectivité très pointue (bande très étroite),

La figure VIII-35 donne, à titre indicatif, trois réponses possibles, pour le fonctionnement en amplificateur B.F. sélectif, selon la position du contrôle de réaction (partie supérieure). Sur la partie inférieure, la courbe représente la réponse de l'appareil utilisé en filtre rejecteur B.F. (F = fréquence quelconque pouvant être choisie dans le registre B.F.).

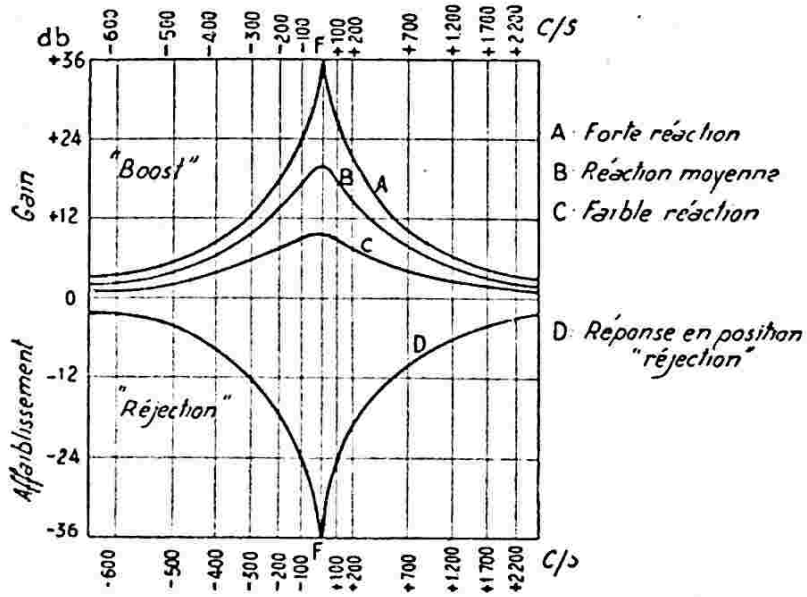



*Fig. VIII-35*

soit aucune modification de la courbe de réponse (en passant par tous les points compris entre ces deux limites). Naturellement, la sélectivité est maximum au point de réaction situé juste *avant* que le dispositif entre en oscillation. En effet, si la réaction est trop poussée, le circuit autooscille ; il constitue d'ailleurs, ainsi, un *excellent oscillateur à fréquence variable*.

Nous avons vu que le fonctionnement de l'amplificateur sélectif est dû précisément à ce que la réaction n'est pas la même lorsque la fréquence de la tension d'entrée varie ; la réaction positive atteint son maximum pour la seule fréquence choisie. Mais quelle que soit cette fréquence choisie, la réaction positive maximum reste *constante*. De ce fait, lorsque l'on utilise le dispositif en oscillateur B.F., l'amplitude de l'oscillation est normalement stabilisée, quelle que soit la fréquence engendrée choisie. D'autre part, pour cette utilisation, il convient de ne pas pousser le réglage de réaction au maximum, sous peine de courants de grilles élevés et de distorsions. Dès que le circuit entre en oscillations, par la manœuvre du contrôle de régénération, il est inutile de tourner le bouton plus loin ! Dans ces conditions, les oscillations B.F. sont très voisines de la sinusoïde.

**Réalisation pratique.**

La figure VIII-36 donne le schéma complet du dispositif type SWR. L'appareil s'intercale, comme l'indique la figure VIII-37, entre l'étage détecteur du récepteur et le premier étage amplificateur B F.

Deux tubes double-triodes sont utilisés ; on devra choisir des triodes à coefficient d'amplification élevé, genre 6*SN*7, par exemple.

Une H.T. de 150 volts, autant que possible régulée, est nécessaire pour l'alimentation anodique ; cette tension sera donc prise, par exemple, aux bornes du VR 150-30 stabilisant la H.T. de l'oscillateur H.F. du récepteur de trafic. Si le récepteur ne comporte pas de VR 150, on peut déterminer la tension requise de 150 volts au moyen d'un pont diviseur, et on place au point « + 150 V », un fort condensateur de filtrage de 20 à 40 µF.

La liaison entre le récepteur et le dispositif s'effectue par un câble comprenant deux fils blindés (entrée et sortie) et les fils d'alimentation, câble terminé par un bouchon octal, par exemple. Lorsque l'appareil n'est pas employé, un bouchon

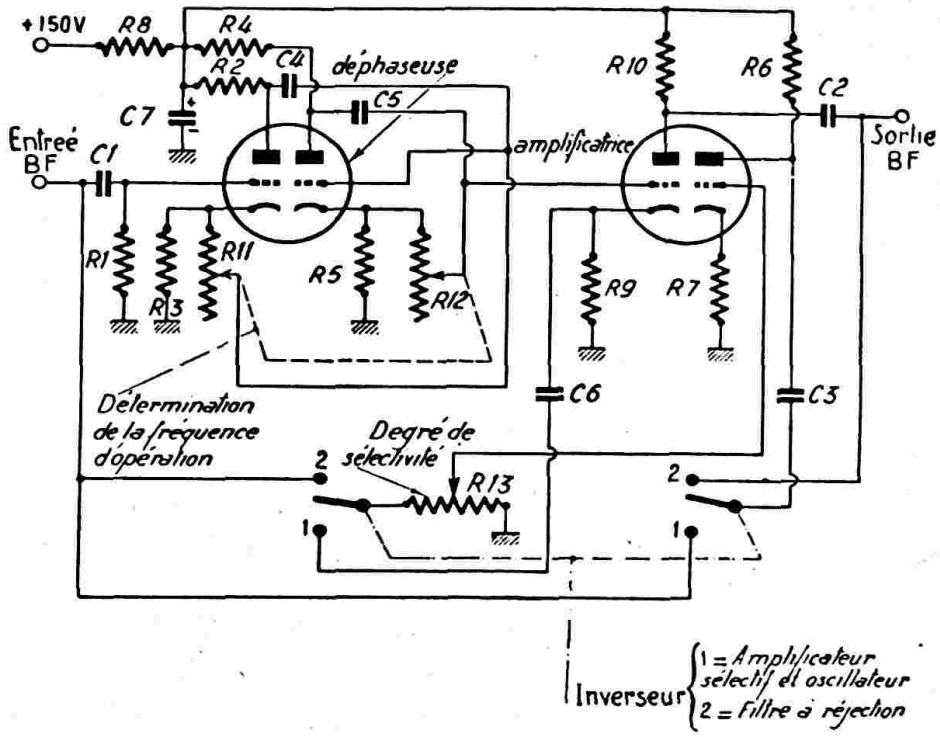



*Fig. VIII-36*

de court-circuit est fiché dans le support et relie électriquement des points A et B (fig. VIII-37).

L'intercalation du dispositif n'apporte presque aucune augmentation du gain *moyen* B.F. du récepteur. Si l'on veut bénéficier d'une amplification B.F. supplémentaire sensible, il convient de choisir des résistances $R_6$ et $R_{10}$ de valeurs supérieures à celles indiquées.

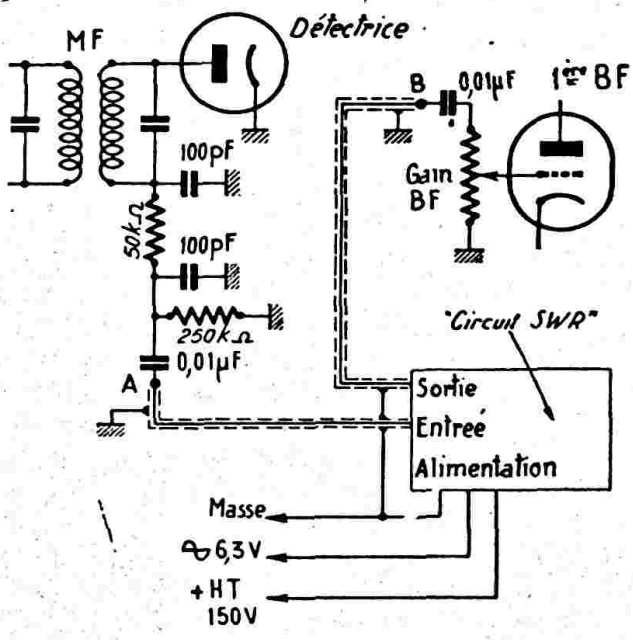



*Fig. VIII-37*

La bande de fréquences du modèle schématisé s'étend de 300 à 6.000 c/s environ. La fréquence choisie varie inversement avec la manœuvre du potentiomètre jumelé $R_{11}$ $R_{12}$. Théoriquement, lorsque $R = 0$, la fréquence choisie est infinie. La fréquence la plus basse pour laquelle le circuit peut fonctionner est celle pour laquelle la réactance des condensateurs $C_4$ et $C_5$ est égale à la résistance de $R_{11}$ et $R_{12}$ (dans le modèle décrit, elle se situe aux environs de 160 c/s). Pour ramener cette fréquence vers 80 c/s, on peut faire $C_4 = C_5 = 0{,}004$ µF et $R_{11} = R_{12} = 1$ MΩ. De toute façon, $C_4$ et $C_5$ ne seront pas plus petits que 500 pF, et $R_{11}$ $R_{12}$, pas plus grands que 5 MΩ.

La raison de progression entre $R_3$, $R_4$ et $R_9$ permet de faire les liaisons en courant continu, en éliminant, ainsi, condensateurs de couplage et résistances de grille, tout en maintenant les polarisations correctes requises.

D'autre part, il est nécessaire d'avoir rigoureusement $R_2 = R_3$ et $R_4 = R_5$. Ne pas se fier aux indications du fabricant, mais passer les résistances à l'ohmmètre. Les valeurs absolues ne sont pas critiques ; ainsi, pour $R_2$ et $R_3$, la légende indique 2.000 Ω ; on pourra monter des résistances de 1.950 Ω... ce qui importe, c'est que $R_2$, comme $R_3$, fassent *toutes deux* 1.950 Ω.

L'appareil utilisé en filtre rejecteur peut soutenir la comparaison avec n'importe quel filtre cristal M.F. (les principes sont d'ailleurs très différents). Les résultats acquis et les possibilités offertes par le

dispositif sont surprenants ; ils sont d'autant plus remarquables que les manœuvres sont excessivement simples.

Tout sifflement d'interférence, tout QRM, tout hétérodynage d'où qu'il vienne, sont pratiquement supprimés avec l'emploi de l'appareil en filtre rejecteur.

Dans la réception de la télégraphie (CW) ou de la téléphonie à bande latérale unique, les harmoniques de l'oscillateur local amènent souvent des sifflements gênants ; ces derniers sont supprimés par l'efficacité de la pente très abrupte de la courbe de réjection.

En téléphonie, en cas de QRM, le circuit est plus souple qu'un filtre M.F. à cristal ; il permet, dans la position « amplificateur sélectif », de choisir rapidement la bande passante la plus convenable aux points de vue compréhension et élimination des signaux brouilleurs. Cette même remarque s'applique aussi bien à la réception de signaux télégraphiques. La largeur de la bande passante étant, par exemple, déterminée ($R_{13}$), on choisit l'étroite gamme de fréquences qui sera amplifiée, par la manœuvre du potentiomètre jumelé $R_{11}$ $R_{12}$.

En résumé, le dispositif peut être utilisé pour sélectionner ou rejeter toute fréquence située dans le registre B.F. : suppression du QRM de plus en plus intense, suppression de fréquences parasites d'une station voisine, création d'un « boost » sur les fréquences graves, par exemple, suppression d'un bruit d'aiguille (réception musicale), etc.

**Valeurs des éléments :**

$C_1 = 0{,}01$ µF mica ; $C_2 = C_3 = 0{,}1$ µF papier ; $C_4 = C_5 = 0{,}002$ µF mica ; $C_6 = 0{,}05$ µF papier ; $C_7 = 16$ µF électrochimique 200 V.

$R_1 = 1$ MΩ ; $R_2 = R_3 = 2.000$ Ω 1 W ; $R_4 = R_5 = 4.000$ Ω 1 W ; $R_6 = 20.000$ Ω 0,5 W ; $R_7 = 2.000$ Ω 0,5 W ; $R_8 = 10.000$ Ω 1 W ; $R_9 = 6.000$ Ω 0,5 W ; $R_{10} = 20.000$ Ω 0,5 W ; $R_{11}$, $R_{12}$ = potentiomètre jumelé 0,5 MΩ 0,5 W ; $R_{13}$ = potentiomètre 0,5 MΩ 0,5 W.

Lampes = 2 tubes 6SN7, ou ECC82 (12AU7).

**Amplificateur sélectif simple.**

Le montage que nous proposons maintenant est d'une réalisation pratique beaucoup plus simple. Il agit également en B.F. à la manière d'un amplificateur sélectif ; mais il ne comporte aucun réglage, et nous le destinerons plutôt à la réception de la télégraphie uniquement.

Sur la figure VIII-38, nous représentons deux étages amplificateurs B.F. quelconques : $V_1$ = premier étage ; $V_2$ = deuxième étage. Nous n'avons pas indiqué les valeurs des résistances et des condensateurs de ces étages B.F., ces valeurs dépendant des tubes $V_1$ et $V_2$ du récepteur, d'une part, et d'autre part, ne nous intéressant pas directement pour notre propos. En fait, le circuit à ajouter est représenté au-dessus.

Nous voyons qu'il s'agit d'un circuit sélectif en double T dont la fréquence de résonance est de 1 000 c/s. Il importe de bien respecter les valeurs indiquées des trois résistances et des trois condensateurs ; avant le montage, il faut mesurer soigneusement ces organes.

Le système est mis en service par la fermeture de l'interrupteur **Int.** ; lorsque ce dernier est ouvert, la section B.F. du récepteur fonctionne normalement.

Le circuit est monté entre la grille de commande de $V_2$ et la grille de commande de $V_1$. Nous avons dit que, pour les valeurs indiquées, la fréquence de résonance du double T était de 1 000 c/s ; pour cette fréquence, la transmission du circuit est nulle.

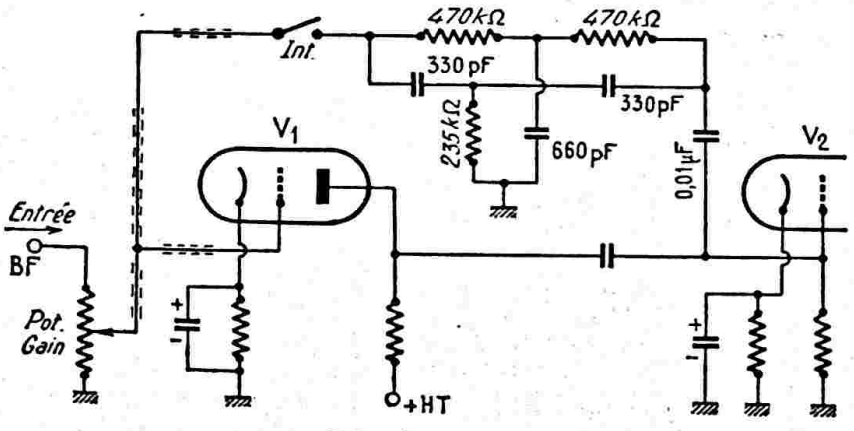



*Fig. VIII-38*

En d'autres termes, la contre-réaction provoquée par le circuit en double T sera *nulle* pour la fréquence 1 000 c/s ; et sera *importante* pour toutes fréquences plus grandes ou plus faibles que 1 000 c/s.

Ce qui revient à dire que seules les fréquences de l'ordre de 1 000 c/s seront amplifiées par la section B.F. du récepteur, les autres fréquences étant considérablement affaiblies.

Le mode d'emploi du système est donc fort simple et découle de ce qui vient d'être dit : l'opérateur ferme l'interrupteur *Int.;* puis, à l'aide du réglage de la note de son B.F.O., il cherche à abtenir une note, un battement, de l'ordre de 1 000 c/s avec les signaux C.W. de son correspondant, c'est-à-dire précisément la note qui « passera » le mieux par l'amplificateur basse fréquence, la note qui sera la plus amplifiée par ce dernier.

CHAPITRE IX

# Emetteurs radiotélégraphiques

## Propagation. Avertissements

Après avoir pu « évoluer » sur toutes les ondes inférieures à 200 mètres, jugées longtemps inutilisables, les amateurs ont été limités, depuis le 1er janvier 1929, dans des bandes de fréquences très étroites. Celles-ci sont appelées couramment : bandes 80, 40, 20, 15, 10 m. et V.H.F. ; mais les limites en sont bien définies ; nous donnons d'ailleurs à ce sujet au chapitre XXII, quelques extraits de la réglementation en vigueur.

Malgré l'étroitesse de ces bandes, une véritable solidarité internationale entre amateurs s'est établie. De cette solidarité, de cette distraction unique au monde, a découlé un beau travail ; les essais ont été fertiles en résultats techniques et en enseignements de toutes sortes, dont les ingénieurs ont fait rapidement leur profit.

La bande dite des 80 mètres permet de réaliser des liaisons de l'ordre de 1.500 à 2.000 kilomètres (surtout de nuit).

La bande 40 mètres est indiquée pour des liaisons à distance moyenne (France et Nations limitrophes) pendant la journée, et pour des liaisons à grande distance, la nuit. Pour cela, elle jouit d'une grande popularité. Les effets de rebondissement sur les couches ionisées (couches d'Heaviside et Appleton) se manifestent d'une façon très nette.

Les bandes 15 et 10 mètres permettent des liaisons à grande distance avec des puissances relativement réduites. L'effet de rebondissement s'y fait sentir avec une certaine vigueur. On peut réaliser des QSO à très grande distance sans être gêné par les stations les plus rapprochées (zone de silence de plusieurs centaines de kilomètres entourant l'émetteur). Le matin est la période de propagation la plus favorable sur ces bandes.

La bande 10 mètres permet des liaisons soit à très courte distance, soit à très grande distance. Dans ce cas, elle se montre souvent capricieuse. La période la plus favorable pour des liaisons à grande distance, est généralement l'après-midi.

La bande 2 mètres (144 MHz) n'est généralement utilisée que pour des liaisons relativement courtes. On réalise parfois des QSO à grande distance, mais d'une façon tout à fait irrégulière et exceptionnelle. On compte uniquement sur la propagation de l'onde directe, tout au moins pour les liaisons que l'on désire certaines (1). Les performances possibles sur ces bandes (ainsi que sur les bandes de longueurs d'onde encore plus courtes) et le matériel un peu spécial qui doit être employé, seront d'ailleurs étudiés en détails aux chapitres XV et XVI.

Mais pénétrons dans les réalisations pratiques proprement dites. Nous ferons, au début de ce chapitre, si vous le voulez bien, la même remarque que nous avons déjà faite pour les récepteurs, à savoir qu'un amateur averti peut, en se reportant aux données du chapitre V, construire l'émetteur de son goût et répondant à l'utilisation du matériel qu'il possède.

Dans ce chapitre, nous ne donnerons pas une succession de schémas de montages d'émetteurs radiotélégraphiques. Le lecteur pourra se reporter à n'importe quel schéma d'émetteurs radiotéléphoniques décrits au chapitre XII, tous les montages pouvant évidemment fonctionner en télégraphie également. Si l'amateur ne désire faire *que de la télégraphie*, il lui suffira de

(1) Précisons que ces indications sur la propagation des ondes dans les bandes d'amateurs n'ont rien d'absolu. En fait, la propagation en O.C. peut subir des perturbations imprévisibles, telles que : parasites dus aux précipitations atmosphériques (pluie, neige, orage, grêle, etc.) et parasites cosmiques d'origine interstellaire (radiations des taches solaires et de la voie lactée).

supprimer le modulateur et d'adopter, pour l'étage final H.F., le régime classe C télégraphie par l'ajustage des tensions d'anode, d'écran et de polarisation aux valeurs requises.

Nous n'examinerons donc que des montages ou des circuits typiquement « télégraphie », sans toutefois nous appesantir sur les modes de manipulation qui ont déjà été vus au cours du chapitre V § 9.

Quant aux antennes, au type utilisé, aux modes de couplage à l'émetteur, etc... nous invitons le lecteur à se reporter au chapitre XIII dans lequel ces questions sont développées d'une façon générale, et pour quel que soit le type d'émetteur.

Rappelons enfin que la législation française limite la puissance — alimentation des émetteurs d'amateurs à 100 watts, prévoyant par ailleurs que l'étage final H.F. ne doit pas être équipé d'un tube ayant une dissipation anodique supérieure à 75 watts (voir chapitre XXII). Si certains montages d'une puissance supérieure sont parfois décrits dans ce chapitre et dans le chapitre XII (Emetteurs de radiotéléphonie), c'est à l'intention des *professionnels* non atteints par la réglementation « amateurs », ainsi qu'à l'intention de certains de nos lecteurs étrangers. Les montages susceptibles de convenir aux amateurs français sont d'ailleurs indiqués par la mention (*O.M.*) dans le titre.

## § 1. — Emetteur BK 6V6/807 60 watts — (OM)

Nous ne reviendrons pas sur le trafic télégraphique en « break-in » (BK), cette question ayant été vue au chapitre V § 9.

### A) Premier montage.

Le pilote est équipé d'une 6V6 montée en oscillatrice quartz tritet. Une petite ampoule fusible de 60 mA, *non représentée sur le schéma*, est mise en série avec le quartz, selon la précaution habituelle (fig. IX-1).

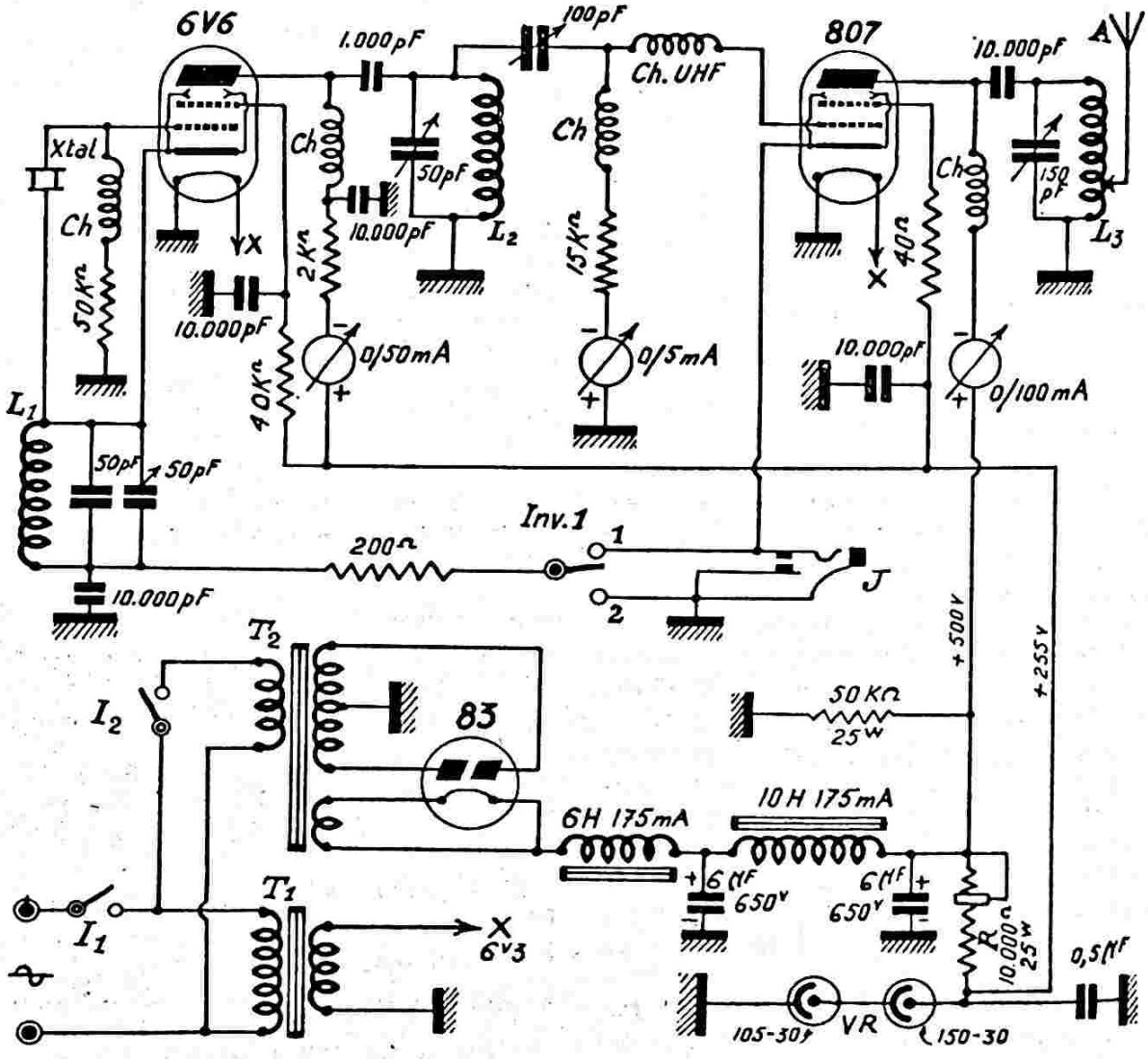



*Fig. IX-1*

L'amplificateur H.F. final est muni d'une tétrode à faisceaux dirigés, type 807.

La bobine d'arrêt Ch.UHF est constituée par 10 tours de fil de 8/10 de mm. sur air, diamètre 8 mm., enroulés sur une longueur de 20 millimètres. Cette bobine de choc et la résistance d'écran du tube 807 de 40 ohms sont nécessaires, afin d'éviter des oscillations parasites à très haute fréquence.

Quant aux autres bobines d'arrêt, indiquées par Ch, elles sont du type habituel (2,5 mH environ).

La tension de l'ensemble (sauf la tension anodique de la 807) est régulée à 255 volts par deux tubes VR 150-30 et VR 105-30 montés en série. On ajuste le débit à travers les tubes régulateurs VR par le réglage de la résistance à collier R (réglage correct aux environs de 8.000 ohms).

En télégraphie, on insère le manipulateur shunté par son filtre habituel au moyen du jack J.

L'inverseur Inv. permet le fonctionnement normal dans la position 2, et le travail en break-in dans la position 1.

Pour la mise en route, on chauffe d'abord les tubes en fermant $I_1$ ; ensuite, la haute tension est appliquée en fermant $I_2$. Mais, comme la valve utilisée est une 83 à vapeur de mercure, il est préférable de prévoir le chauffage de ce tube par $T_1$ ; ce transformateur comportera alors deux secondaires : l'un, 6,3 V pour le chauffage de l'émetteur ; l'autre, 5 V, pour le chauffage du redresseur. En utilisant des transformateurs $T_1$ et $T_2$, tels qu'ils sont représentés sur la figure IX-1, un autre moyen consiste à intercaler l'interrupteur $I_2$ entre le point milieu de l'enroulement HT et la masse.

Nous avons prévu ce montage pour l'exploitation des bandes 40 et 20 mètres.

Voici le jeu de bobines à employer pour cristal 7 Mc/s (fréquence fondamentale F) :

40 *mètres :*
$L_1 = A \quad L_2 = B \quad L_3 = C.$

20 *mètres :*
$L_1 = A \quad L_2 = D \quad L_3 = E.$

*Caractéristiques des bobines :*

A : 10 tours de 6/10 cuivre deux couches coton sur un mandrin de 25 mm. de diamètre, enroulés sur une longueur de 22 mm. (accorder sur F).

B : 40 tours de 5/10 cuivre deux couches coton, sur un mandrin de 12 mm., enroulés jointifs (accorder sur F).

C : 18 tours de 10/10 cuivre nu, sur air, diamètre 40 mm., enroulés sur une longueur de 50 mm. (accorder sur F).

D : 25 tours de 10/10 deux couches coton, sur un mandrin de 12 mm., enroulés sur une longueur de 35 mm. (accorder sur 2F).

E : 12 tours de 20/10 cuivre nu, sur air, diamètre 40 mm., enroulés sur une longueur de 50 mm. (accorder sur 2F).

En utilisant un autre redresseur, il est possible d'augmenter la tension anodique du tube 807 jusqu'à 750 volts ; la puissance maximum fournie par un tel tube est alors obtenue.

### B) Autre procédé de manipulation.

Comme nous l'avons vu précédemment, il est possible de manipuler *uniquement* l'étage pilote (voir chapitre V § 9) : les étincelles au contact du manipulateur sont beaucoup plus faibles, d'où facilité d'établissement du filtre de manipulation.

Néanmoins, on se souvient qu'il ne faut plus alors compter sur la chute de tension du courant grille dans la résistance de fuite pour polariser les tubes qui suivent le pilote. Donc, dans notre cas (fig. IX-1), le tube 807 devra être polarisé en permanence par une source auxiliaire (batterie, redresseur, etc.) ; revoir chapitre V §§ 8 et 9.

Un autre procédé consiste à employer un tube supplémentaire dit « de protection » ; c'est le tube V de la figure IX-2. N'importe quelle lampe convient, pourvu qu'elle soit de faible résistance interne et qu'elle ait une polarisation de « cut-off » peu élevée. Généralement, un tube 6V6 ou 6L6 connecté en triode donne satisfaction. Le montage du dispositif de sécurité appliqué à l'émetteur précédent est donné sur la figure IX-2. Le dispositif de protection, par lui-même, est encadré d'un pointillé.

Il va sans dire que ce système de sécurité peut être appliqué sur n'importe quel émetteur (graphie ou phonie) équipé de tubes de puissance à *écran* (tétrode ou pentode) ; il protège alors le ou les tubes de puissance, toujours chers, de la destruction par absence d'excitation (panne possible des étages précédents).

Voyons le fonctionnement du dispositif. La résistance $R_1$ est choisie pour obtenir la polarisation requise de l'étage P.A. (dans notre cas : 15.000 Ω, voir figures IX-1 et 2). La résistance $R_2$ est une simple résistance de blocage. Quant à $R_3$, c'est la résistance chutrice amenant la tension d'écran à la valeur demandée ; dans notre cas, avec un tube 807 et pour une H.T.

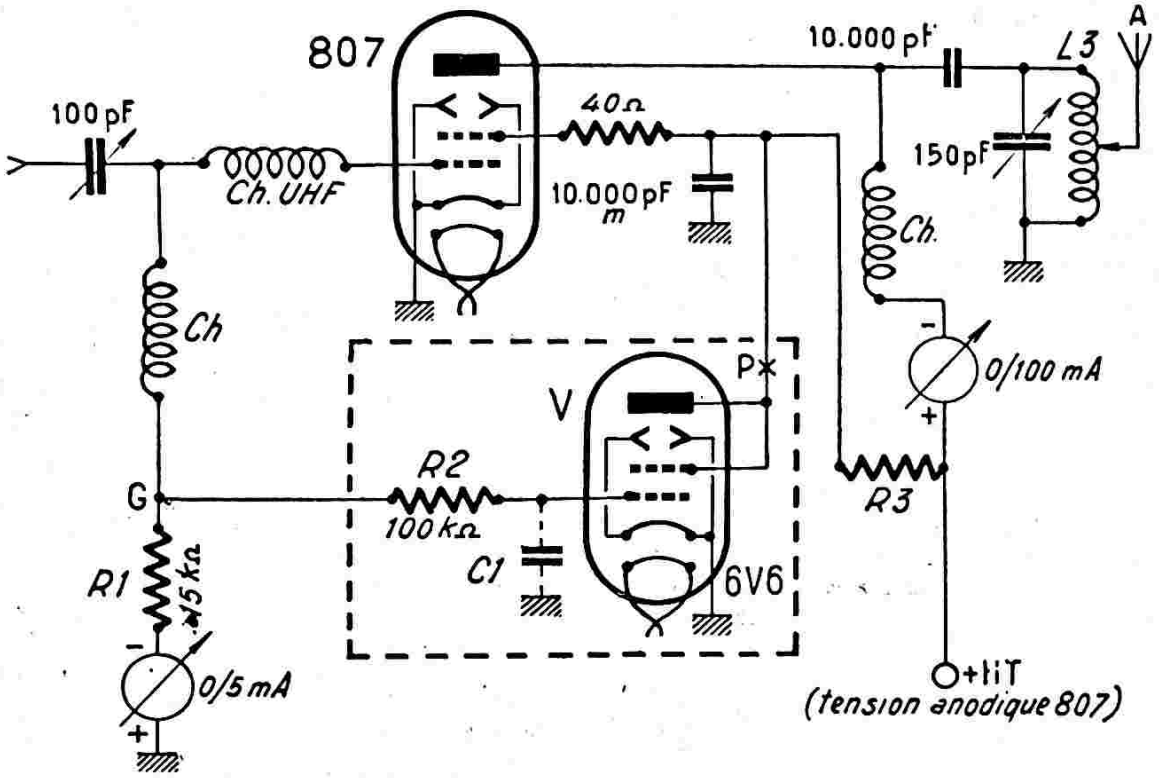



*Fig. IX-2*

de 500 V, $R_3$ = 40.000 Ω ; pour 600 V, $R_3$ = 50.000 Ω ; pour 700 V, $R_3$ = 80.000 Ω. En l'absence d'excitation, aucune tension négative n'apparaît au point G. Le tube V n'étant pas polarisé, il consommera fortement en entraînant une chute de tension élevée dans $R_3$, d'où réduction importante de la tension d'écran du tube à protéger. Pour une tension d'écran de 250 à 300 volts en fonctionnement normal, elle tombe vers 20 volts si l'excitation est coupée, dans le cas de l'étage P.A. de la figure IX-2. Naturellement, cette réduction massive de la tension d'écran bloque le tube contrôlé (chute non moins massive du courant anodique, d'où protection instantanée.

Avec l'excitation H.F. normalement appliquée, la résistance $R_1$ polarise *correctement* l'étage contrôlé ; mais, en même temps, elle polarise *énergiquement* au « cut-off » le tube V. Par conséquent, l'ensemble fonctionne normalement, comme si la lampe V n'existait pas.

Si l'on constatait quelque tendance à l'accrochage parasite (oscillations à fréquence élevée) due à l'installation du dispositif de protection, on y porterait remède en intercalant au point P une bobine d'arrêt type R 100 et en montant uu condensateur $C_1$ de 500 pF au mica, comme il est indiqué en pointillés sur le schéma.

Ainsi donc, pour revenir à notre manipulation sur l'étage pilote *uniquement*, l'alimentation de ce dernier sera stabilisée comme il est montré à la figure IX-1, et naturellement le manipulateur sera intercalé entre le retour de cathode de la lampe oscillatrice quartz 6V6 et la masse. Avec le dispositif de protection de la figure IX-2, on comprend aisément que l'étage P.A. 807 n'a rien à craindre... (avec ou sans excitation, c'est-à-dire manipulateur baissé ou levé).

## § 2. — Emetteur 3 étages 150 watts, 80, 40, 20, 10 mètres, avec RK20 en push-pull

Cet l'émetteur (fig. IX-3) comprend une 6L6 métallique en pilote quartz montée en oscillatrice à réaction cathodique. Le quartz utilisé est choisi dans la bande 80 mètres, afin que ses fréquences harmoniques tombent dans les bandes 40, 20 et 10 mètres.

L'étage séparateur est équipé d'une 807 ; il travaille en tampon pour l'exploitation 80 mètres, en doubleur de fréquence pour les bandes 40 et 20 mètres, et en quadrupleur sur 10 mètres. Nous reverrons d'ailleurs cela avec le tableau des bobines $L_1$, $L_2$, $L_3$ et $L_4$.

La liaison entre pilote et séparateur se fait électrostatiquement par ajustage de la capacité C, de 100 pF ; au moment du

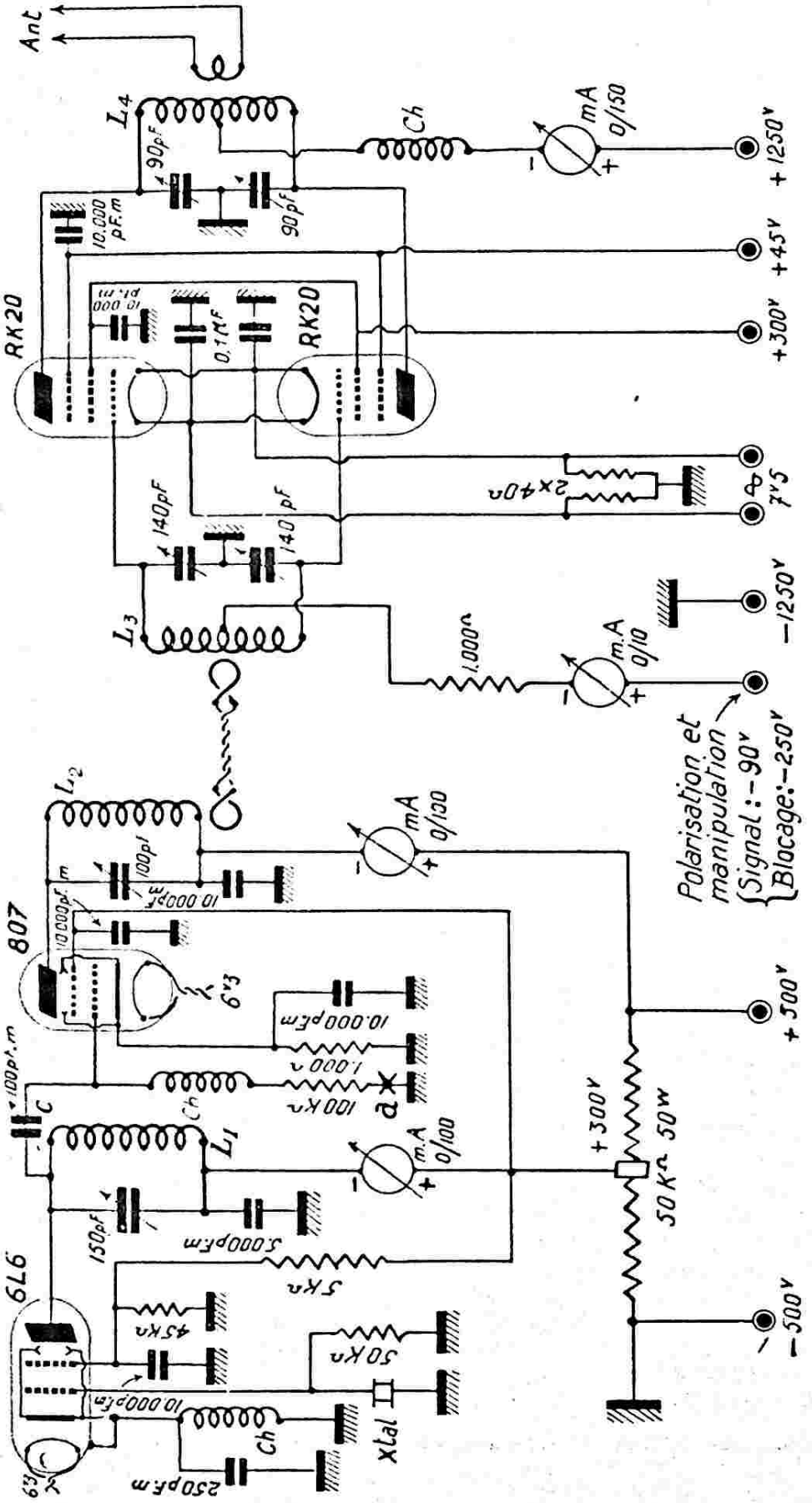

Ant
L4
90pF
90pF
10.000 pF.m
Ch
mA 0/150
+1250V
+45V
+300V
RK20
RK20
10.000 pF.m
0,1MF
140pF
140pF
2x40Ω
7V5
L3
1.000Ω
m.A 0/10
-1250V
Polarisation et manipulation
Signal : -90V
Blocage : -250V
L2
mA 0/100
100pF
10.000pF.m
807
10.000pF.m
6V3
10.000pF.m
1.000Ω
100KΩ
a
100pF.m
C
Ch
L1
m.A 0/100
+500V
+300V
50KΩ 50W
150pF
5.000pF.m
5KΩ
6L6
45KΩ
50KΩ
10.000pF.m
Ch
Xtal
250pF.m
6V3
-500V

Fig. IX-3

## Tableau des bobinages $L_1$, $L_2$, $L_3$ et $L_4$

pour 6L6/807/RK20
RK20

ou 6L6/807/807
807

| Bandes | $L_1$ | $L_2$ | $L_3$ | $L_4$ |
|---|---|---|---|---|
| 80 m. | 35 tours jointifs 9/10 deux couches coton, sur mandrin de 35 mm. de diamètre. (Accorder sur 80 mètres.) | 40 tours jointifs 9/10 deux couches coton, sur mandrin de 35 mm. de diamètre. (Accorder sur 80 mètres.) | 42 tours 9/10 deux couches coton, prise au centre, sur mandrin de 38 mm. de diamètre, longueur de 45 mm. (Accorder sur 80 mètres.) | 36 tours 20/10 cuivre nu sur air, prise au centre, diamètre de 55 mm., longueur de 75 mm. (Accorder sur 80 mètres.) |
| 40 m. | Identique à $L_1$, bande 80 m. (Accorder sur 80 mètres.) | 20 tours 9/10 deux couches coton, sur un mandrin de 35 mm., longueur de 48 mm. (Accorder sur 40 mètres.) | 33 tours 9/10 deux couches coton, prise au centre, sur mandrin de 38 mm., longueur de 40 mm. (Accorder sur 40 mètres.) | 21 tours 20/10 cuivre nu sur air, prise au centre, diamètre 55 mm., longueur de 75 mm. (Accorder sur 40 mètres.) |
| 20 m. | Identique à $L_2$, bande 40 m. (Accorder sur 40 mètres.) | 9 tours 10/10 émaillé, sur un mandrin de 35 mm. de diamètre, longueur de 32 mm. (Accorder sur 20 mètres.) | 10 tours de 12/10 deux couches coton, prise au centre, sur mandrin de 38 mm. de diamètre, longueur de 25 mm. (Accorder sur 20 mètres.) | 11 tours de 20/10 cuivre nu sur air, prise au centre, diamètre 55 mm., longueur de 75 mm. Accorder sur 20 mètres.) |
| 10 m. | Identique à $L_1$, bande 20 m., soit $L_2$, bande 40 m. (Accorder sur 40 mètres.) | 4,5 tours de fil 10/10 émaillé, sur mandrin de 35 mm., longueur de 20 millimètres. (Accorder sur 10 mètres, quadruplage de fréquence.) | 6 tours de fil 12/10 deux couches coton, prise au centre, sur mandrin de 38 mm. de diamètre, longueur de 25 mm. (Accorder sur 10 mètres.) | 8 tours de fil 20/10 cuivre nu, sur air, prise au centre, diamètre 35 mm. enroulés sur une longueur de 60 mm. (Accorder sur 10 mètres.) |

réglage, un milliampèremètre inséré en a dans le retour grile 807 doit indiquer 2,5 à 3 mA pour un couplage correct.

L'étage amplificateur H.F. de puissance comprend deux tubes RK20 montés en push-pull. Le condensateur d'accord grille et celui de plaque, sont des condensateurs doubles à rotor commun (lames mobiles communes). La liaison entre séparateur et étage final P.A. se fait par ligne, couplage aux points froids des bobines, naturellement. Le courant grille total des deux tubes, pour une excitation correcte, doit être de 8 à 10 mA. Avec l'antenne couplée — charge normale — le courant anodique total avoisine 150 mA.

(fig. IX-4). Le pilote et l'étage séparateur restent inchanges.

Les tensions d'alimentation sont naturellement à modifier comme l'indique la figure ; la tension de chauffage doit être de 6,3 volts, la haute tension ayant une valeur maximum de 700 V. Les écrans sont alimentés à partir de la haute tension, par l'intermédiaire d'un système potentiométrique à grosse dissipation ; tensions d'écrans : + 300 volts.

La puissance de sortie est voisine de 100 watts.

Pour une excitation correcte, on doit avoir un courant grille de 6 à 7 mA (pour les deux tubes).

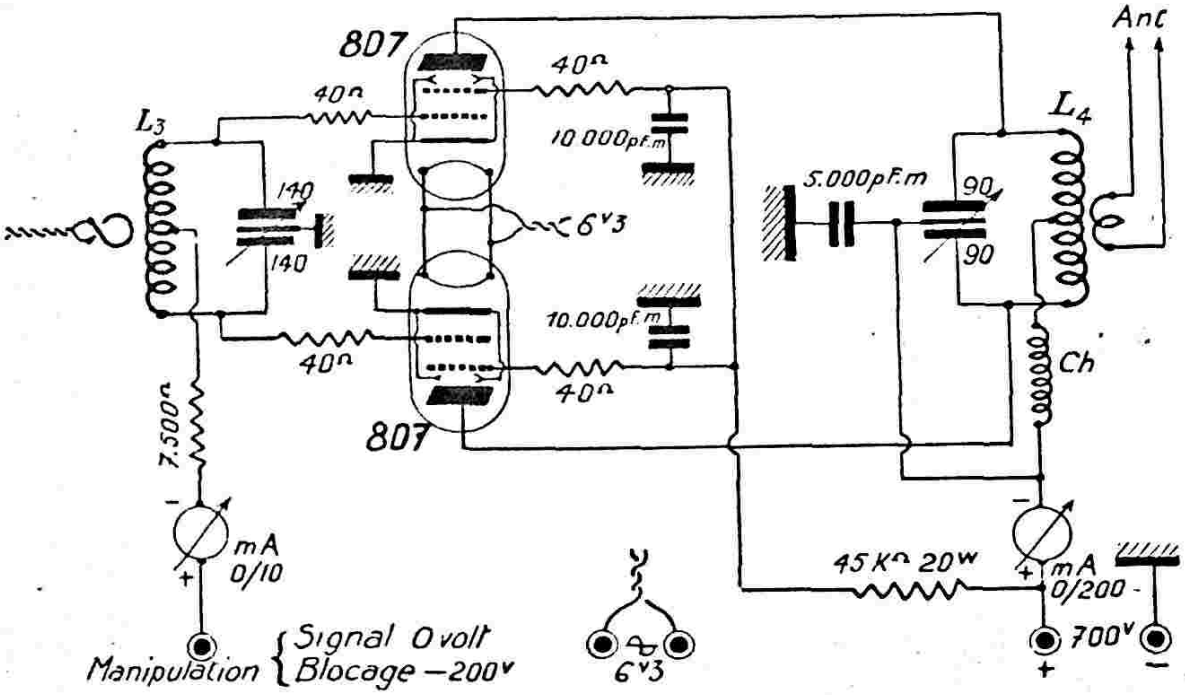



*Fig. IX-4*

La polarisation normale de l'étage final, polarisation de base sur $G_1$ est de — 90 volts (signal). La manipulation s'effectuant par blocage de la grille de commande, nous avons sur $G_1$ une tension négative de 250 volts, lorsque le manipulateur n'est pas abaissé.

Aucun neutrodynage n'est nécessaire, si toutes les précautions extérieures ont été prises, à savoir : aucun couplage entre grilles et plaques des tubes RK20 et aucun couplage également entre $L_3$ et $L_4$. Toutes les bobines d'arrêt Ch ont un coefficient de self-induction de 2,5 mH (nids d'abeille fragmentés).

**Variante : PA push-pull 807 — (O.M.).**

On peut utiliser à la place des deux tubes RK20, deux lampes type 807 (ou 4Y25) à l'étage amplificateur final H.F.

La manipulation s'effectue par blocage de grille également. Le manipulateur baissé, le retour grille est directement relié à la masse ; le manipulateur non abaissé laisse apparaître une tension de blocage d'environ — 200 volts, fournie par un redresseur auxiliaire.

On peut également réaliser une polarisation simultanée par grilles et cathodes ; on connecte les deux cathodes ensemble et on les relie à la masse par une résistance de 110 ohms shuntée par un condensateur au mica de 10.000 pF ; la résistance du retour des grilles ne doit être alors que de 3.000 ohms.

Les résistances de 40 ohms en série dans les liaisons grilles et écrans sont destinées à empêcher certaines oscillations parasites à très haute fréquence de prendre naissance. Si l'on ne rencontre pas d'accro-

chages de ce genre, elles peuvent être supprimées.

## § 3. — Monitor pour télégraphie

Un « monitor » est un instrument indispensable, surtout au débutant en télégraphie, pour contrôler en permanence la *cadence* correcte des signaux transmis. En effet, l'opérateur habitué à l'écoute du sifflement de son « buzzer » d'étude, se trouve désorienté en manipulant son émetteur avec lequel il n'entend plus rien ! Un monitor reproduisant les signaux émis est alors d'un grand secours.

tension sur la plaque et, par conséquent, la tension aux bornes de N, est beaucoup trop faible pour qu'il y ait oscillation. Or, le fil A recueille la H.F. rayonnée par l'émetteur durant la transmission des signaux ; cette H.F. est détectée par la partie diode, et la tension négative développée aux bornes de $R_3$ est appliquée comme polarisation de « cut-off » à la grille de l'élément triode à travers $R_4$. On conçoit aisément qu'à chaque signal télégraphique émis, l'oscillateur à relaxation sera débloqué et entrera en fonction : le monitor sera donc bien commandé par l'émetteur (2).

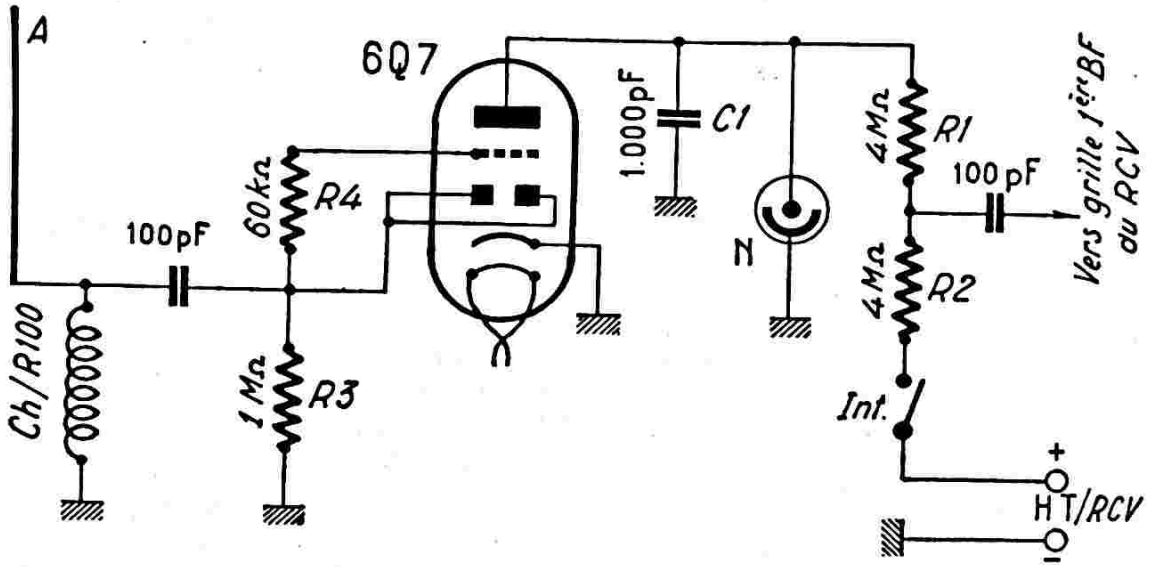



*Fig. IX-5*

Même à l'opérateur chevronné, le monitor apporte une aide certaine, principalement dans le trafic en BK.

Le monitor pour CW n'est pas autre chose qu'un simple petit oscillateur B.F. Mais, attention ; pour avoir droit au titre de « monitor », cet oscillateur B.F. ne doit pas être manipulé en même temps que l'émetteur : il doit être *commandé* par la H.F. des signaux issus de l'émetteur.

Le schéma du monitor pour télégraphie est donné sur la figure IX-5. L'oscillateur B.F. est un simple oscillateur de relaxation formé par les résistances $R_1$, $R_2$, le condensateur $C_1$ et le tube au néon N (lampe témoin au néon (1) ou type NE-51). Quant à la partie triode du tube 6Q7, elle fonctionne en « bloqueuse » ; en effet, elle permet à l'oscillation de relaxation de ne prendre naissance que si sa grille de commande est fortement polarisée. Dans le cas contraire, la triode consommant, la

La fréquence d'oscillation peut être modifiée en agissant sur la valeur de $C_1$.

La sortie du monitor est connectée en parallèle, en permanence, sur la grille de commande du premier tube B.F. du récepteur ; cette connexion n'apporte aucun trouble dans le fonctionnement du récepteur. Suivant l'importance et le gain de la section B.F. de ce dernier, il y a parfois lieu de modifier le système potentiométrique $R_1$ $R_2$ ; dans ce cas, on s'arrange pour que la somme de $R_1$ et $R_2$ fasse environ 7 à 8 MΩ.

D'autre part, pour augmenter la « sensibilité » de l'appareil, on pourra prendre un tube triode ayant un coefficient d'amplification élevé : un tube 6F5, par exemple. La détection peut alors s'effectuer à l'aide d'un détecteur à cristal (genre 1N34 ou autre).

(1) Lampe de 1/25 de watt.

(2) Si, pour une raison quelconque, l'émetteur tombe en panne en cours de transmission, l'opérateur en est averti immédiatement ; l'appareil tient donc bien son rôle de « monitor ».

Quant à l'élément collecteur A, ce sera soit un fil isolé, soit une tige de cuivre verticale, etc. Sa longueur est déterminée selon la distance du monitor à l'émetteur, de façon à obtenir un fonctionnement correct du tube triode « bloqueur ». Il est à noter que ce monitor convient pour toutes les gammes, étant donné qu'il ne comporte aucun circuit accordé.

*Nota.* — Si l'on ne veut pas utiliser la partie B.F. du récepteur, il est évidemment possible de compléter l'appareil par un petit amplificateur quelconque avec contrôle au casque ou en H.P., avec alimentation autonome, etc.

**Conclusion.**

Nous arrêtons ici la description de ces quelques émetteurs de *radiotélégraphie*. Plus loin, nous verrons divers montages de postes émetteurs *radiotéléphoniques*, où il sera facile d'obtenir l'exploitation télégraphique en supprimant le modulateur et en adoptant, pour l'étage final, le régime classe C télégraphie (ajustage des tensions et polarisation).

## § 4. — Apprentissage de la lecture au son

Un bon opérateur en radiotélégraphie doit pouvoir émettre, et surtout « revoir au son », les signaux *Morse* d'une façon correcte et rapide. Il ne nous appartient pas ici de préconiser telle ou telle méthode. Disons simplement que pour arriver à des bons résultats, il importe surtout de s'entraîner souvent et de pratiquer.

Sur la page suivante, nous indiquons tout d'abord les signaux du code Morse actuellement en vigueur. Nous précisons aussi que les abréviations du code Q, les signaux de service et les abréviations complémentaires que l'on utilise de façon courante en télégraphie, font l'objet des paragraphes 4, 5 et 6 du chapitre XXII.

Maintenant, nous indiquons trois montages simples qui permettent l'entraînement ou l'apprentissage de la manipulation et de la lecture du son. Il s'agit d'oscillateurs B.F. qui génèrent une note audible lorsqu'on ferme le manipulateur.

Le premier montage (fig. IX-6) est un oscillateur à relaxation utilisant un tube au néon N.E. (genre « témoin ») type N.C.

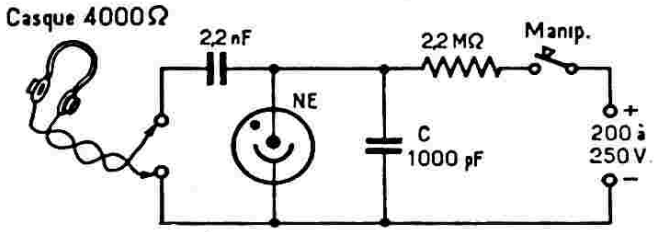



*Fig. IX-6*

ou Z.G.L. Mazda ; il est possible de modifier la fréquence de la note en agissant sur la capacité du condensateur C. Il importe d'utiliser un casque présentant une très grande résistance. L'alimentation exige une tension de l'ordre de 200 à 250 V, et cela peut être un inconvénient. Dans le montage

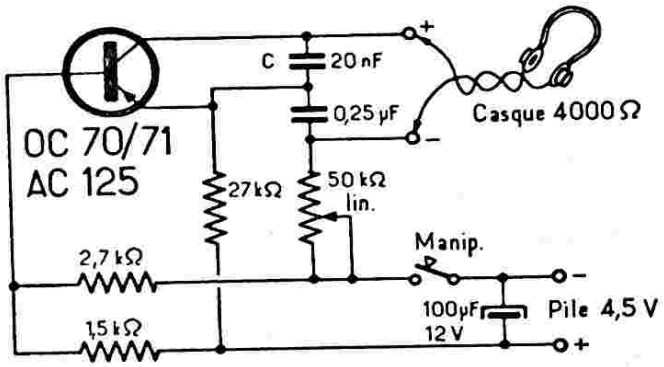



*Fig. IX-7*

suivant (fig. IX-7), une simple pile de 4,5 V suffit. Il s'agit d'un oscillateur à transistor OC70 ou OC71 et l'on peut modifier la fréquence de la note générée en agissant notamment sur la capacité C.

Enfin, le troisième montage (fig. IX-8) fait appel au classique multivibrateur et utilise deux transistors OC72. On peut agir

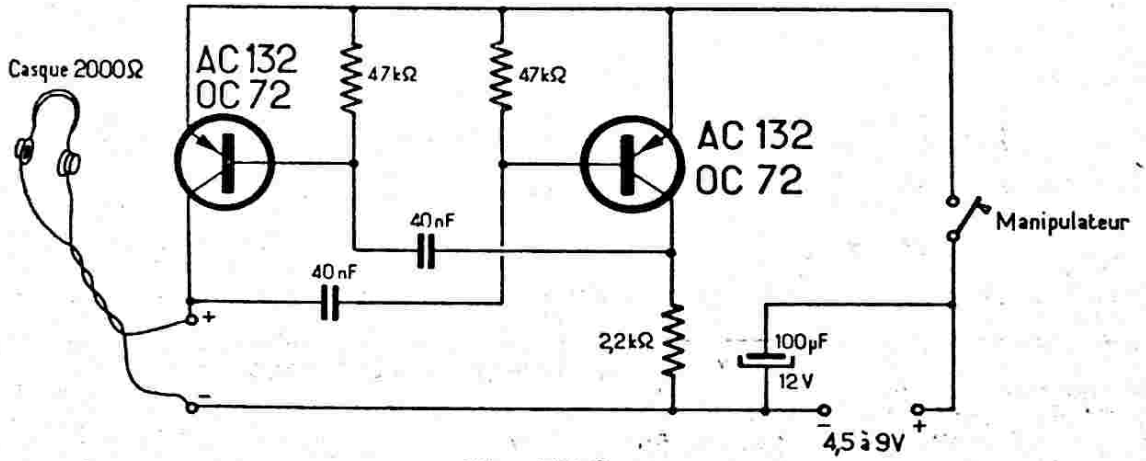



*Fig. IX-8*

# Le Code Morse

## Lettres

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| a ·— | é ··—·· | k —·— | p ·——· | v ···— |
| b —··· | f ··—· | l ·—·· | q ——·— | w ·—— |
| c —·—· | g ——· | m —— | r ·—· | x —··— |
| d —·· | h ···· | n —· | s ··· | y —·—— |
| e · | i ·· | o ——— | t — | z ——·· |
| | j ·——— | | u ··— | |

## Chiffres

| | | | |
|---|---|---|---|
| 1 ·———— | 6 —···· | 1 ·— | 6 —···· |
| 2 ··——— | 7 ——··· | 2 ··— | 7 ——··· |
| 3 ···—— | 8 ———·· | 3 ···— | 8 ———·· |
| 4 ····— | 9 ————· | 4 ····— | 9 ————· |
| 5 ····· | 0 ————— | 5 ····· | 0 ————— |

## Chiffres abrégés

Dans les répétitions d'office, lorsqu'il ne peut y avoir de malentendu du fait de la coexistence de chiffres et de lettres ou de groupes de lettres, les chiffres doivent être transmis au moyen des signaux abrégés

## Signes de ponctuation et autres

| | | | |
|---|---|---|---|
| Point | ·—·—·— | Double trait | —···— |
| Virgule | ——··—— | Compris | ···—· |
| Deux points | ———··· | Erreur | ········ |
| Point d'interrogation (1) | ··——·· | Croix (4) | ·—·—· |
| Apostrophe | ·————· | Invitation à transmettre | —·— |
| Trait d'union ou tiret | —····— | Attente | ·—··· |
| Barre de fraction | —··—· | Fin de travail | ···—·— |
| Parenthèses (2) | —·——·— | Signal de commencement (5) | —·—·— |
| Souligné (3) | ··——·— | Signal séparatif (6) | —···— |

(1) Point d'interrogation ou demande de répétition de transmission non comprise.
(2) Avant et après les mots.
(3) Avant et après les mots ou le membre de phrase.
(4) Croix ou signal de fin de télégramme ou de transmission.

(5) Commencement de toute transmission.
(6) A utiliser pour la transmission des nombres fractionnaires (entre la fraction ordinaire et le nombre entier à transmettre) et des groupes formés de chiffres et de lettres (entre les groupes de chiffres et de lettres).

## Lettres et signaux facultatifs

| | | | |
|---|---|---|---|
| ă ·—·— | ch ———— | ö ———· | |
| à ou å ·——·— | ñ ——·—— | ü ··—— | |

Ces lettres et signaux facultatifs peuvent être employés, exceptionnellement, dans les relations entre pays qui les acceptent.

### ESPACEMENT ET LONGUEUR DES SIGNES

a) Un trait est égal à trois points.
b) L'espace entre les signaux d'une même lettre est égal à un point.
c) L'espace entre deux lettres est égal à trois points.
d) L'espace entre deux mots est égal à cinq points.

sur la fréquence de la note en modifiant la valeur des condensateurs de 40 nF ou la valeur des résistances de 47 kΩ et de 22,2 kΩ.

Ces trois montages de « buzzers » modernes remplaçant avantageusement les anciens appareils à lame vibrante sont suffisamment simples pour se passer de longs commentaires.

CHAPITRE X

# La Radiotéléphonie

Ce chapitre est consacré à l'étude de la radiotéléphonie et, plus exactement, à l'étude des divers systèmes de modulation en amplitude (1).

En fait, un émetteur de radiotéléphonie ne diffère d'un émetteur radiotélégraphique, au moins pour la section « haute fréquence », que par l'ajustage des tensions d'alimentation satisfaisant au régime téléphonique. Naturellement, nous avons, en plus, un amplificateur basse fréquence destiné à amplifier les courants téléphoniques du microphone ou du pick-up ; cet amplificateur est plus ou moins puissant, suivant le procédé de modulation employé et la puissance de l'étage H.F. à moduler. D'ailleurs, le chapitre XII est uniquement réservé à la réalisation d'émetteurs radiotéléphoniques complets.

## § 1. — Considérations générales

A. — Tout d'abord, il faut distinguer deux grandes classes de modulation :

1° La modulation en puissance ; cas de la modulation plaque, par exemple, dans laquelle un apport extérieur de puissance est fourni par l'amplificateur basse fréquence, au rythme de la parole ou de la musique.

2° La modulation en rendement ; classe dans laquelle se rangent tous les procédés de modulation par les grilles ($G_1$, $G_2$ ou $G_3$). Au rythme des oscillations B.F., varie le rendement de la lampe H.F. modulée.

Notons tout de suite que la modulation par la cathode est un compromis entre ces deux classifications.

Nous ne reviendrons pas sur ce qui se passe lorsque l'on module une onde H.F. par un signal B.F. ; un examen oscilloscopique est suffisamment éloquent : voir figure VIII-13 et le texte s'y rapportant.

B. — Il est utile de rappeler, d'autre part, quelques bases au sujet de la mesure des tensions de modulation. Il nous faudra tenir compte de la forme des courants à mesurer, et ceux-ci peuvent être considérés comme une succession de phénomènes transitoires. C'est pourquoi il ne faudra pas perdre de vue deux valeurs tout à fait distinctes :

1° La tension de crête instantanée, dont le maximum est fonction des caractéristiques des amplificateurs et de l'émetteur ; cette tension de crête détermine, en particulier, la profondeur instantanée de modulation.

2° La « dynamique » de la modulation, c'est-à-dire le rapport de l'intensité sonore maximum (forte) à l'intensité sonore minimum (pianissimo).

Ce sont là, en effet, deux choses tout à fait différentes, n'ayant qu'un faible rapport entre elles. Par exemple, pour mieux nous faire comprendre, on peut très bien imaginer une modulation constituée par des impulsions très brèves, correspondant à une tension de crête élevée et à un niveau sonore faible.

Tous les décibelmètres, outputmètres, etc., de la terre, du fait de l'amortissement du cadre, de l'inertie de l'aiguille, renseignent plutôt sur la « dynamique » de la modulation (et encore, à condition que l'aiguille n'ait pas une durée de retour trop élevée, la rendant impropre à la lecture des minima). Ces appareils ne renseignent nullement sur les crêtes. Or, dans une mise au point sérieuse, une exploitation sévère, le contrôle exact de la valeur des crêtes est nécessaire. A notre avis, il n'y a qu'un voltmètre de crête convenable, c'est l'oscillographe cathodique.

C. — Dans une émission radiotéléphonique, le courant haute fréquence antenne

(1) Bibliographie : *Documentation S.F.R. — Radio Handbook Engineers. — Q.S.T. — Radio-Electricité Générale, de R. Mesny.*

doit reproduire aussi exactement que possible les tensions développées par le microphone ou le pick-up. En l'état actuel de la technique, on peut obtenir, avec une très faible distorsion, un taux de modulation de pointe voisin de l'unité. Un faible taux de modulation équivaut à un gaspillage de l'énergie H.F. ; mais la surmodulation, provoquant des éclaboussures sur les bandes latérales *inutiles à la transmission*, et produisant un violent QRM pour les voisins de la longueur d'onde, doit être absolument proscrite.

L'étage H.F. modulé doit être réglé afin d'obtenir une linéarité parfaite, et l'amplificateur B.F. doit, dans chaque procédé, être adapté correctement à l'étage à moduler.

En passant, il convient de définir la *capacité de modulation* d'un émetteur : c'est le pourcentage maximum auquel un émetteur peut être modulé sans qu'il transmette des *bandes latérales parasites* et sans que la *non-linéarité* de l'onde modulée soit *gênante*.

La capacité de modulation la plus élevée que puisse atteindre un émetteur est évidemment de 100 % ; mais, souvent, il faudra se contenter d'un taux légèrement inférieur. En tout cas, il est nécessaire de se rapprocher le plus possible du taux de 100 %, de façon que la puissance porteuse soit utilisée avec le maximum d'efficacité.

La capacité de modulation d'un émetteur peut être limitée par les causes suivantes :

*a*) Cathode du tube H.F. modulé insuffisamment chauffée ;

*b*) Excitation ou polarisation insuffisante de l'étage H.F. modulé par l'anode ;

*c*) Puissance de sortie B.F. insuffisante du modulateur ;

*d*) Trop d'excitation ou polarisation instable dans un étage H.F. modulé par la grille de commande ou dans un étage H.F. linéaire classe B.

## § 2. — Modulation par contrôle d'anode

### 1° Modulation choke-system (fig. X-1-A)

Nous allons voir succinctement ce montage très connu, parce que déjà ancien. Les modulateurs à lampe finale unique fonctionnent toujours en amplificateurs classe A. On choisira de préférence, comme lampe finale B.F., un tube dont la résistance interne est faible.

L'avantage des amplificateurs B. F. classe A est qu'ils exigent seulement une excitation grille en tension. Les organes de liaison de modulation seront donc simplement des résistances et des condensateurs.

La liaison émetteur-modulateur sera constituée par une simple bobines à fer, SF ; le schéma est idéal de simplicité. Malheureusement, il n'est pas possible de le conserver dès que l'on désire augmenter la puissance de l'émetteur.

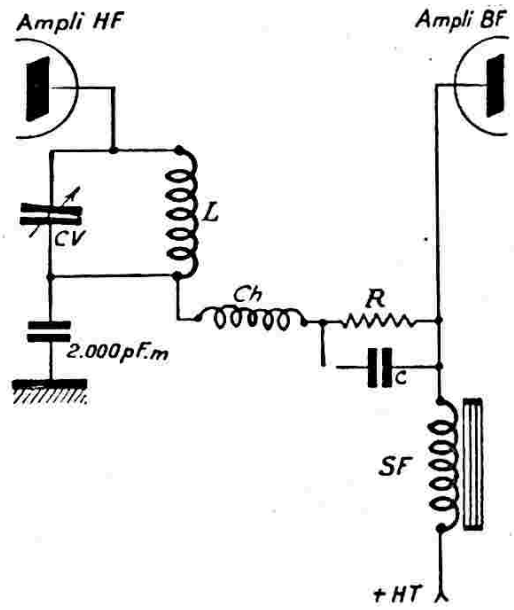



*Fig. X-1-A*

On verra, en effet, plus loin, que la puissance modulée nécessaire à un émetteur, pour le moduler plaque à 100 %, doit être égale à la moitié de la puissance alimentation de l'étage H.F.

Donc, supposons que l'on veuille moduler un ampli H.F. de 50 watts alimentation ; il faudrait une lampe modulatrice capable de délivrer, en classe A, 25 watts modulés. On voit le ridicule de poursuivre dans une telle voie !

Un tel montage ne peut convenir qu'aux émetteurs QRP de 10 à 12 watts alimentation (exigeant une puissance modulée de 5 à 6 watts).

La modulation choke-system est quelquefois désignée sous le nom de modulation Heising (du nom de son promoteur) ; d'autres fois encore, par modulation à courant constant. En effet, le courant qui traverse la bobine de modulation SF est constant. Le coefficient de self-induction de SF varie suivant les lampes utilisées. Pratiquement, cette valeur se situe entre 10 et 30 henrys.

Si le tube ampli H.F. doit être alimenté par une tension anodique plus faible que le tube ampli B.F., on chute cette tension

par une résistance R adéquate ; cette résistance doit être shuntée par un condensateur C de 0,5 à 1 µF pour l'écoulement des signaux B.F.

De toutes façons, cette résistance shuntée est nécessaire si l'on veut obtenir un taux de modulation voisin de 100 % ; il convient, en effet, de réduire la puissance d'alimentation du tube H.F., afin que le tube B.F. puisse moduler profondément. D'autre part, au moyen de cette résistance, on peut modifier l'impédance de charge sur laquelle débite le modulateur (la bobine à fer de liaison donnant, par elle-même, un rapport de couplage de 1/1).

Si les deux tubes peuvent travailler sous la même tension plaque, l'ensemble RC est supprimé (court-circuité). C'est généralement le cas où l'on utilise un tube pentode ou tétrode final à l'amplificateur B.F. permettant d'obtenir plus aisément la puissance modulée requise.

*Remarque.* — Pour augmenter un peu la puissance modulée disponible, on peut monter à la sortie de l'amplificateur B.F. deux lampes finales *en parallèle*.

## MODULATION « REFERENCE-SHIFT »

Un perfectionnement important du système de modulation précédent est obtenu avec le procédé dit à modulateur « reference-shift » représenté sur la figure X-1-B. C'est un modulateur à polarisation variable, la tension positive appliquée sur la grille du tube $V_2$ variant avec l'amplitude des signaux BF. L'amplificateur $V_2$ monté en cathode-follower attaque directement le tube modulateur $V_3$ (807) connecté en pseudo-triode, ce dernier étant relié au tube HF selon le procédé Heising (impédance BF à fer commune dans les anodes — bobine SF). La polarisation variable du tube $V_2$ est obtenue par redressement des signaux basse fréquence de la modulation par la diode à cristal 1N38. Le rôle de cet étage (triode $V_2$) est de fournir à la grille de la modulatrice $V_3$ une tension de signal BF mélangée à une tension positive (courant continu) un peu supérieure (ou égale) à la tension des signaux. La tension de grille en courant continu de la modulatrice et le courant anodique moyen sont fonction du niveau du signal BF. Il est alors facile d'obtenir, avec deux tubes identiques (807) en BF et en HF, une modulation très voisine de 100 % avec un rendement de l'étage BF modulateur (tube $V_3$) voisin du chiffre théorique (soit 50 %).

### 2° Modulation plaque (liaison par transformateur) (fig. X-2).

Une lampe fonctionnant en amplificatrice H.F. et réglée dans certaines conditions présente la propriété de fournir, dans le circuit oscillant plaque ou dans l'antenne couplée à ce circuit, une intensité H.F. proportionnelle à la tension continue de plaque. Ces conditions sont : une polarisation grille de base élevée et une excitation H.F. généreuse. Le montage de la

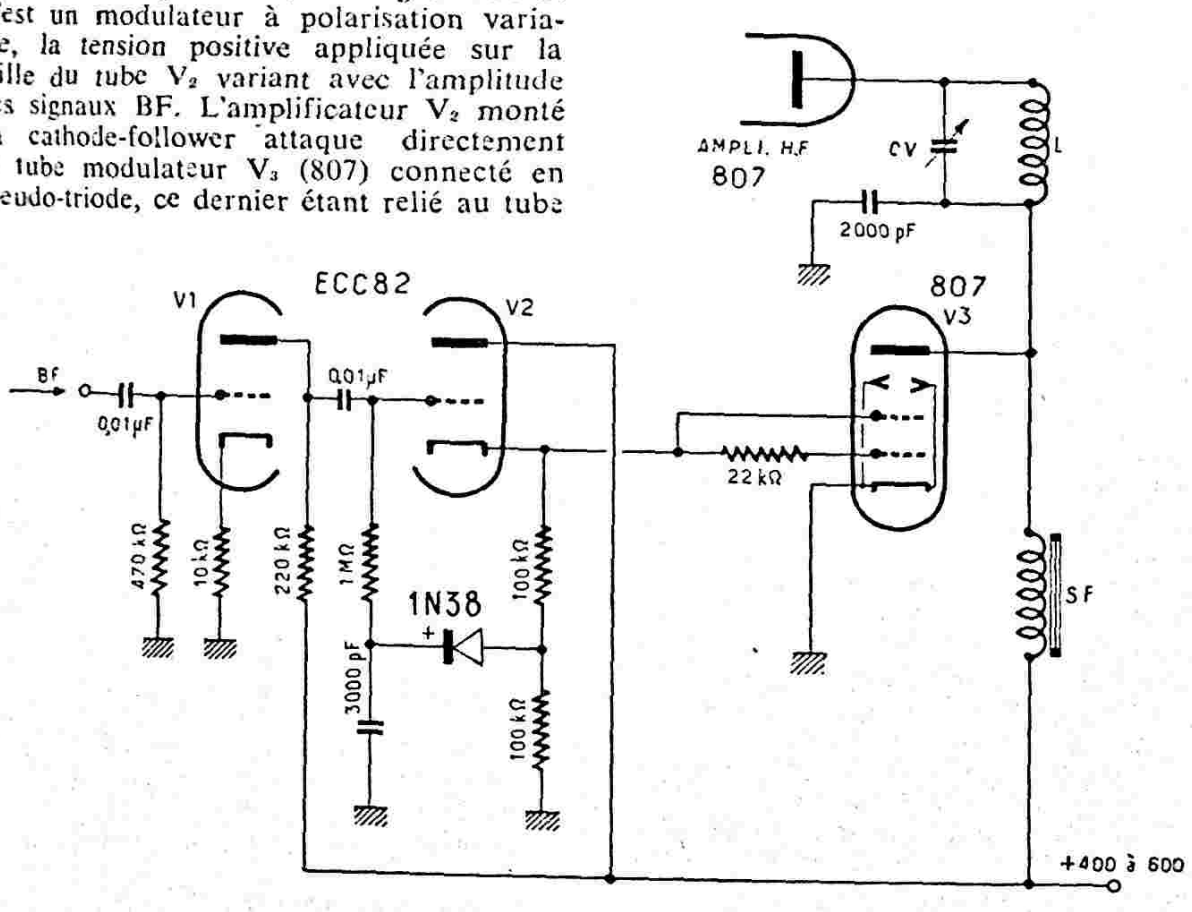



*Fig. X-1-B*

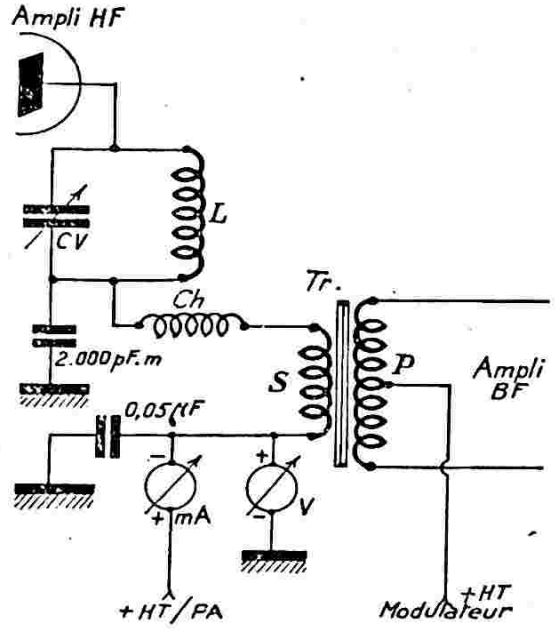



*Fig. X-2*

figure X-2 : modulation par contrôle d'anode et liaison par transformateur, est maintenant universellement adopté.

Le fonctionnement du tube amplificateur H.F. modulé est le même qu'en classe C télégraphie, *mais* on adopte une valeur de tension plaque réduite : environ 70 à 75 % de la tension du régime télégraphique, cela afin de tenir compte des valeurs instantanées élevées que le tube doit supporter en crête de modulation.

La section du noyau magnétique du transformateur modulateur Tr doit être importante, pour que la composante continue $I_{po}$ du courant anodique ne place pas le fer dans un état de saturation (il est même bon de prévoir un léger entrefer dans ce noyau).

La tension plaque d'alimentation devant doubler en crête de modulation, du fait de la superposition de la tension alternative B.F. de modulation — pour une profondeur K = 100 % — il faut que la tension alternative H.F. de plaque $E_{p1}$ puisse aussi doubler. Même remarque pour le courant alternatif fondamental $I_{p1}$, puisqu'on travaille sur une résistance de charge constante (circuit d'antenne correctement accordé, se comportant comme une résistance pure).

D'autre part, la tension d'excitation H.F. garde une amplitude constante au cours du cycle de modulation. $V_{g\ max}$ a donc une valeur théoriquement constante. Mais en réalité, pour augmenter la valeur possible de $I_{p\ max}$ (en crête), on dépolarise sensiblement la grille par le truchement d'une polarisation automatique partielle. La polarisation $V_{go}$ de porteuse doit être plus élevée que pour le régime télégraphique, afin d'obtenir facilement la réduction nécessaire en crête.

Si nous travaillons sur les parties droites des caractéristiques, les intensités plaque sont proportionnelles aux tensions plaque, et les puissances plaque (comme les puissances H.F., d'ailleurs) sont proportionnelles au carré des tensions plaque.

Quelle que soit la tension anodique, le rendement (ou rapport entre la puissance utile et la puissance plaque) est donc constant dans le cycle de modulation et dépasse rarement une valeur de 70 %.

Dans une modulation totale théorique (K = 100 %), la modulation superpose à $V_{po}$ et $I_{po}$ de porteuse, une tension et un courant dont les amplitudes sont aussi égales à $V_{po}$ et $I_{po}$. En d'autres termes, l'intensité anodique instantanée en crête est double de la valeur $I_{po}$ de porteuse. Comme la tension plaque en crête est de 2 $V_{po}$ la puissance plaque de pointe atteint quatre fois la puissance plaque (1) porteuse $W_{po}$. La puissance de modulation est égale à :

$$\frac{V_{po}}{\sqrt{2}} \times \frac{I_{po}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{po} \cdot I_{po}}{2}$$

Autrement dit, pour obtenir la modulation à 100 % que nous nous étions fixée, l'amplificateur B.F. doit fournir une puissance efficace modulée égale à la moitié de la puissance alimentation plaque porteuse.

Pendant la modulation (à 100 %), les valeurs instantanées de la tension et du courant plaque du tube varient de zéro à une valeur double, et la puissance moyenne appliquée devient :

$$V_{po} \cdot I_{po} + 0{,}5\ V_{po} \cdot I_{po} = 1{,}5\ V_{po} \cdot I_{po}$$

La puissance *utile* moyenne augmente également de 50 %. En fin d'analyse, la puissance dissipée est aussi multipliée par 1,5, et, comme il a été dit plus haut, le rendement reste sensiblement constant.

D'une manière plus générale, la puissance utile moyenne et la dissipation anodique obtenues avec une profondeur de modulation K exprimée en décimales, sont égales aux valeurs de porteuse multipliées par le facteur

$$1 + \frac{K^2}{2} \quad \begin{cases} K = 0{,}7 & \text{pour } 70\ \%, \\ = 0{,}85 & \text{pour } 85\ \%, \\ \text{etc.} & \end{cases}$$

On choisit ordinairement sur le réseau de Kellog (caractéristiques $I_p/V_p$) une valeur du courant anodique instantané maxi-

(1) Puissance anodique appelée aussi puissance-input.

umum en crête de modulation correspondant à une tension de déchet de 18 % environ de $V_{po}$, la tension $V_g$ maximum devant être cependant inférieure à la tension $E_p$ minimum correspondante (se reporter aux figures II-6 et 7).

Disons, pour ne pas troubler les idées, que les appareils de mesure (voltmètre V et milliampèremètre A) placés dans l'alimentation anodique du tube H.F. n'accusent aucune variation quand on passe du régime de porteuse pure au régime de modulation à 100 %, malgré l'augmentation de 50 % de la puissance moyenne appliquée. Cela s'explique par le fait que cet apport de puissance est uniquement fourni par le modulateur.

Donc, pour avoir un taux de 100 %, il faut une puissance modulée égale à la moitié de la puissance alimentation plaque. Mais que se passe-t-il si cette condition idéale n'est pas remplie ? Prenons l'exemple d'un émetteur de 40 watts alimentation plaque, pour lequel il faudra 20 watts modulés pour obtenir la profondeur de 100 %. On démontre que, pour une profondeur de 80 %, les deux tiers de la puissance modulée qu'il fallait pour 100 % suffisent, soit 13 watts environ. Pour un taux de 70 %, il ne faut plus que la moitié de ladite puissance modulée, soit 10 watts, etc.

Signalons, cependant, que pour obtenir une modulation à 100 % sur la *parole*, il n'est souvent pas nécessaire d'avoir une puissance modulée égale à la moitié de la puissance-input de l'étage H.F. Ceci est dû à ce que les ondes *vocales* s'écartent généralement énormément de la sinusoïde (selon l'individu). De ce fait, bien que la puissance B.F. instantanée en *crête* soit égale à la puissance alimentation de l'étage H.F., la puissance B.F. *modulée* (ou puissance *moyenne*) n'atteint pas la moitié prévue de la puissance input de l'étage H.F. (mais 0,3 à 0,4 seulement).

Un dernier mot, enfin, sur le calcul du transformateur Tr. L'enroulement P aura l'impédance nécessaire au tube (ou aux tubes) de sortie du modulateur. Quant à l'enroulement S, toute se passe comme si l'amplificateur B.F. débitait sa puissance modulée sur une résistance de :

$$R = \frac{V_{po}}{I_{po}} = \text{impédance de S.}$$

Rappelons, à ce sujet, que le rapport de transformation d'un transfo est égal à la racine carrée du rapport des impédances (voir chapitre II, § 8). Nous donnons d'ailleurs au chapitre XI, § 2, le procédé de calcul détaillé.

Tous ces points successivement énumérés et ces conditions de travail caractérisent la modulation en puissance par contrôle d'anode.

## § 3. — Modulation par contrôle de grille

Dans un montage où la tension B.F. de modulation est appliquée au circuit plaque, si la tension de polarisation et l'excitation H.F. sont suffisantes, on obtiendra toujours dans le circuit d'anode une puissance utile satisfaisante et un bon rendement au cours du cycle de modulation. Par contre, dans un montage où la tension B.F. de modulation est appliquée à *une grille quelconque*, avec tension de plaque constante, *le régime de pointe* ne peut naturellement pas excéder les valeurs admises pour le fonctionnement en régime télégraphique, aussi bien pour la puissance utile que pour le rendement (le régime télégraphique répondant, en général, aux valeurs optima possibles de ces deux facteurs).

En fait, une augmentation de la tension de polarisation de la grille de commande (modulation sur $G_1$) ou une diminution de la tension d'écran (modulation sur $G_2$), ou enfin une polarisation négative de la grille suppressor (modulation sur $G_3$) sont autant de facteurs qui ne peuvent amener qu'une réduction de la puissance utile et du rendement.

Donc, de tous les systèmes de modulation sur les grilles, découlent une puissance utile et un rendement en porteuse moindres. Cependant, nous verrons plus loin certains procédés permettant d'obtenir un rendement sensiblement amélioré.

### 1° Modulation sur la grille de commande $G_1$

Ce procédé de modulation est basé sur les variations de la pente des caractéristiques $I_p$-$V_g$. Si l'on applique à un tube, une tension grille de haute fréquence et d'amplitude constante, elle provoque un courant plaque dont l'amplitude est d'autant plus grande que la pente moyenne des caractéristiques est élevée dans la portion utilisée. Par conséquent, si l'on modifie périodiquement la polarisation de cette grille, on obtient un courant de H.F. variant suivant le même rythme. Cette polarisation variable est créée par l'introduction, dans le retour grille, d'un transformateur B.F. alimenté par l'amplificateur modulateur (fig. X-3-1).

Avant d'aller plus loin, on voit qu'un tel système de modulation agit bien sur le *rendement* de la lampe (justification de la classification) et que, d'autre part, la modulation complète d'un tube exige plutôt des volts que des watts. Ainsi, une simple

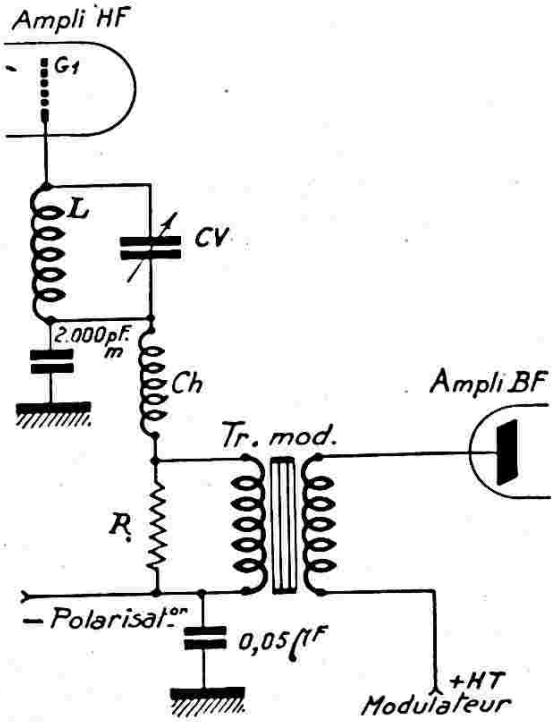



*Fig. X-3-1*

6V6 classe A, alimentée sous 250 volts de tension anodique et délivrant 4,5 watts modulés, permet de moduler par la grille un tube d'émission dissipant 100 watts et donnant 40 watts H.F. de porteuse environ (tension anode : 1.500 volts).

Conservons ce même tube d'émission, en lui appliquant les tensions requises pour sa modulation grille ; puis relevons successivement diverses intensités d'antenne, en faisant varier le potentiel de grille de zéro à — 300 volts, par exemple (— 300 V étant, dans notre cas, la tension de blocage de la lampe). La caractéristique du courant antenne ainsi obtenue présente une portion sensiblement linéaire correspondant à des polarisations grille comprises entre — 10 et — 280 volts, par exemple. Le milieu de cette caractéristique linéaire, correspondant donc à — 145 volts, sera le point de fonctionnement de notre tube (valeur de la polarisation de base).

En utilisant, comme nous l'avons dit plus haut, un transformateur pour coupler le modulateur au circuit grille, on aura une modulation voisine de 100 % pour une amplitude de tension B.F. de 135 volts développée aux bornes du secondaire. La source de tension B.F. doit, naturellement, pouvoir fournir le courant de grille de crête sans distorsion.

Une des conditions primordiales de la modulation linéaire étant la proportionnalité entre la tension de sortie et la tension d'entrée B.F. dans l'ampli H.F. modulé, le courant plaque alternatif fondamental $I_{p1}$ de porteuse doit pouvoir doubler en crête. On y arrive en augmentant la valeur de $I_{p\ max}$ de crête, grâce à la dépolarisation provoquée par la modulation.

Pour un tube donné, la tension plaque continue d'alimentation est choisie égale à la valeur nominale (classe C). Pendant le cycle de modulation, le courant anodique reste constant et égal à la valeur de porteuse. Quant au courant moyen de grille en porteuse, il est négligeable, alors qu'en pointe, il devient plus important.

Une autre condition est à observer pour obtenir une bonne linéarité : il faut choisir un couplage antenne plus important que celui qui serait adopté pour le même tube fonctionnant en classe C télégraphie.

D'autre part, l'excitation grille doit être relativement faible et très soigneusement réglée ; dans notre exemple (tube 40 watts H.F.), le courant grille, pour le régime de porteuse, a une valeur de 2 mA.

Afin que la résistance de charge de la lampe de sortie de l'ampli B.F. ne varie pas trop en cours de modulation, on shunte le secondaire du transformateur de liaison — impédance approximative 7.000 ohms — par une résistance de 10.000 ohms environ (voir fig. X-3-1).

Si, en cours de modulation, la puissance d'excitation H.F. varie d'une façon excessive, il est alors nécessaire de monter une résistance « ballast » sur le circuit accordé L. CV. de grille : une ampoule d'éclairage basse tension de 10 à 20 W selon la puissance en jeu, couplée à la bobine L par quelques tours et une ligne torsadée, forme une charge variable et améliore la régulation de l'excitation H.F. de grille.

Enfin, la source de polarisation auxiliaire, par exemple, doit être très stable et parfaitement régulée.

Pour terminer, nous dirons quelques mots sur l'amplificateur B.F. et le transformateur de liaison.

L'amplificateur B.F. doit pouvoir délivrer une puissance modulée égale à 4 à 5 % de la puissance alimentation de l'étage H.F. à moduler ; c'est donc relativement peu.

Le transformateur de liaison $Tr_{mod}$ présente naturellement l'impédance primaire requise par le tube final de l'amplificateur B.F. Quant au secondaire, il suffit de faire le rapport des nombres de tours primaire

et secondaire, de façon telle que la tension B.F. de crête développée aux bornes dudit secondaire soit approximativement égale à deux fois la *tension grille de coupure* (1) du tube H.F. à moduler.

Ce procédé de modulation se solde par une faible puissance de sortie et un faible rendement. Ce dernier est voisin de 30 %, mais s'améliore toutefois en cours de modulation.

Ce système n'est guère applicable qu'à des triodes. Il y a peu d'intérêt à l'employer avec des pentodes, quoique celles-ci paraissent s'y prêter admirablement (faible courant de grille de commande). En effet, il est beaucoup plus intéressant, avec de telles lampes, de moduler sur la grille suppressor. Mais, malgré tout, une telle modulation sur $G_1$ est possible, et elle est parfois utilisée sur des tubes dont la grille d'arrêt n'est pas accessible, ou sur des tétrodes à faisceaux dirigés.

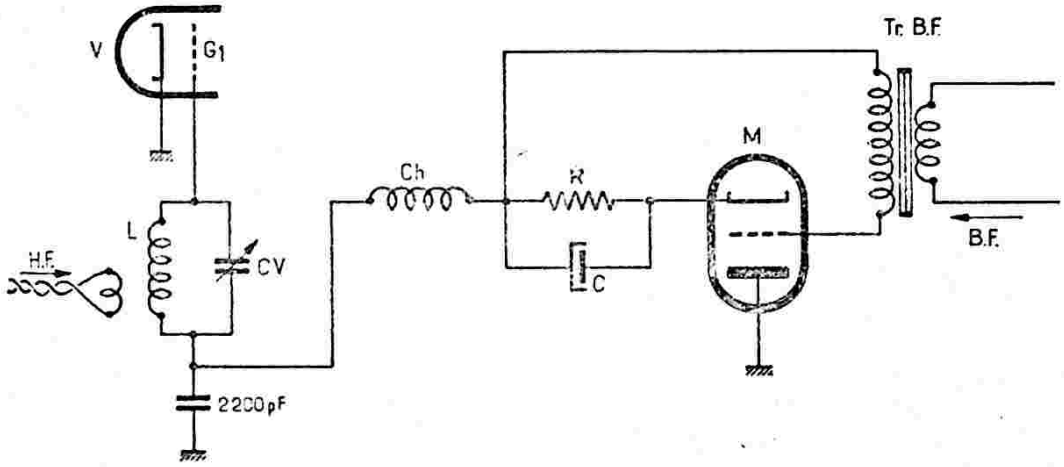



*Fig. X-3-2*

Le montage de modulation par la grille de commande représenté sur la figure X-3-1 est parfois appelé système Gouraud.

Un autre procédé de modulation par la grille de commande est représenté sur la figure X-3-2 ; il s'agit du système Beauvais. Il consiste à insérer dans le circuit de grille du tube V à moduler, l'espace cathode-anode de la lampe modulatrice M, cette dernière étant attaquée entre cathode et grille par les signaux B.F. Le tube M fonctionne donc comme une résistance *variable* au rythme de la modulation.

**Note sur la modulation complète par la grille de commande.**

Nous venons d'étudier la modulation par la grille de commande d'une manière un peu superficielle ; en réalité, sur cette électrode (grille 1), nous avons à la fois la tension de polarisation de base, la tension alternative B.F. et la tension alternative H.F. Du fait de cette dernière, le problème est un peu plus complexe. Nous allons donc achever la résolution de cette question, de manière à obtenir une modulation complète faisant passer la tension alternative de plaque $V_p$ au cours de la modulation, de la valeur zéro à la valeur maximum permise par la lampe. Il suffit, pour cela, de déterminer la polarisation fixe $-U_{go}$ et l'amplitude maximum de la tension de modulation, $V_{gmd}$.

A l'intention de nos lecteurs ne reculant pas devant quelques expressions mathématiques, nous extrayons de *Radio-Electricité Générale* de R. Mesny, un très intéressant passage traitant ce problème :

« Plaçons-nous dans le cas où la charge d'anode est égale à la résistance intérieure du tube. Pour que l'amplitude du courant puisse s'annuler, il faut que l'angle *d'annulation* $\theta_0 = 0$ ; pour qu'elle prenne sa valeur maximum, il suffit que $\theta_0 = \pi$ ; le régime passera alors de la classe C limite à la classe A limite. En remarquant que les valeurs 0 et $\pi$ de $\theta_0$ devront être obtenues par les valeurs extrêmes de la tension de modulation $v_{gmd}$, soit $-V_{gmd}$ et $+V_{gmd}$ (1), on a :

$$k\,(U_{go} + V_{gmd}) - (V_{po} - E) = kV_g$$

et

$$k\,(U_{go} - V_{gmd}) - (V_{po} - E) = k\,\frac{V_g}{2}$$

$V_{po}$ : tension continue de plaque.

$k$ : coefficient d'amplification de la triode.

$V_g$ : amplitude de l'excitation H.F.

(1) Tension de « cut-off ».

(1) $v_{gmd} = V_{gmd} \cos \eta\, t$, $\eta$ étant la pulsation de modulation.

$U_{go}$ : polarisation de base.

E : quantité toujours positive pouvant être considérée comme la tension plaque de la caractéristique dont la région linéaire passe par l'origine. Dans les tubes d'émission, E est donc une fraction non négligeable de $V_{po}$.

d'où :

$$V_{gmd} = 0{,}75\ V_g$$

$$\text{et}\quad U_{go} = 0{,}25\ V_g + \frac{V_{po} - E}{k}$$

$U_{go}$ n'est pas entièrement déterminé par $V_g$, il dépend encore de $V_{po}$, mais cela ne change rien à la modulation proprement dite.

La modulation complète donne lieu à distorsion ; sur les caractéristiques réelles, ces distorsions sont assez importantes, en particulier dans la partie inférieure de la courbe, du fait de la courbure accusée des caractéristiques à leur pied.

En traçant la courbe enveloppe des valeurs de $V_p/k\ V_g$, on voit encore mieux ressortir la nature de la distorsion.

Cette courbe devrait être sinusoïdale comme $v_{gmd}$, mais on voit qu'elle est fortement aplatie à ses sommets et que, par rapport à l'onde porteuse, elle monte plus qu'elle ne descend.

Ces remarques ont trait à une modulation complète supprimant entièrement l'émission au moment où la polarisation négative devient la plus grande. Si, en conservant la même polarisation fixe de base, on applique une tension de modulation suffisamment faible, pour ne pas sortir de la région rectiligne de la courbe représentant les variations d'amplitude de la tension alternative de plaque $V_p$ en fonction de la tension de modulation $v_{gmd}$, la distorsion devient négligeable.

Nous avons fait cette étude en supposant que la modulation complète amenait la lampe jusqu'au régime A ; cette condition n'est nullement nécessaire ; c'est elle qui permet d'obtenir les plus fortes amplitudes, mais le rendement en souffre. On pourra, par exemple, se limiter au régime B.

De même, il n'est pas indispensable de rester dans le domaine négatif des grilles, où le rendement et la puissance obtenus sont très faibles ; *dans la pratique,* on pénètre toujours dans le domaine positif, plus ou moins profondément, en se guidant sur l'allure des caractéristiques. La distorsion qui en résulte peut être étudiée en traçant les caractéristiques dynamiques correspondant à diverses valeurs de la tension de modulation $v_{gmd}$.

Pour déterminer complètement les éléments de fonctionnement, il faudra encore choisir la charge d'anode ; on pourra le faire en se plaçant dans la position où le courant atteint sa valeur maximum.

On voit que le problème de la modulation par la grille de commande est fort compliqué, et l'on ne s'étonnera pas qu'il exige de nombreux tâtonnements. »

## 2° Modulation sur la grille écran $G_2$

Ce procédé de modulation présente quelques analogies avec la modulation plaque déjà vue, en ce sens qu'au lieu de superposer la tension B.F. de modulation à la tension continue d'anode, on la superpose à la tension continue de l'écran $G_2$ (fig. X-4) ; mais, c'est un système de modulation en *rendement,* malgré tout. La tension de $G_2$ doit alors varier au rythme des oscillations B.F. A 100 %, elle doit varier entre zéro et une valeur double de la tension continue d'alimentation $V_{g2}$. Néanmoins, il est préférable de se borner à un taux de 80 %, sinon les distorsions deviennent exagérément importantes.

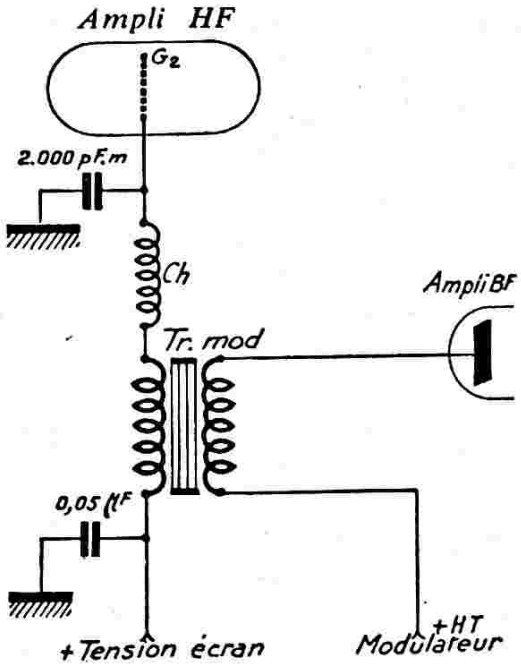


Fig. X-4

$V_{g2}$ est donc choisi inférieur à la valeur habituelle ; sinon, en crête, la tension instantanée d'écran étant plus élevée que la tension instantanée de plaque (qui passe précisément, à ce moment, par sa valeur la plus faible), la plupart des électrons arriveraient sur l'écran, au détriment de l'anode et de son courant. Il en résulterait une dissipation exagérée de l'écran et un affaiblissement notable de la puissance utile de sortie.

On adopte couramment pour $V_{g2}$, 70 % de la tension requise pour le fonctionnement en classe C télégraphie. Il en résulte que la courbe de modulation s'écrase vers le haut, d'où distorsion relativement importante.

Il faudrait que $V_{g2}$ soit égale à la moitié seulement de la tension normale pour le régime C télégraphie, et se limiter à un taux de 80 % ; mais la puissance de sortie H.F. et le rendement baissent dans des proportions massives. C'est pourtant dans ces seules conditions que l'on peut obtenir une modulation de qualité..

D'autre part, on choisit pour $G_1$ une polarisation presque égale au double de la tension de blocage.

L'amplitude d'excitation H.F. est constante. De même, la dissipation plaque reste sensiblement constante en cours de modulation. Quant à la dissipation d'écran, elle double environ pour une note tenue, modulation à 100 %. Mais le rendement en porteuse reste faible, du fait que la tension alternative de plaque n'est que la moitié de la valeur de pointe.

Théoriquement, l'amplificateur de modulation doit fournir une puissance B.F. égale à la puissance dissipée par l'écran en porteuse, divisée par 2.

De grosses différences sont constatées dans la valeur relative du courant de $G_2$ en porteuse, suivant le type de tube utilisé, ou suivant qu'il s'agit de pentodes ou de tétrodes. On a parfois même constaté un courant d'écran inverse ! Mais il ne faut pas en conclure prématurément que la puissance dissipée en pointe de modulation est nulle. La constatation d'un courant nul ou négatif prouve simplement que nous sommes en présence d'une émission secondaire de l'écran. Or, la nécessité d'électrons primaires pour la réalisation de ce phénomène, prouve l'existence d'une dissipation de $G_2$ appréciable !

**Nota :** Comme l'on doit s'en douter, il est parfaitement possible d'effectuer la modulation par l'écran en choke system ; la bobine à fer — inductance BF — est alors intercalée dans l'alimentation d'écran du tube PA, cette dernière électrode étant par ailleurs reliée à l'anode du tube BF final modulateur.

Enfin, un autre procédé de modulation par l'écran appelée « modulation-clamp », est exposé au paragraphe 7 de ce chapitre.

## 3° Modulation sur la grille suppressor

Ce procédé de modulation (fig. X-5) présente certaines analogies avec la modulation par la grille de commande ; mais ici, la tension B.F. est superposée *simplement à la tension continue de polarisation* de la grille d'arrêt. Il permet la radio téléphonie en faisant varier le rendement de la lampe au rythme des signaux de basse fréquence.

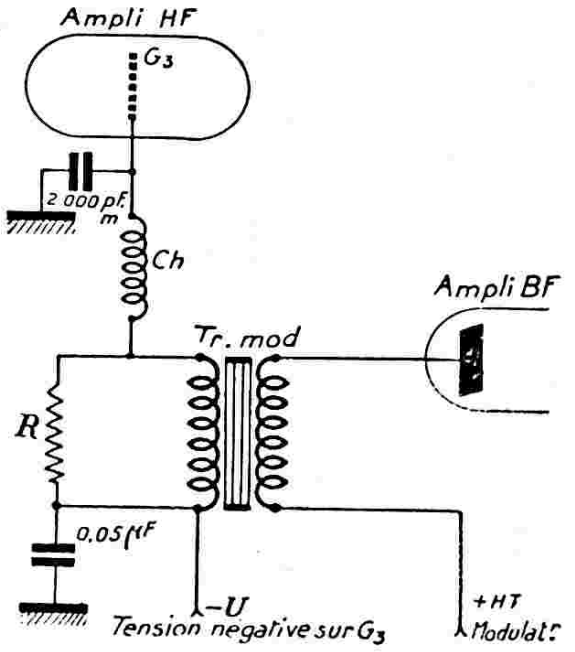



*Fig. X-5*

Pendant le cycle de modulation, à 100 %, le régime de pointe est identique aux conditions de fonctionnement en classe C télégraphie (dans laquelle la tension de polarisation de $G_3$ est très souvent nulle). D'autre part, l'annulation du courant anodique et, par suite, de la puissance de sortie (creux de modulation) sont obtenues par une polarisation négative suffisante de la grille suppressor (tension de blocage).

On déduit de ces deux dernières remarques que le régime de porteuse est déterminé par une polarisation négative intermédiaire (tension de base) de la grille 3. En résumé, même procédé de calcul du point de fonctionnement en porteuse que pour la modulation par la grille de commande ; mais il faut tracer la courbe du courant antenne en fonction des variations de $G_3$.

En faisant varier la tension de $G_3$ entre les limites indiquées ci-dessus, il convient de surveiller étroitement la dissipation de l'écran. En effet, plus l'on polarise négativement $G_3$, plus le courant d'écran augmente (et en même temps, la puissance dissipée de cette électrode : $V_{g2} . I_{g2}$).

Si, au cours de la mesure, cette puissance dissipée venait à dépasser la valeur permise, il serait nécessaire de *réduire* la tension d'écran et de recommencer la mesure.

*Exemple :* Un tube S.F.R. type P75B, tension anodique 1.500 volts, fonctionne

en classe C télégraphie avec une tension de $G_3$ nulle ; on bloque le courant anodique en appliquant — 300 volts sur le suppresseur. Par conséquent, le régime de porteuse, pour la modulation par la grille d'arrêt, sera choisi vers $V_{g3} = -150$ volts (polarisation de base de $G_3$). Mais, d'autre part, on a : $V_{g2} = 330$ volts en télégraphie et $V_{g2} = 230$ volts seulement, pour la modulation par $G_3$.

Le transformateur utilisé dans la liaison entre l'ampli H.F. et l'étage final du modulateur devra pouvoir développer une amplitude de tension B.F. de 150 volts aux bornes de son secondaire, pour obtenir une profondeur de 100 %.

Afin que la résistance de charge du tube de sortie du modulateur ne varie pas dans de trop grandes proportions au cours du cycle de modulation, il est recommandé de shunter le secondaire du transfo de liaison (impédance d'environ 7.000 ohms) par une résistance de l'ordre de 10.000 ohms.

La dissipation anodique est sensiblement la même qu'en pointe, mais la puissance utile est quatre fois moindre.

L'excitation H.F. appliquée à la grille de commande doit être généreuse, si l'on veut un bon rendement : valeur d'excitation sensiblement égale à la valeur nécessaire dans le cas de la modulation par l'anode. Cependant, l'ajustage de cette puissance d'excitation n'est pas aussi critique que pour les systèmes de modulation sur la grille de commande.

La tension d'excitation, réglée sur le régime de crête, garde une valeur constante.

**Améliorations du système.**

Il y a toujours intérêt à alimenter l'écran à partir de la tension d'alimentation plaque, par l'intermédiaire d'une résistance chutrice *en série*, et non par une tension séparée. On améliore ainsi, en la redressant, la courbe représentant la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée. En fait, à la modulation normale par $G_3$, on ajoute une légère modulation par la tension d'écran, avec effet cumulatif sur le courant H.F.

De cette façon, lorsque la tension négative sur $G_3$ augmente, le courant d'écran augmente ; mais, par suite de la chute de tension dans la résistance série d'écran, la tension $V_{g2}$ diminue ; d'où baisse accentuée du courant H.F. La puissance dissipée par l'écran varie de quelques 10 % environ, par rapport à la puissance moyenne, durant un cycle de modulation. En fin d'analyse, on gagne 25 % environ sur la dissipation moyenne de $V_{g2}$, tout en obtenant une modulation bien plus linéaire.

Naturellement, l'écran, alimenté par sa résistance série, doit être découplé au point de vue haute fréquence ; entre cette électrode et la masse, il est nécessaire de placer un condensateur. La capacité de ce dernier ne devra pas être trop grande, sinon il formerait « réservoir » en s'opposant aux variations de tension d'écran recherchées pendant la modulation. Pratiquement, un condensateur de 2.000 pF au mica est suffisant.

Une telle disposition est motivée par le fait suivant : Dans une pentode, le courant cathodique dépend presque uniquement des tensions de grille-écran et de grille de commande. La grille suppressor et l'anode n'agissent que sur la *répartition* du courant cathodique entre l'écran et l'anode. En conséquence, qu'il s'agisse de modulation sur le suppressor ou sur l'anode, une crête négative du courant anodique sera-t-elle toujours compensée par une crête positive du courant d'écran.

D'où la nécessité de la modulation simultanée de plaque et d'écran (pentode et tétrode) que nous verrons au paragraphe 4. Et, d'où la nécessité de la modulation simultanée de suppressor et d'écran que nous venons d'exposer : modulation principale sur le suppressor avec modulation complémentaire et cumulative sur la grille écran.

Un autre procédé pratique permettant d'avoir une modulation complémentaire sur l'écran plus efficace, consiste à intercaler une bobine à fer formant inductance BF dans la connexion dudit écran : Procédé Eymac, voir § 4-C, figure X-9, la modulation principale étant toujours appliquée sur le suppressor comme montré sur la figure X-5.

**Rendement.**

La modulation grille 3 n'a pas le rendement d'une modulation par contrôle d'anode ; mais ce rendement *s'améliore* durant la modulation, et les détracteurs ne doivent pas exagérer !

Voici, d'ailleurs, les mesures qu'il nous a été donné de faire sur un émetteur modulé par la grille suppressor convenablement réglé :

Rendement sans modulation = 35 %.

Rendement sur une crête positive B.F. en modulation totale = 75 %.

Rendement *moyen* à 100 % de modulation = 52 %.

... Ce qui n'est déjà pas si vilain !

*Nota.* — Pratiquement, pour moduler un émetteur d'amateur sur l'une des grilles, un simple tube B.F. ordinaire, genre EL84

ou 6V6, suffit, et on adopte simplement un transformateur de liaison de rapport 1.

*En résumé*, la modulation par la grille suppressor est le procédé de modulation en rendement le plus simple et le plus intéressant pour les tubes pentodes. Il est, en effet, facile d'obtenir un taux de modulation de 90 à 95 % sans distorsion et avec une parfaite linéarité (1).

## § 4. — Modulations combinées plaque et écran

Le procédé s'apparente à la modulation par contrôle d'anode ; il n'en diffère seulement que par l'addition d'une modulation simultanée sur $G_2$.

Cette modulation supplémentaire sur l'écran permet de corriger quelques défauts de la modulation anode seule sur une *pentode* ou une tétrode.

En examinant la courbe tension de sortie/tension d'entrée d'un amplificateur H.F. équipé d'une pentode modulée plaque, on remarque un écrasement dans la région de crête. En effet, pendant le cycle de modulation, lorsque la tension plaque tend à doubler (100 %), la tension d'écran, restant constante, devient alors insuffisante, d'où mauvais rendement dans les pointes. Ce défaut n'existe naturellement que pour des pentodes ou des tétrodes.

Le remède consiste à appliquer la modulation simultanément à l'anode et à l'écran, en obligeant ainsi les potentiels de ces deux électrodes à varier dans le même sens et dans la même proportion pendant la modulation. Les crêtes se redressent alors nettement.

### A. — Procédé par transformateur spécial.

Comme le montre la figure X-6, le transformateur de liaison comporte un enroulement supplémentaire $S_2$ pour la modulation de l'écran. $S_1$ est calculé comme indiqué paragraphe 1, 2°. Le rapport des enroulements $S_1$ et $S_2$ sera le même que le rapport des tensions continues de plaque et d'écran.

Dans ces conditions, l'écran peut parfaitement être alimenté par une source $V_{e2}$ indépendante de l'alimentation anodique $V_p$.

Les tensions d'alimentation plaque et écran sont choisies égales à 75 ou 80 % des tensions correspondant au régime classe C télégraphique.

(1) Voir, également, article de l'auteur dans *La T.S.F. pour tous*, n° 269.

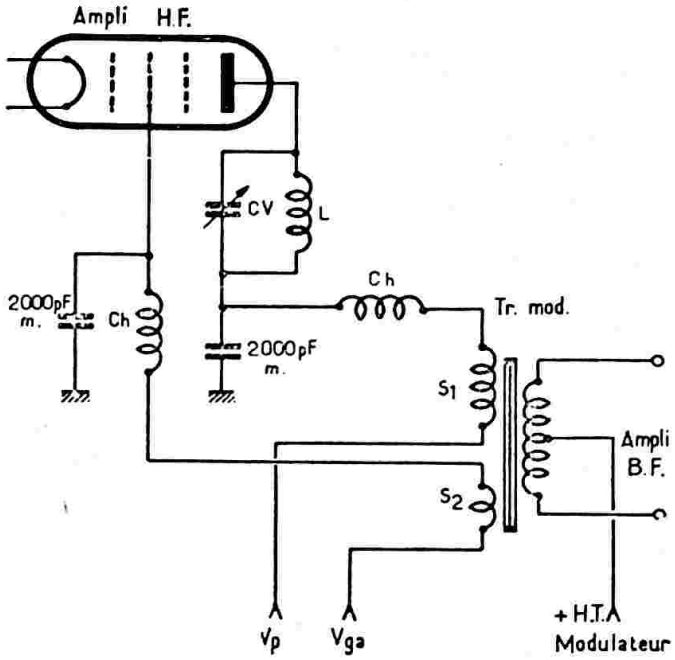



*Fig. X-6*

### B. — Procédé par résistance.

On peut également réaliser une modulation combinée plaque et écran en alimentant cette dernière électrode à travers une résistance chutrice adéquate, à partir de la *H.T. anodique modulée* (fig. X-7). Le secondaire du transformateur de modulation est calculé comme il a été dit au paragraphe 3, 2°.

Les condensateurs de fuite d'anode et d'écran, $C_1$ et $C_3$, font chacun une capacité de l'ordre de 2.000 à 5.000 pF. La résistance R est évidemment calculée pour qu'elle apporte la chute de tension conti-

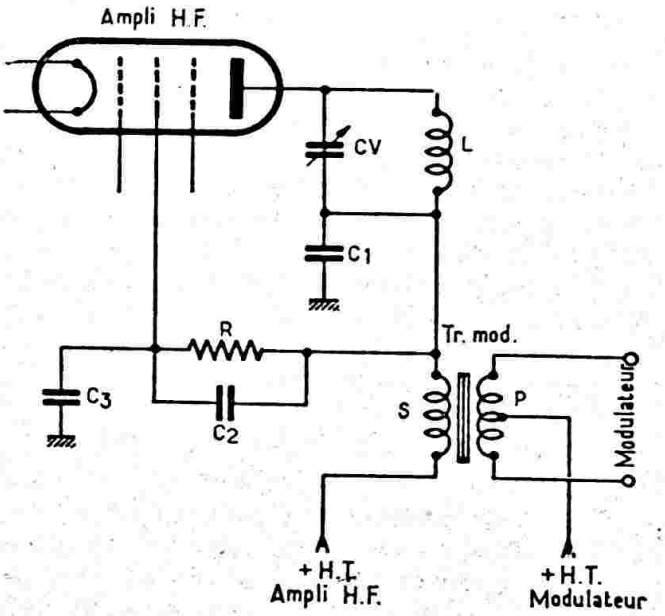



*Fig. X-7*

nue désirée, afin que l'écran soit alimenté correctement. Quant au condensateur $C_2$ (à déterminer expérimentalement, entre 1.000 et 10.000 pF), il shunte la résistance R au point de vue B.F. ; il évite, d'une part, le déphasage que pourrait produire $C_3$, et, d'autre part, il compense la charge représentée en B.F. par $C_3$.

### C. — Procédé Eymac.

Si la tension de grille écran est obtenue à travers une simple résistance série $R_1$ (voir fig. X-8) alimentée à partir du + H.T. directement, et si cette tension d'écran et l'excitation H.F. sont poussées

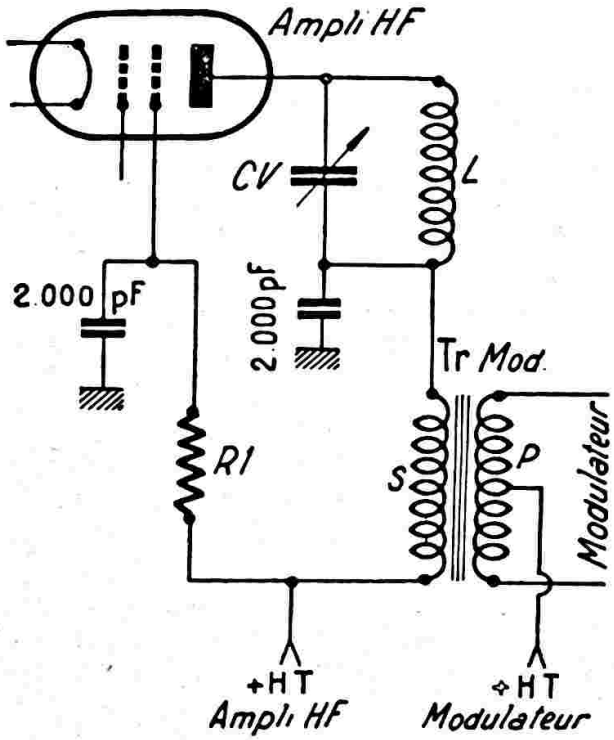



*Fig. X-8*

aux valeurs maxima permises, il est possible d'obtenir une modulation combinée plaque et écran relativement satisfaisante, tout en ne modulant pratiquement que l'anode. Celà pour un taux *maximum* de 90 % cependant. En fait, avec le montage simple de la figure X-8, la grille écran tend à se moduler automatiquement. La tension instantanée d'écran varie durant le cycle B.F. du fait de l'augmentation de son impédance avec l'augmentation de la tension de plaque, et de la diminution de son impédance durant la diminution de la tension de plaque.

C'est un phénomène analogue qui se produit dans le système Eymac. Système amélioré cependant, car la modulation de l'écran est plus énergique qu'avec le précédent.

Le procédé Eymac est représenté sur la figure X-9. La charge du circuit d'écran n'est plus une simple résistance, mais une bobine à fer S.T. On amène la tension d'écran à la valeur requise au moyen d'une résistance chutrice $R_c$ de valeur convenable découplée par un condensateur de 4 à 8 µF.

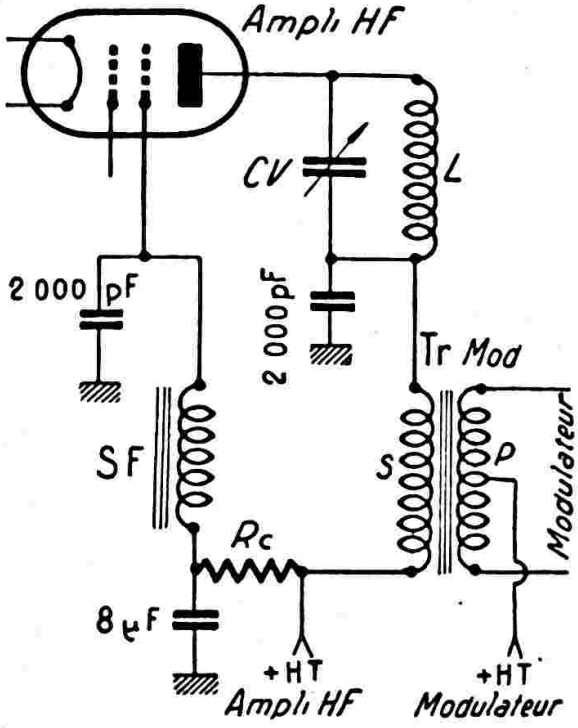



*Fig. X-9*

La bobine à fer S.F. doit avoir une inductance d'au moins 10 henrys pour le courant qui la traverse et doit être dans un état loin de la saturation. Pour cela, on choisira une bobine capable de supporter au moins deux à trois fois la valeur du courant d'écran.

## § 5. — Modulation par la cathode

Ce système de modulation, mis au point par les Américains et appelés par eux « center tap modulation » (c'est-à-dire modulation dans le point milieu), est une association des modulations par l'anode et par la grille de commande, du moins quant aux résultats (1).

Les signaux B.F. sont appliqués entre le point milieu de l'alimentation du filament et la masse du tube ampli H.F. réglé en régime C.

Comme nous l'avons dit, ce système tient de la modulation plaque et de la modulation grille, et on voit (fig. X-10) que, par variation de la prise a sur le secondaire

(1) Voir, également, article de l'auteur dans *La T.S.F. pour tous*, n° 270.

du transfo de modulation, on peut faire dominer l'un ou l'autre système de modulation. On peut donc faire varier le rendement de l'émetteur de 70 % (modulation anode) à 33 % (modulation grille de commande) uniquement par la manœuvre de cette prise a.

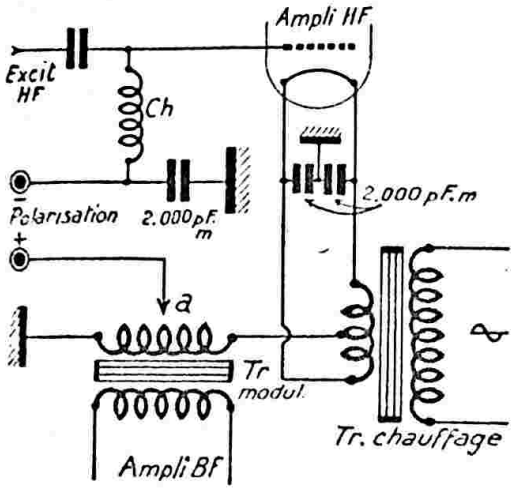



*Fig. X-10*

L'expérience a montré que le rendement optimum devait être choisi vers 55 % et que, alors, une puissance B.F. modulée égale à 20 % de la puissance alimentation de l'étage H.F. était suffisante pour moduler à fond.

La valeur de l'excitation H.F. est sensiblement la même (ou légèrement supérieure) que pour le fonctionnement en classe C télégraphie.

Afin d'ajuster correctement le rapport de transformation du transfo de modulation de liaison, il faut calculer l'impédance du circuit de cathode du tube modulé. Cette impédance Z est égale à la pointe de tension modulée divisée par le courant anodique $I_p$. D'autre part, cette pointe de tension anodique modulée est égale à la tension anodique $V_p$ multipliée par $k$, qui est le pourcentage de *modulation plaque* — soit 0,4 environ (40 %) — pour un montage réglé comme indiqué plus haut.

$$\text{Donc } Z = \frac{k \cdot V_p}{I_p}$$

Un autre système de modulation par la cathode très intéressant, appelé « modulation par cathodes en parallèle », est donné sur la figure X-11 A. On voit, en effet, que *les retours* de cathodes de l'ampli H.F. et du dernier tube modulateur sont communs dans une bobine à fer S.F. (inductance de choc B.F. d'une dizaine d'henrys). De ce fait, l'impédance du circuit cathode modulatrice est pratiquement égale à celle du circuit cathode du tube ampli H.F. modulé. On évite ainsi l'emploi d'un transformateur de liaison (adaptateur d'impédances). La bobine S.F. doit, évidemment, pouvoir supporter le courant des deux tubes H.F. et modulateur.

Avec le montage de la figure X-11 A, il n'est naturellement pas question d'utiliser un push-pull à l'étage modulateur ; mais l'emploi de tubes B.F. en parallèle est possible (ceci, afin d'obtenir éventuellement la puissance B.F. nécessaire pour atteindre le taux de 100 %). Il est à noter que quel que soit le type de tube modulateur employé (tétrode ou pentode), il fonctionne toujours en *triode*, puisque écran et anode sont connectés ensemble à la ligne + H.T.

Par contre, avec le montage de la figure X-10, utilisant un transformateur de liaison, l'emploi d'un push-pull peut être envisagé (toujours, pour obtenir la puissance B.F. requise).

Passons à la figure X-11 B ; c'est encore un système de modulation par la cathode — mais, cette fois, le montage est dit « cathodes-série ». La cathode, ou le point milieu du filament, du tube P.A. est reliée directement à l'anode du tube modulateur.

Il en découle :

1° Que la différence de potentiel entre anode et cathode de la modulatrice diminue d'autant la valeur de la H.T. appliquée au tube P.A.

2° Que la cathode du tube P.A. se trouvant à un potentiel positif élevé, cet étage est déjà polarisé à cette valeur de potentiel.

En conséquence :

1° Il faut prévoir un redresseur H.T.-P.A. tenant compte de la chute de tension dans le tube modulateur (environ 250 à 300 V) ; ainsi, pour un tube final H.F. demandant normalement une H.T. de 650 volts, on établira un redresseur donnant 900 à 950 volts environ.

2° Le second point ne se révèle comme inconvénient que dans le cas où l'on utilise au P.A., un tube dont la polarisation négative de grille requise pour la classe C est faible. Si la polarisation grille nécessaire est *égale* à la chute de tension dans le tube modulateur, il suffit de relier la base du circuit grille directement à la masse ; si elle doit être *supérieure*, on obtiendra le complément de la tension requise en intercalant une résistance $R_g$

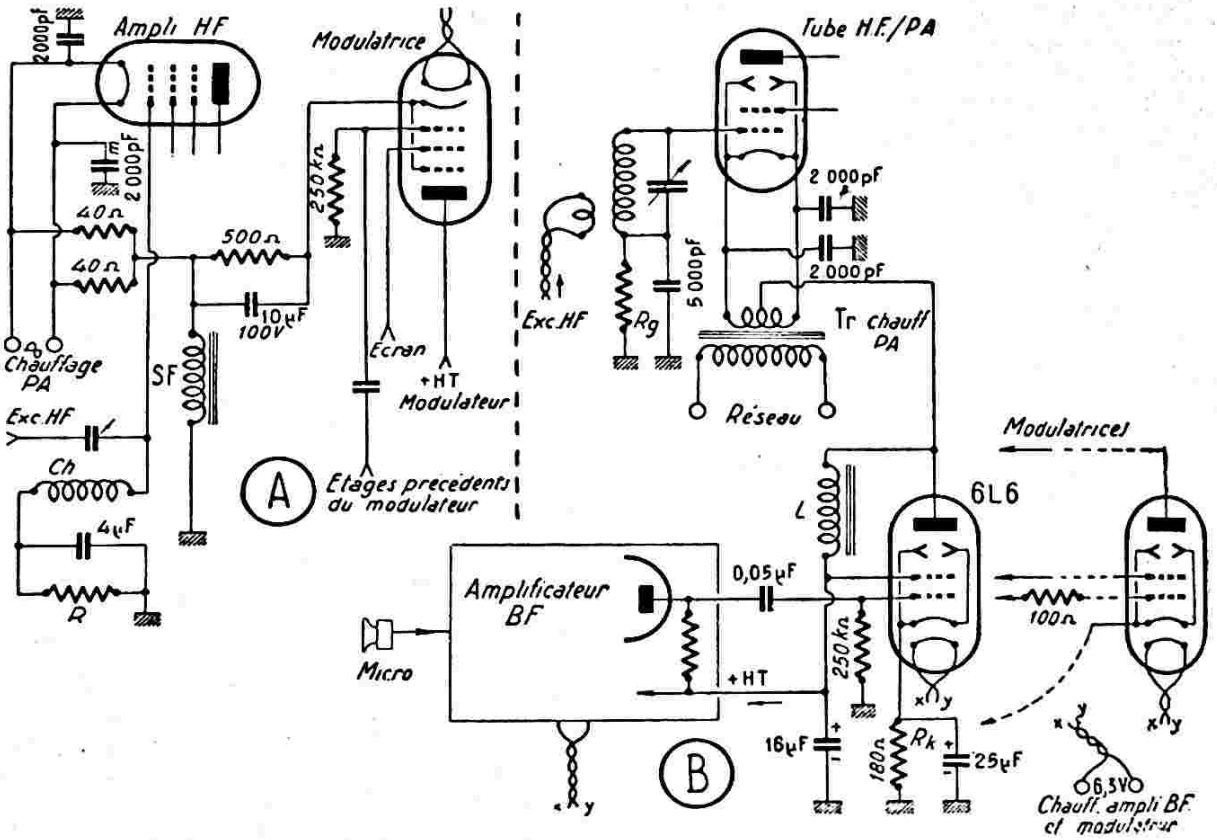



*Fig. X-11*

adéquate dans le retour de grille ; si, par contre, elle doit être *inférieure*, il suffira de polariser positivement d'une valeur convenable la grille de l'étage P.A.

En résumé, pour l'ajustage de la polarisation du tube P.A., ne pas oublier de tenir compte de la polarisation cathode existante ; d'autre part, la valeur de la haute tension appliquée à l'étage H.F. doit être mesurée entre anode et cathode (ou point milieu du filament) et non pas *masse*.

De l'examen de la figure X-11 B, il ressort que ce système de modulation en « cathodes-série » ne nécessite aucun transformateur de liaison ou inductance B.F. Il suffit de prévoir un transformateur de chauffage du tube P.A. dont le secondaire sera fortement isolé du primaire, en raison du potentiel relativement élevé du filament (ou de la cathode) par rapport à la masse. D'autre part, il n'est pas nécessaire d'établir une alimentation H.T. pour les tubes préamplificateurs et amplificateurs de tension B.F. ; ces derniers seront alimentés, comme le montre la figure X-11 B, à partir de l'écran du tube modulateur, après une cellule de filtre comportant la bobine à fer (bobine de filtrage de 75 mA environ pour récepteur) et le condensateur électrochimique de 16 µF. Seul, un transformateur de chauffage est nécessaire.

L'adaptation de ce système de modulation est excessivement souple ; suivant l'importance du tube H.F. à moduler, il suffit d'ajouter, en parallèle, d'autres tubes modulateurs (en l'occurrence des 6L6 sur notre figure). Cathodes, écrans et anodes des tubes modulateurs seront reliés respectivement entre eux directement ; quant aux grilles de commande, elles seront reliées entre elles par l'intermédiaire d'une résistance de 100 ohms, afin d'éviter les auto-oscillations toujours dangereuses avec les groupements parallèles de tubes. A titre d'exemples, pour une 807 au P.A., une seule 6L6 modulatrice suffit ; pour un push-pull de 807, trois 6L6 conviennent amplement ; pour une 813, deux ou trois 6L6 sont nécessaires ; enfin, un P.A. de deux tubes 813 en push-pull nécessite quatre modulatrices 6L6. Naturellement, il convient d'ajuster la résistance de cathode $R_k$ à la valeur convenable au fur et à mesure que l'on ajoute des tubes modulateurs, afin que ces derniers soient polarisés convenablement.

**Remarque.**

Avec les montages des figures X-10 et X-11 B, il est recommandé d'utiliser un système de contre-réaction de tension quelconque, surtout avec des tubes modulateurs pentodes ou tétrodes. En fait, un étage H.F.-P.A. modulé par la cathode ne présente pas une impédance très linéaire, et en l'absence de contre-réaction B.F., la

distorsion harmonique (1) peut devenir gênante.

Dans les trois montages de modulation par la cathode que nous venons de voir, l'excitation H.F. et la polarisation devront être ajustées avec soin, de façon à avoir la meilleure forme d'onde modulée possible (modulation linéaire) sur l'écran d'un oscillographe de contrôle.

*Nota.* — Remarquons en passant que, quel que soit le système de modulation employée (2), il est important de réaliser le découplage de *l'électrode modulée* par un condensateur de capacité pas trop élevée (environ 2.000 picofarads). Avec une capacité plus forte, les aiguës seraient plus ou moins affaiblies.

## § 6. — Réflexions

Comme on le voit, la modulation d'un émetteur est un problème excessivement complexe, même si l'on se place uniquement au point de vue rendement — sans parler des difficultés de mise au point.

Avec les systèmes classiques précédemment exposés, on se heurte à un dilemme :

*a*) Dans les systèmes à modulation grille, la lampe H.F. travaille avec un faible rendement sur la porteuse, mais la puissance B.F nécessaire est excessivement faible.

*b*) Dans les systèmes à modulation par contrôle d'anode, le rendement est nettement amélioré, mais la puissance B.F. exigée est élevée ; si l'amateur utilise un émetteur un peu important, le matériel B.F. devient imposant et, parfois même, l'arrête dans ses projets.

C'est pourquoi l'on a cherché à créer des dispositifs plus intéressants, soit présentant une solution de compromis (modulation par la cathode), soit améliorant le rendement (exploitation économique pour les stations commerciales ou de radiodiffusion).

Sur ce deuxième point, nous citerons pour mémoire — leurs études sortant du cadre de cet ouvrage réservé aux constructions à la portée de l'amateur :

1° La modulation fractionnée (S.I.F.).

2° La modulation par déphasage (S.F.R.) — à ne pas confondre avec la modulation sur la phase.

3° La modulation Taylor (voir § 10).

4° La modulation par amplification séparée de l'onde porteuse et des creux de modulation, d'une part, et des pointes de modulation, d'autre part : méthodes Doherty et Terman-Woodyard (1).

5° La modulation à porteuse commandée ; ce dernier système, cependant, est facilement réalisable par l'amateur et améliore nettement le rendement, du fait qu'il y a juste la « dose » de porteuse nécessaire au transport des signaux B.F. suivant l'amplitude de ces derniers.

Aussi allons-nous voir rapidement son principe.

## § 7. — Modulation à porteuse commandée

Dans tous les systèmes de modulation que nous venons de voir, l'onde porteuse est maintenue constante ; seul varie le taux de modulation, suivant l'intensité du son produit devant le microphone ou recueilli par le pick-up. Il s'agit donc d'émissions à porteuse moyenne constante. La puissance utile est concentrée uniquement dans les bandes de modulation et, de ce fait, en fin de compte, le rendement est assez médiocre.

D'autre part, les interférences provoquées par la porteuse sont les mêmes, que l'on fasse silence devant le microphone ou que l'on transmette les « *fortissimi* » d'un enregistrement, par exemple.

Ces inconvénients sont éliminés en grande partie si l'amplitude de la porteuse est maintenue automatiquement à une valeur donnant, quelle que soit l'amplitude de la modulation, une profondeur très voisine de 100 %.

Le principe consiste à commander l'amplitude de la porteuse par le courant B.F. produit par les sons à transmettre (cette amplitude H.F. ayant une valeur presque nulle si l'on fait silence devant le microphone). Ce procédé, d'une mise en œuvre assez simple, est connu sur le nom général de « modulation à porteuse moyenne variable (ou commandée) ».

Plusieurs montages ont été proposés, tous venant des U.S.A. : Thyratron Control, Variactor Controlled Carrier Phone, Controlled Carrier Grid Bias Modulation...

Nous ne retiendrons que le dernier, qui est le plus simple et est tout aussi efficace

(1) La distorsion harmonique et la distorsion d'amplitude sont souvent groupées sous le nom de « distorsion non-linéaire » ; voir chapite XXI, § 5.

(2) Par l'anode, l'écran, la grille de commande, la grille d'arrêt, ou la cathode.

(1) Méthode Doherty : voir *Vues sur la Radio*, de Marc Seignette, page 191 et *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, de septembre 1936. Méthode Terman-Woodyard : voir *The Radio Handbook, Editors and Engineers.*

que les autres ; nous en donnons le schéma de principe sur la figure X-12.

On comprend facilement le fonctionnement d'un tel montage : l'étage modulé (qui peut être le P.A. final) reçoit les

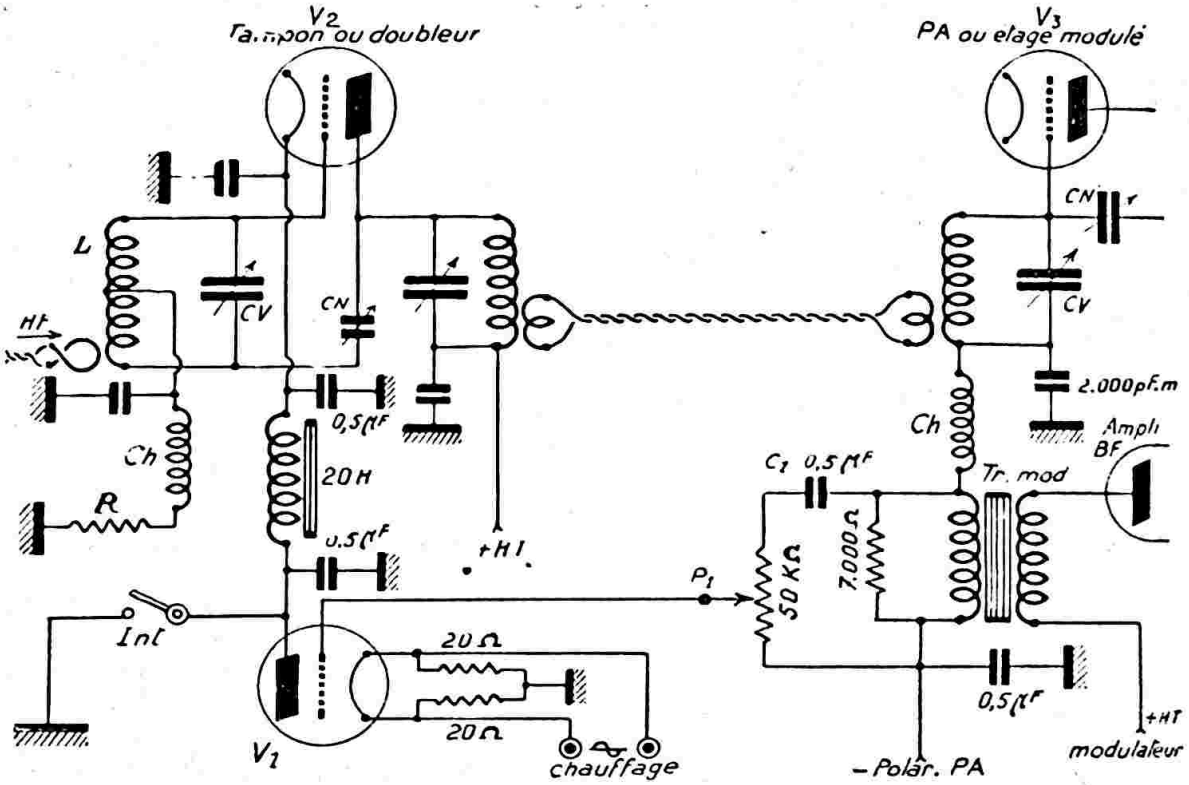



*Fig. X-12*

signaux B.F. sur sa grille de commande par le système habituel du transformateur de liaison, $Tr_{mod.}$ D'autre part, on dérive une partie de l'énergie B.F., par $C_1$ et $P_1$, sur la grille d'un tube $V_1$, et ce sont précisément ces oscillations B.F. qui commandent le courant du tube $V_1$. Ce dernier agit, lui, comme un robinet sur l'étage tampon, donc sur l'excitation H.F. du P.A. et, en fin d'analyse, sur l'amplitude de la porteuse, ce qui est le but recherché.

Le tube $V_1$ est naturellement dimensionné suivant la consommation du tube $V_2$ employé à l'étage tampon. Une 2A3 ou une 46 montée en triode suffisent en général ; mais on peut mettre deux tubes en parallèle, si le débit de $V_2$ le demande.

Le filtre passe-bas, constitué par une self-induction de 20 henrys encadrée par deux condensateurs de 0,5 µF, est destiné à empêcher tout signal de basse fréquence d'atteindre l'étage tampon.

L'étage P.A. modulé (tube $V_3$) *doit* être polarisé par *un redresseur séparé auxiliaire.*

Il va sans dire que les tubes $V_2$ et $V_3$ peuvent être également des tétrodes ou des pentodes (selon schéma de l'émetteur employé).

Enfin, un interrupteur Int. permet de supprimer l'effet de commande de porteuse du système.

George R. Lippert propose un autre montage à porteuse variable excessivement simple ; il allie l'efficacité et l'économie. Nous donnons, sur la figure X-13, le montage appliqué à la modulation en porteuse contrôlée d'un étage H.F. final équipé de deux tubes 1625 en parallèle.

Le principe est le suivant : la modulation est appliquée sur l'écran de l'étage H.F. (ou les écrans, dans le cas de la figure X-13) ; mais, en même temps, les signaux B.F. sont redressés par une valve biplaque qui fournit la tension continue nécessaire à l'alimentation de l'écran. Il est bien évident qu'en l'absence de signaux B.F., cette tension d'alimentation écran est nulle, l'étage final H.F. est bloqué et la porteuse est pratiquement nulle.

Voyons, avec quelques détails, les éléments de la figure X-13. Le modulateur (étage final B.F.) est équipé par deux tubes 6AQ5 en push-pull classe A. Les attaques des signaux B.F. (sorties du déphaseur) sont indiquées par $E_1$ et $E_2$.

$Tr_1$ est un transformateur de sortie ordinaire pour push-pull 6AQ5 classe A, impédance primaire 10.000 ohms de plaque à plaque, secondaire non utilisé.

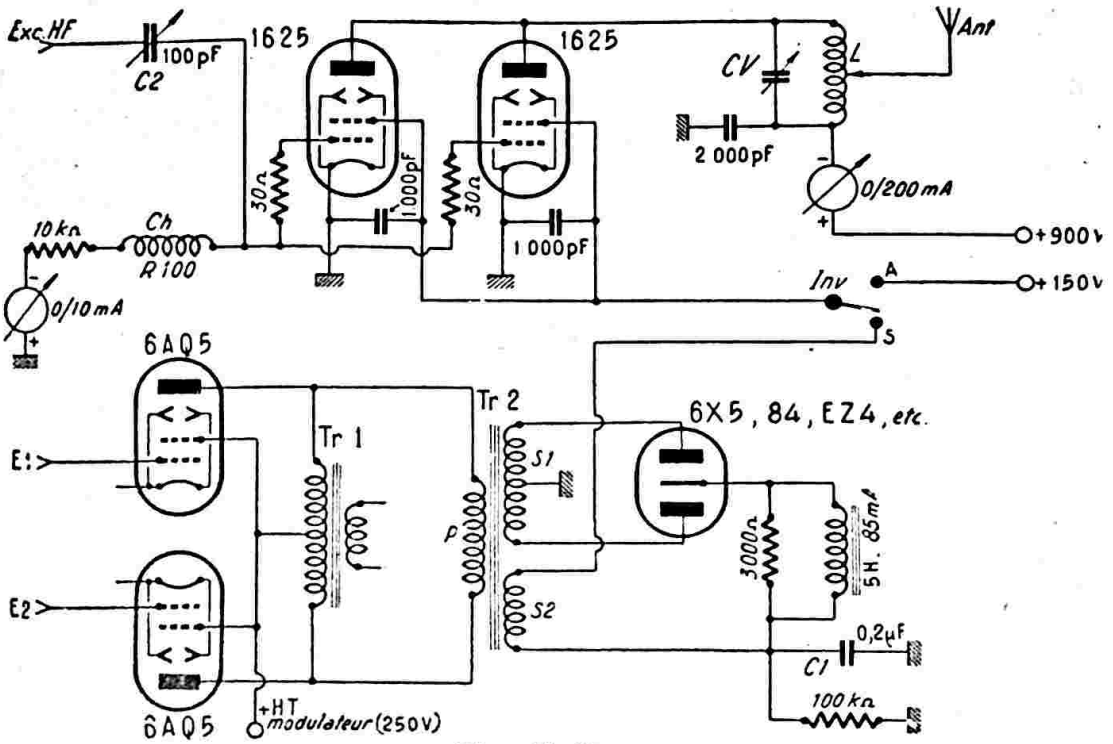



*Fig. X-13*

Passons au transformateur de modulation $Tr_2$. Le rapport entre les nombres de tours de l'enroulement $S_1$ (redresseur) et les nombres de tours de l'enroulement $S_2$ (modulation) est à déterminer avec soin ; c'est de ce rapport que dépend la profondeur de modulation. Théoriquement, pour un taux de 100 %, on devrait avoir $S_1/S_2 = 2$ ; mais, comme le condensateur $C_1$ ne se charge pas aux valeurs de crête, il est pratiquement nécessaire de faire ce rapport égal à 2,2. Généralement, d'autre part, l'enroulement primaire P comporte le même nombre de tours que $S_1$. Dans l'exemple de la figure X-13, le circuit d'écran des tubes 1625 se comporte comme

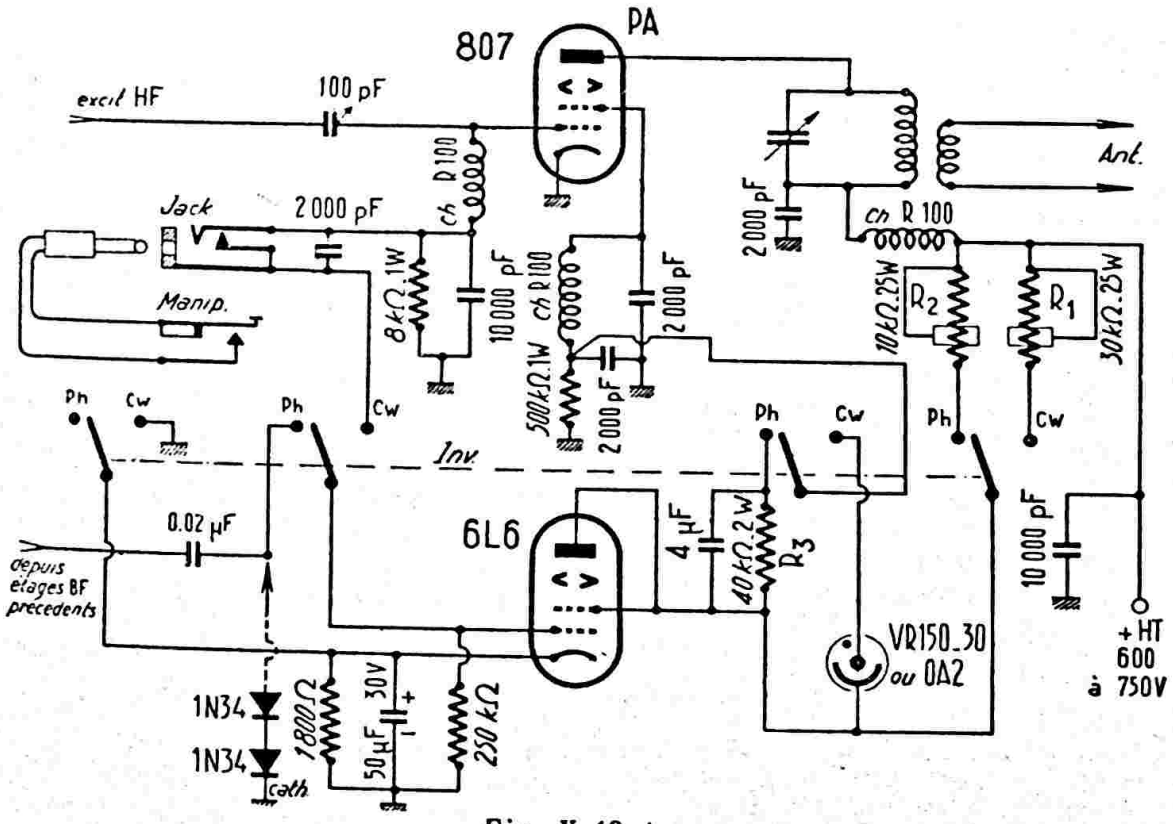



*Fig. X-13-A*

une impédance de 21.000 Ω, et la charge présentée par l'ensemble au modulateur est de l'ordre de 7.000 Ω.

Pour le réglage de l'amplificateur H.F. final, on place l'inverseur Inv. dans la position A (accord) ; les écrans sont alors alimentés à tension réduite : 150 volts. Le réglage (1) étant effectué, on place Inv. en position S (service). Le circuit anodique est toujours alimenté sous 900 volts ; mais la tension d'écran est nulle en l'absence de modulation. On constate un courant de plaque de quelques 15 mA. En période de modulation, le courant anodique varie autour de 90 mA ; il monte à 130 mA en pointe. Une tension anodique de 900 volts, tension *élevée* pour des 1625, est possible du fait du fonctionnement intermittent des tubes H.F., au rythme de la modulation. De plus, en raison des variations importantes de consommation anodique, il est nécessaire de prévoir un fort bleeder à la sortie de l'alimentation H.T. Il s'agit là, néanmoins, d'un système particulièrement simple et économique.

**Modulation Clamp.**

Nous avons déjà vu, figure IX-2, l'utilisation d'un tube de protection pour le tube final PA. Voici maintenant un montage (figure X-13-A) dans lequel ce tube clamp cumule les fonctions de protection, de manipulation et de modulation par l'écran en porteuse variable. On passe de téléphonie **Ph** à télégraphie **CW** par la manœuvre d'un inverseur multiple.

En CW, manipulateur levé, le tube 6L6 consomme beaucoup, la chute de tension dans $R_1$ est grande et le potentiel d'anode est faible. Le tube 0A2 n'amorce pas et aucune tension n'est appliquée à l'écran du PA. Manipulateur baissé, la grille 1 du tube 6L6 est négative et ce dernier ne consomme presque pas : La chute de tension dans $R_1$ est faible, le tube 0A2 s'amorce et devient conducteur, d'où l'alimentation normale de l'écran du tube PA807. Il suffit alors de régler le collier $R_1$ pour que la tension d'alimentation d'écran atteigne la valeur requise (300 volts). On obtient ainsi une manipulation excellente, sans claquements et bien découpée.

En téléphonie, le tube 6L6 en connexion triode est attaqué par les étages préamplificateurs BF non représentés sur la figure. Il fonctionne donc en modulateur d'écran du tube 807, et plus exactement, en résistance variable commandée par les signaux BF. On règle la résistance $R_2$, de façon à avoir 250 V sur l'anode du tube 6L6. Le cas échéant, on pourra modifier la tension d'alimentation appliquée à l'écran du tube PA en agissant sur la valeur de $R_3$. En vérité, l'effet de porteuse commandée est moindre qu'avec les deux montages précédents ; il est néanmoins fort appréciable.

Pour améliorer notablement l'effet de porteuse variable, il est d'ailleurs possible de monter deux diodes à cristal 1N34 en série, comme il est montré en pointillés sur notre figure : côté cathode à la masse. La cathode du tube 6L6 est alors reliée en permanence directement à la masse, et la résistance $R_2$ doit être réglée pour avoir 80 à 100 volts seulement sur l'anode du 6L6 en l'absence de modulation.

Un autre procédé (simplifié) de modulation Clamp est utilisé et décrit dans le montage « Emetteur-Récepteur V.H.F. mobile 144 MHz » du chapitre XVII § 9-III (fig. XVII-30). Il peut évidemment être appliqué à tout autre montage d'émetteur pour ondes décamétriques *de faible puissance*.

**Modulation G1/G2 et porteuse commandée.**

Il s'agit là d'un procédé qui découle des précédents systèmes examinés. Ce procédé de modulation de la porteuse, appliqué à un étage H.F./P.A. d'émetteur, est représenté sur la figure X-13-B.

L'étage P.A. schématisé est tout à fait classique : tube tétrode ou pentode ; circuit de sortie en π (type Jones). Cette partie a été représentée uniquement pour faciliter nos explications, car il va sans dire que le présent système de modulation peut s'appliquer à n'importe quel étage P.A.

La section modulatrice est montrée au bas de la figure. $V_1$ est le dernier tube amplificateur B.F. de tension qui attaque normalement le tube de puissance type EL84. Ce dernier comporte, dans son circuit anodique, le transformateur de modulation $T_r.M_{od.}$ : $Z_p = 5\,200\ \Omega$ ; $Z_s = 16\,000\ \Omega$ ; soit rapport élévateur de 3 environ. Cette impédance secondaire $Z_s$ est déterminée pour une adaptation correcte sur les circuits d'écran ($G_2$) des tubes couramment utilisés aux étages P.A., compte-tenu de la résistance fixe de charge ($R_c$) de 33 kΩ connectée en shunt et du circuit de contre-réaction ($R_2$). Rappelons que ces deux dernières dispositions ont pour but de rendre sensiblement constante la charge sur le dernier étage B.F. au cours du cycle de modulation. Un taux de contre-réaction de l'ordre de 10 % est convenable ; c'est-à-dire que l'on fera $R_2 = 10\ R_1$. Donc, si la

(1) Ce réglage comprend l'ajustage de la puissance d'excitation par $C_2$, l'accord du circuit anodique L.CV, et la charge de ce dernier circuit par l'antenne. Avec les tensions d'alimentation réduites indiquées, on ajuste cette charge pour avoir une consommation anodique de 50 mA environ.

résistance de plaque $R_1$ du tube $V_1$ fait 100 kΩ, nous ferons $R_3 = 1$ MΩ.

La tension de modulation totale est appliquée directement à l'écran ($G_2$) du tube P.A. Néanmoins, pour améliorer la linéarité de ce type de modulation, une modulation additive partielle est appliquée simultanément sur la grille de commande ($G_1$) du tube P.A. ; un quart de la tension de modulation suffit. On parvient à ce but à l'aide des résistances $R_3$ et $R_4$, et en faisant $R_4 = 3\ R_3$. En effet, la résistance $R_3$ est fixée : c'est la résistance de polarisation de grille de l'étage P.A. ; la valeur de cette résistance détermine donc celle de la résistance $R_4$. En exemple, si la résistance de polarisation $R_3$ est de 33 kΩ, nous prendrons une résistance $R_4$ de 100 kΩ.

Passons maintenant à la commande simultanée de la porteuse. L'écran du tube P.A. est alimenté par un pont diviseur de tension constitué, d'une part, par une résistance bobinée réglable de 30 kΩ/50 W, et d'autre part, par la résistance présentée par un tube $V_2$ connecté en triode, cette dernière « résistance » étant variable avec le signal plus ou moins négatif appliqué sur la grille de commande. Le tube $V_2$ est du type 6L6, 6V6, 6Y6, EL84, etc... Le signal négatif de commande est facile à obtenir : Une fraction des signaux B.F. de modulation est prélevée sur le secondaire du transformateur et appliquée aux cathodes d'une double-diode 6AL5/EB91 ; sur les anodes, il est évident que nous recueillons une tension négative *proportionnelle* à la tension de modulation. Le *niveau* de modulation ajuste donc finalement la tension d'écran du tube P.A., c'est-à-dire qu'il commande l'amplitude de la porteuse.

Les cathodes de la double-diode sont portées à un potentiel positif réglable (Pot. 3), ce qui a pour but de « retarder »

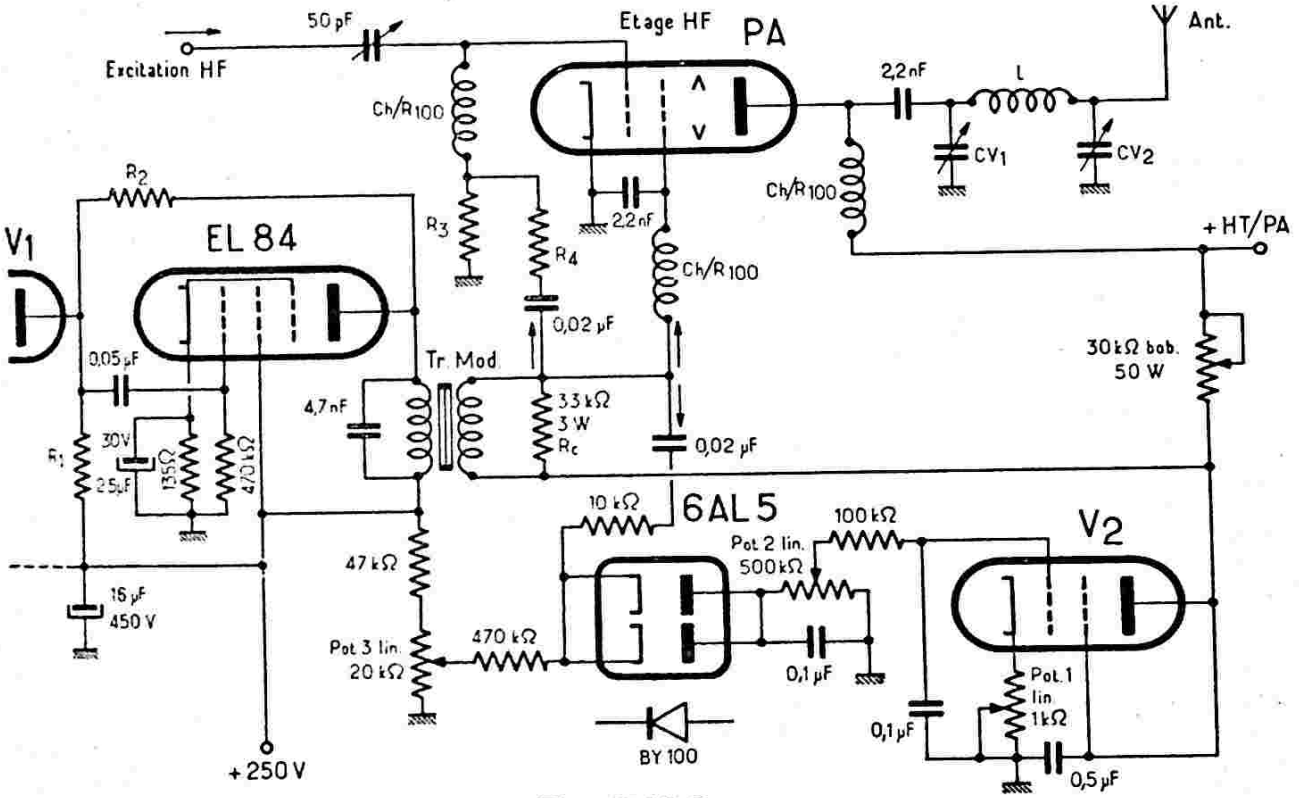



*Fig. X-13-B*

son action. Ceci est très important si l'on veut obtenir un véritable effet de « porteuse contrôlée modulée à taux constant », c'est-à-dire obtenir une modulation totale de la porteuse réduite, lorsqu'on parle à voix basse au microphone par exemple.

Pour simplification, le tube 6AL5 peut parfaitement être remplacé par une diode au silicium type BY100 (voir figure).

Les réglages de l'ensemble sont simples.

La résistance de 30 kΩ/50 W est ajustée selon le tube P.A. employé, sensiblement à la valeur requise pour l'obtention de la tension d'écran comme si le tube était utilisé normalement ($V_2$ étant pour cela momentanément ôté de son support). Ensuite, on ajuste Pot. 1 (par diminution de valeur)

afin d'obtenir le niveau de porteuse résiduelle souhaité (sans modulation).

Puis, en crête de modulation, on règle Pot. 2 pour obtenir dans cette condition la valeur maximale, mais normale, de l'alimentation de l'écran du tube P.A. (tension continue).

Enfin, le réglage du seuil d'entrée en action de la diode s'obtient en ajustant Pot. 3 de façon à avoir une tension positive de l'ordre de 40 à 50 V du curseur par rapport à la masse.

## § 8. — Evitez la surmodulation

Pour cela, insistons sur le fait qu'il ne faut se fier ni à une écoute locale, ni au jugé des correspondants.

Un contrôle permanent est de beaucoup préférable : par exemple, placez un milliampèremètre (de 0 à 3 mA) en série avec le casque du « monitor », son aiguille ne doit absolument pas bouger, ni vibrer au rythme de la modulation (sauf dans le cas d'une émission à porteuse commandée et de la modulation Taylor du § 10). Dans le cas contraire, vous pourriez être certain de « hacher » la porteuse par la modulation, résultat conduisant à des éclaboussures sur la bande, rendant la compréhension des paroles difficile et, d'une façon générale, donnant aux autres O.M. une piteuse idée de votre émission.

Au moment de la mise au point de votre station, donnez un taux *moyen* de modulation une valeur inférieure à 100 %, afin d'éviter la surmodulation dans les pointes de parole.

Un seul appareil permet efficacement de *voir* ce qui se passe dans l'émetteur et de faire un réglage parfait ; cet auxiliaire précieux se nomme, vous l'avez déjà deviné, l'oscillographe cathodique.

Deux méthodes s'offrent à l'amateur, celle dite du trapèze, et celle que la courbe enveloppe. Mais, en vérité, ces deux méthodes se *complètent,* l'une montrant ce que l'autre cache.

Voyons d'abord la méthode du trapèze :

Attaquez l'entrée du modulateur par une hétérodyne B.F. (ou un disque de fréquences) donnant une note de hauteur (fréquence) quelconque, mais d'amplitude constante.

La tension H.F. modulée est appliquée aux plaques de déviation verticale par l'intermédiaire d'une petite ligne torsadée terminée par 1 ou 2 spires de même diamètre que la self d'antenne (ou que la self du circuit anodique du tube final). En

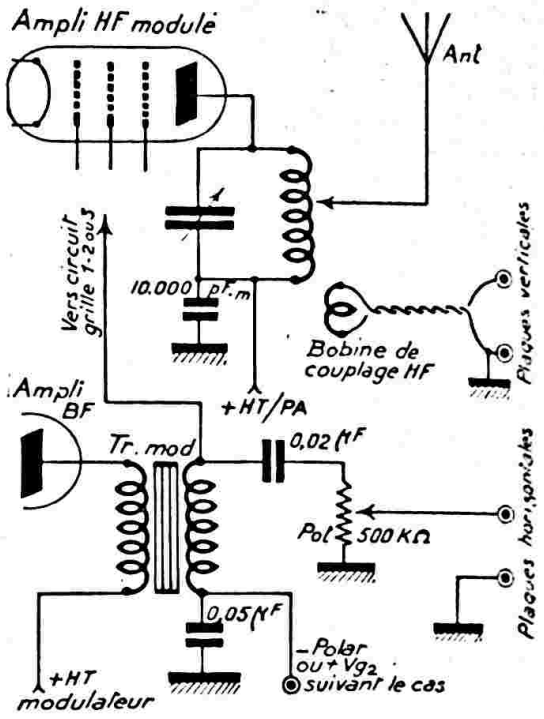



*Fig. X-14*

bobines, on règle la valeur de la tension H.F. modulée nécessaire à un développement correct de l'image sur l'écran du tube cathodique (émetteur modulé par une grille [fig. X-14] ; émetteur modulé par l'anode [fig. X-15]).

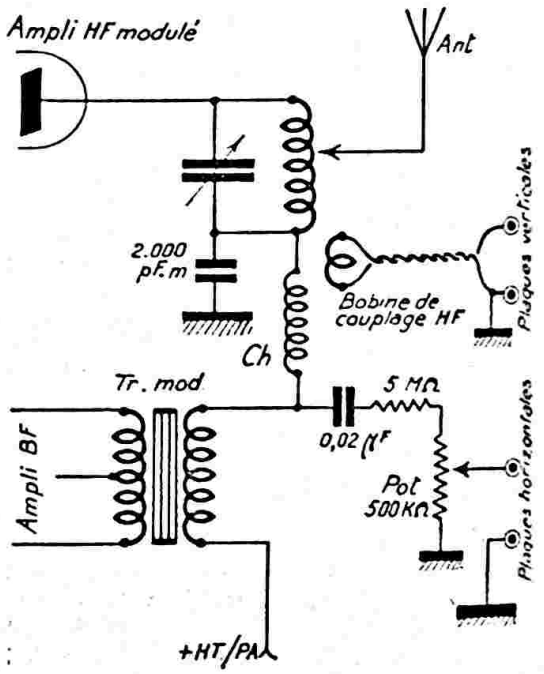



*Fig. X-15*

Sur les plaques horizontales, on applique la tension B.F., dont on règle la faisant varier le couplage entre les deux valeur de l'amplitude par un système potentiométrique quelconque (ou par le

réglage d'entrée plaques horizontales de l'oscillographe.

Afin d'éviter un déphasage entre cette tension B.F. et la modulation elle-même, il est indispensable de prélever ladite tension à l'endroit même où elle va être injectée dans l'étage H.F., c'est-à-dire, en général, sur le secondaire du transformateur de liaison de modulation. Ne pas oublier de mettre une capacité de 20.000 pF en série avec le système potentiométrique de liaison vers l'oscillographe, afin d'isoler ce dernier de la tension anodique d'alimentation de l'amplificateur H.F., dans le cas d'une modulation par contrôle d'anode, ou de ne pas supprimer la polarisation, dans le cas d'une modulation grille.

Quel que soit le système de modulation employé, un autre procédé consiste à récupérer la BF directement sur la HF modulée absorbée pour la mesure. Pour récupérer ces signaux BF, il suffit de les détecter. Le montage à réaliser est représenté sur la figure X-15-A. Ainsi, *une seule ligne* basse

*b*) Modulation non linéaire, excitation insuffisante.

*c*) Modulation non linéaire, polarisation excessive ou mauvais neutrodynage.

*d*) Modulation correcte à 100 %.

*e*) Surmodulation.

*f*) Insuffisance de l'excitation H.F. grille de commande.

*g*) Modulation par l'anode avec modulateur mal adapté ou mal conçu.

*h*) Modulation par l'anode avec réaction dans l'étage H.F. modulé.

*i*) Modulation par la grille de commande d'un étage mal neutrodyné ou possédant une charge réactive.

*j*) Modulation par la grille de commande avec excitation excessive ou mauvaise régulation de l'excitation H.F.

*k*) Dans le cas d'une modulation par la grille : trop d'excitation.

Dans le cas d'une modulation par l'anode : attaque H.F. de grille insuffisante ; ou,

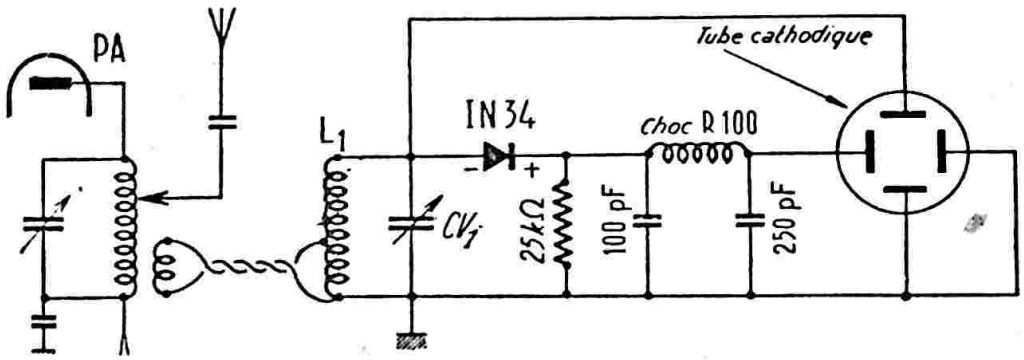



*Fig. X-15-A*

impédance terminée par une boucle est nécessaire pour la liaison (comme pour le procédé de la courbe enveloppe).

Ainsi, et de plus, on ne risque pas de créer un déphasage pour l'observation, si la BF n'est pas prélevée exactement à l'endroit où elle est appliquée sur l'étage P.A. de l'émetteur.

Le circuit $L_1$ $CV_1$ est évidemment accordé sur la fréquence de l'émission ; les autres valeurs du montage sont données directement sur le schéma.

Nous obtenons alors, sur l'écran de l'oscillographe, des courbes ayant l'allure ci-dessous, suivant le cas :

*Figure X*-16. — *a*) Insuffisamment modulé ; le pourcentage de modulation K en % est donné par la relation :

$$K = \frac{A - B}{A + B} \times 100$$

polarisation de grille ne permettant pas de dépasser un taux de 50 % sans distorsion ; ou encore, modulation par l'anode seule d'un tube pentode ou tétrode.

*l*) Modulation à 100 % par la grille de suppression d'un émetteur plus ou moins bien réglé : distorsions.

*m*) Modulation à 90 % par la grille de suppression d'un émetteur bien réglé : distorsions minimes.

*n*) Oscillations parasites dans l'amplificateur H.F. modulé (n'existant que dans les crêtes positives de la modulation).

*o*) Nous avons dit que la tension B.F., pour l'examen par la méthode du trapèze, devait être prise à l'endroit même où elle va être injectée dans l'étage H.F.. La figure X-16-o montre précisément ce qui se passe lorsque cette condition n'est pas remplie. Aucune observation valable n'est possible.

Venons-en, maintenant, à la méthode de la courbe enveloppe.

Nous avons déjà parlé de ce procédé au moment des « Contrôles oscilloscopiques à la réception », chapitre VIII, § 3. Pour le contrôle à la « sortie » de l'émetteur le procédé est le même, à savoir que les plaques de déviation verticale sont attaquées par la H.F. modulée prélevée à la sortie de l'émetteur par une simple boucle de fil. Quant aux plaques de déviation horizontale, elles sont attaquées par le balayage de l'oscillographe réglé vers 100 ou 200 p.p.s. environ.

La figure X-17 donne le schéma d'un petit contrôleur oscilloscopique excessivement simple, qui devrait trouver sa place dans tout émetteur... dans le rack même, et fonctionner en *permanence*. Ce contrôleur est muni d'un tube cathodique de 50 mm. de diamètre type 2AP1 (ou autre). Le balayage est effectué en tension sinusoïdale à 50 p.p.s. issue d'une plaque de valve redresseuse quelconque, par exemple. Les autres valeurs sont indiquées sur la figure. La haute tension peut être prise sur l'alimentation du modulateur, par exemple (ou tout autre, si l'on préfère).

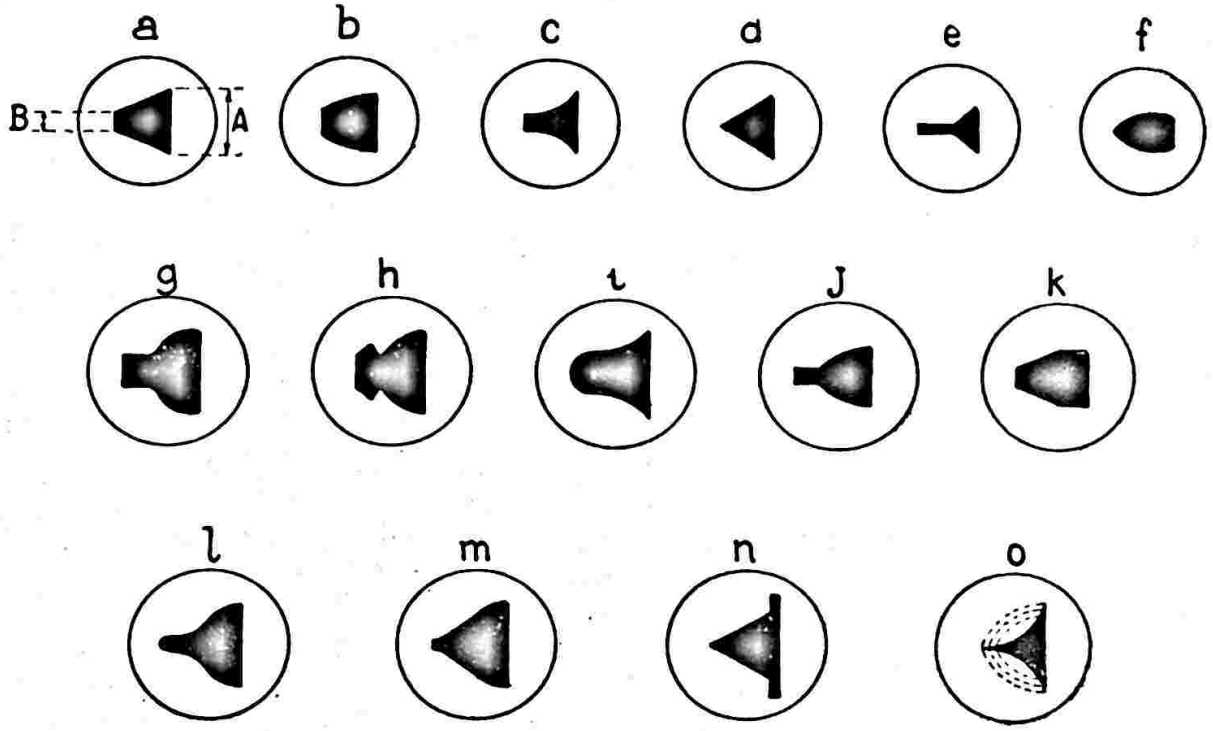



*Fig. X-16*

Les figures obtenues sur l'écran de l'oscilloscope sont celles que nous avons montré figure VIII-14 A, B, C, D, E ; en conséquence, revoir le texte correspondant. Il est également possible de faire des observations du genre de celles de la figure VIII-25 A, B, C, D ; toutefois, on obtient alors, dans le cas présent, une courbe identique dans la partie inférieure (symétrique par rapport à l'axe Ox), puisqu'ici il n'y a plus de détection. En cas de distorsions (écrasement des crêtes positives, très souvent), revoir le texte se rapportant à ces dernières figures.

Il convient de préciser, tout de suite, que la méthode de l'enveloppe, appliquée au contrôle à la *sortie de l'émetteur*, permet de juger *exactement* du taux de modulation pour toutes les fréquences B.F. On se souvient, en effet, qu'à la *réception*, ce procédé peut amener des erreurs du fait de la sélectivité du canal M.F. ; ici, tel n'est plus le cas.

Enfin, la spire L est couplée au circuit accordé final de l'émetteur, à une distance telle que la tension induite détermine une image de la grandeur de l'écran du tube cathodique.

Un autre contrôleur oscilloscopique de modulation (avec tube DG7/32), similaire au précédent, mais cependant davantage élaboré, est décrit au cours du § 2, chapitre XIV (figures XIV-19 et 20).

Nous le répétons : nous voudrions voir ce petit appareil simple et peu onéreux, incorporé à chaque émetteur. Ainsi, on n'entendrait plus l'air : « Comment est ma modulation ? Quel est son taux ? » Car, enfin, celui qui fait de l'émission ne doit-il pas savoir ce qu'il envoie dans l'éther, ne doit-il pas être certain de l'absence de distorsions, doit-il compter sur un correspondant pour connaître sa profondeur de modulation, et ce correspondant le renseignera-t-il d'une manière exacte ?

Nous ne sommes plus au temps où l'on faisait de l'émission avec une pince et un tournevis ! Si l'on veut que l'amateurisme vive, il faut faire des émissions de qualité, et ces dernières exigent un outillage moderne et des contrôles précis.

**Note sur le contrôle du taux de modulation :**

On sait que le courant H.F. antenne doit reproduire aussi exactement que possible les tensions développées par la modu-

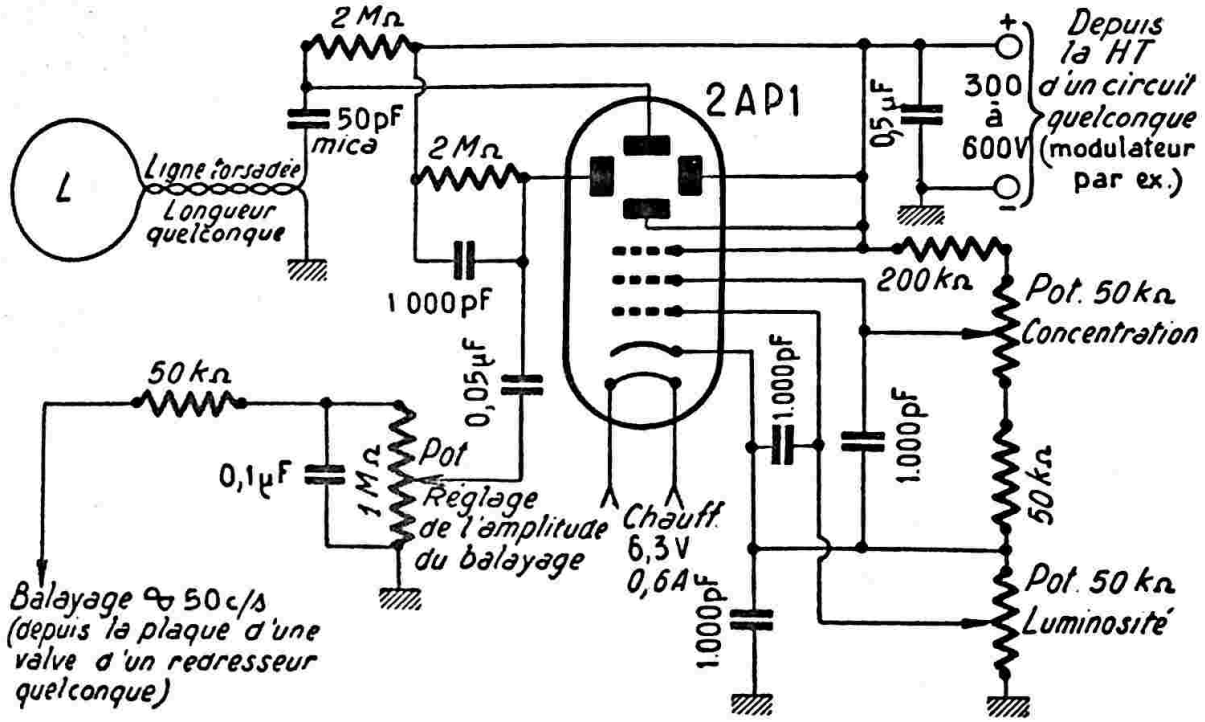



*Fig. X-17*

Mais, revenons à la technique.

Contrairement à l'opinion erronée de certains amateurs, la surmodulation ne peut que diminuer le rendement d'un émetteur, du fait des coupures de porteuse.

Il est évident que l'essai d'un émetteur modulé par une tension sinusoïdale d'amplitude constante ne signifie rien au sujet de « *surmodulation* ». Lorsque l'émetteur fonctionne, il est modulé par la tension amplifiée, mais recueillie par le microphone et doit pouvoir encaisser les éclats de voix (voire parfois l'emportement d'un opérateur à gros Q R M vocal !). Aussi, dans cette prévision, devra-t-on régler l'émetteur à une profondeur *moyenne* K de 80 % maximum (qui atteindra 100 % dans les pointes maxima).

Seul, un système assurant un contrôle *permanent* et *automatique* des signaux basse fréquence appliqués à l'étage modulé peut donner la certitude que l'émetteur est modulé à un taux constant, très voisins de l'unité, sans jamais pouvoir le dépasser. L'étude de tels montages fait l'objet du paragraphe suivant.

lation. Si l'étage H.F. modulé est correctement réglé, afin d'obtenir une linéarité parfaite, il est possible d'appliquer la formule suivante :

$$\frac{I_{mod}}{I_{port}} = \sqrt{1 + \frac{k^2}{2}}$$

dans laquelle :

$I_{mod}$ = intensité H.F. dans l'antenne en période de modulation ;

$I_{port}$ = intensité H.F. dans l'antenne en régime de porteuse ;
ces deux valeurs étant mesurées par un ampèremètre thermique intercalé dans le feeder quel que soit le genre d'antenne utilisé ;

$k$ = taux de modulation exprimé en décimales.

Autrement dit, pour le $k = 1$ (modulation à 100 %), le rapport $\frac{I_{mod}}{I_{port}}$ est égal à 1,23 environ. Ce qui signifie que la valeur de $I_{port}$ doit passer à une valeur de $I_{mod} = 1{,}23 \cdot I_{port}$ pour une modulation complète à 100 %.

D'autre part, on peut déterminer également le taux de modulation en décimales, en observant les valeurs successives de $I_{port}$ et $I_{mod}$ et en appliquant la relation :

$$k = \sqrt{2\ (r^2 - 1)}$$

dans laquelle $r^2$ est le carré du rapport

$$\frac{I_{mod}}{I_{port}}$$

Toutes ces formules sont naturellement valables quel que soit le système de modulation classique appliqué (anode, cathode, $G_1$, $G_2$ ou $G_3$), mais non pour les procédés à porteuse commandée ou pour la modulation Taylor du § 10.

**Modulomètre simple pour émetteur.**

Le modulomètre, dont le schéma est représenté sur la figure X-17-A, comprend essentiellement un indicateur cathodique type EM84 et une diode à cristal OA85.

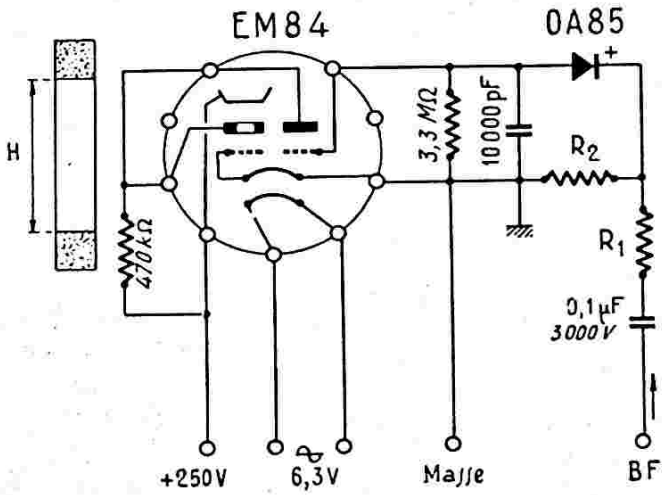



*Fig. X-17-A*

L'indicateur cathodique EM84 présente deux secteurs lumineux dont l'amplitude croît avec la tension négative appliquée sur la grille de commande. Autrement dit, la hauteur H séparant les bords des deux secteurs lumineux est fonction de la tension présente sur la grille de commande. A titre indicatif, nous avons :

H = 21 mm pour $V_g$ = 0 V ;
H = 10 mm pour $V_g$ = — 5 V ;
H = 5 mm pour $V_g$ = — 10 V ;
H = 2 mm pour $V_g$ = — 15 V ;
H = 0 mm pour $V_g$ = — 22 V.

De l'examen de la figure où nous avons représenté le brochage du tube EM84, il découle que ce modulomètre est extrêmement simple à réaliser.

Les signaux basse fréquence sont prélevés à la sortie du modulateur, à l'endroit même où ils sont appliqués à l'étage H.F. de l'émetteur. Ces signaux sont amenés par la connexion marquée « B.F. » sur notre dessin ; ils traversent un condensateur de 0,1 µF et sont appliqués à un diviseur de tension constitué par les résistances $R_1$ et $R_2$. Une fraction de signal B.F., celle disponible aux bornes de la résistance $R_2$ est redressée par la diode à cristal OA85 (ou similaire), et la tension négative qui en résulte est appliquée à la grille de commande du tube EM 84 indicateur.

L'alimentation du modulomètre par les connexions marquées + 250 V, 6,3 V et masse, est prélevée sur l'émetteur (par exemple, sur le modulateur).

Nous demandons à ce modulomètre que les deux secteurs lumineux se joignent **juste** (c'est-à-dire H = O) pour une modulation totale à 100 %. Il suffit de déterminer les résistances $R_1$ et $R_2$ en conséquence.

Nous pouvons le faire approximativement, ou tout au moins dégrossir les valeurs de $R_1$ et $R_2$ par le calcul. Prenons un exemple quelconque : Supposons un émetteur nécessitant un signal B.F. à la sortie du transformateur de modulation présentant une amplitude de 120 V pour l'obtention d'une modulation totale. Si nous faisons $R_1$ = 100 kΩ et $R_2$ = 20 kΩ, nous aurons 20 V aux bornes de $R_2$ et les deux secteurs lumineux du tube indicateur EM84 se joindront pour la modulation à 100 %.

Mais le mieux et le plus précis consiste à attaquer l'entrée du modulateur par un signal B.F. de fréquence constante et d'observer le signal H.F. modulé à la sortie de l'émetteur à l'aide d'un oscilloscope (méthode du trapèze ou méthode de l'enveloppe). Lorsque la modulation est bien au taux de 100 % sur l'écran de l'oscilloscope, on ajuste soigneusement $R_1$ et $R_2$ (en montant des résistances en parallèle. par exem-

ple) de façon à juste faire joindre les bords des deux secteurs lumineux.

Oui, mais alors, nous direz-vous, il faut tout de même un oscilloscope ! Certes, pour une mise au point très exacte, c'est préférable. Et puis, un oscilloscope, cela se prête. Même pour l'amateur qui possède un oscilloscope, l'utilisation de ce petit modulomètre évite l'immobilisation de l'appareil ou du tube cathodique sur l'émetteur.

En outre, pendant que l'on aura un oscilloscope pour la mise au point du modulomètre, on en profitera auparavant pour vérifier la linéarité de la modulation, c'est-à-dire si la modulation est bien appliquée sur la partie linéaire de la caractéristique du tube P.A./H.F., ou en d'autres termes, si les crêtes positives sont bien d'amplitude égale aux crêtes négatives.

Comme dans tous les modulomètres, quels qu'ils soient, la mise au point est faite à partir d'un signal B.F. de forme sinusoïdale. Mais, lorsque l'émetteur fonctionne, il est modulé à partir du microphone et il doit pouvoir encaisser les éclats de voix ; en outre, les ondes vocales s'éloignent notablement de la sinusoïde. Aussi, pour tenir compte de ces points particuliers, doit-on régler l'émetteur à une profondeur moyenne de 80 % maximum (qui atteindra 100% dans les pointes maximales). On réglera donc le potentiomètre de gain du modulateur en conséquence.

En effet, n'oublions pas que la surmodulation ne fait que diminuer le rendement d'un émetteur (contrairement à l'opinion erronée de certains amateurs). Et nous ne parlerons que pour mémoire des distorsions et déformations qui en découlent, des éclaboussures, des étalements et du Q.R.M. sur les fréquences voisines. Certes, en sous-modulant, l'efficacité de l'émission baisse. Il faut donc moduler à un taux moyen de 80 à 100 %, et s'y maintenir ; c'est l'objet du paragraphe suivant.

Il est bien évident que le modulomètre que nous venons de décrire peut s'installer sur tout émetteur quelle que soit la modulation mise en œuvre : par la grille 1, la grille 2, la grille 3, la cathode, la plaque, ou la plaque et l'écran combinés.

On peut encore lui trouver d'autres applications notamment sur les magnétophones.

Quant à sa réalisation pratique, il n'y a rien de spécial à signaler. L'ensemble peut être monté sur un morceau de tôle d'aluminium formant panneau vertical, ledit panneau comportant une ouverture rectangulaire permettant de voir l'« écran » de l'indicateur cathodique. Nous laissons, bien entendu, ces détails de réalisation au goût de chacun, le principal étant que l'indicateur soit bien sous le regard de l'opérateur parlant à son microphone.

Une dernière remarque avant de terminer : Il convient de ne pas oublier que la hauteur H n'est pas proportionnelle à la tension négative appliquée sur la grille (revoir les grandeurs de H pour diverses tensions de grille que nous avons indiquées précédemment). Ceci se traduit par une répartition des taux de modulation (en %) comme le montre l'échelle de la figure X-17-B.

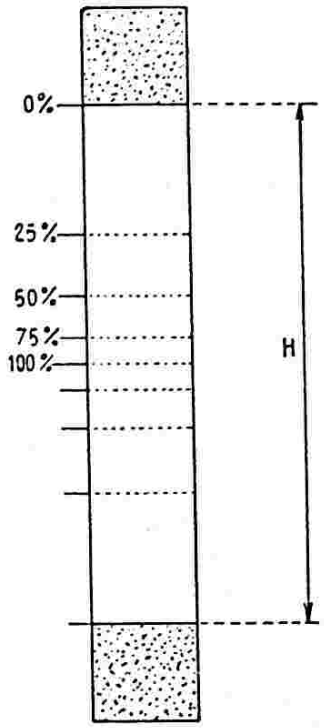



*Fig. X-17-B*

## § 9. — Contrôle automatique du volume sonore B.F.

Il ne faut donc, sous aucun prétexte, dépasser une profondeur de modulation de 100 % ; mais il est recommandé de s'en approcher *le plus possible* (compte tenu des distorsions éventuelles), et... de s'y tenir.

En effet, supposons, pour un instant, l'amplitude B.F. *constante ;* l'efficacité (ou rayon d'action) d'une station de radiotéléphonie est proportionnelle au carré de son taux de modulation.

Prenons des chiffres pou mieux voir ; les stations ci-après ont exactement la *même efficacité :*

Station de 10 watts modulée à 100 % ; taux : 1.

Stations de 15,5 watts modulée à 80 % ; taux : 0,80.

Station de 28 watts modulée à 60 % : taux : 0,60.

Station de 40 watts modulée à 50 % ; taux : 0,50.

Station de 63 watts modulée à 40 % ; taux : 0,33.

Station de 100 watts modulée à 33 % ; taux : 0,33.

Station de 250 watts modulés à 20 % : taux : 0,20.

On voit l'énorme avantage de moduler avec un taux voisin de l'unité.

Dans les stations de radiodiffusion, le contrôle du volume sonore d'une émission se fait généralement par un réglage potentiométrique dont la manœuvre est confiée à des techniciens spécialisés, qui suivent la transmission à l'écouteur et au décibelmètre. Ces techniciens « égalisent » les amplitudes B.F., afin de maintenir constantes la puissance de modulation et, par suite, la profondeur de modulation des étages H.F., au taux choisi. Ce procédé peut naturellement être appliqué aux stations d'amateurs, mais le réglage manuel n'est bien souvent qu'un pis-aller, du fait de l'inertie et du manque de réflexes de l'opérateur.

Plusieurs montages de *contrôle automatique* ont été proposés ; les uns par pont différentiel thermique, les autres purement électroniques.

Nous allons étudier le premier procédé.

Notons d'abord que ces systèmes réalisent la *compression* des signaux de basse fréquence (effet inverse de celui qui est obtenu avec les systèmes d'expansion sonore).

Nous avons expérimenté ce montage de contrôle automatique sur notre propre émetteur dès 1938 et nous en avons obtenu la plus grande satisfaction.

Un tel appareil doit satisfaire aux conditions suivantes :

1° N'apporter aucune distorsion en B.F;

2° Conserver le caractère général du relief de l'émission.

3° Empêcher toute surcharge de l'émetteur, toute surmodulation, même dans les « forte » ou les éclats de voix.

4° Ne pas faire ressortir exagérément le bruit de fond pendant les passages « creux » d'une transmission de pick-up, par exemple.

Si nous considérons la courbe de résistance d'une ampoule à filament de tungstène, on voit que R augmente avec la tension appliquée à ses bornes.

D'autre part, considérons le pont thermique représenté sur la figure X-18 (AT, ampoules à filament de tungstène). Ecrivons les expressions mathématique des potentiels $V_a$ et $V_b$ aux points a et b et traçons-en les courbes ; traçons ensuite la courbe des différences entre $V_a$ et $V_b$ ; on voit que $v$ est proportionnel à V pour des petites valeurs de ce dernier, puis le rapport $v/V$ diminue au fur et à mesure que V augmente.

Voyons maintenant dans quelles proportions un tel dispositif remplit les exigences exposées plus haut, V étant considéré comme entrée et $v$ comme sortie.

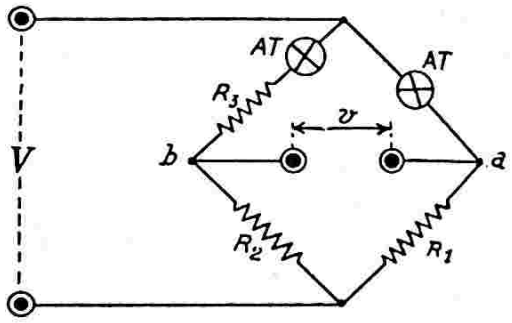



*Fig. X-18*

1° Le pont thermique ne mettant en jeu que des résistances purement ohmiques, aucune distorsion B.F. n'est à craindre.

2° et 3° L'inertie thermique des filaments maintient constant le rapport des amplitudes au *premier instant*, conservant ainsi entier le caractère et le relief de la transmission, tout en évitant *ensuite* toute surcharge accidentelle ou surmodulation.

4° En ce qui concerne l'amplification des bruits de fond, on remarque aux essais que le contrôle automatique n'agit que pour des fortes amplitudes de V ou, en d'autres termes, que pour des signaux forts venant des lampes préamplificatrices du modulateur.

La réalisation pratique est donnée sur la figure X-19. La puissance B.F. exigée à l'entrée de $T_1$ est de 0,25 watt. Ce transfo d'adaptation $T_1$ aura, naturellement une impédance primaire adaptée à la lampe qui le précède et une impédance secondaire de 10 ohms. Voici les valeurs du pont thermique : $R_1 = R_2 = R_3 = 6$ ohms, AT = ampoules à filament de tungstène de 2,5 volts.

La rapidité de l'action du dispositif dépend entièrement de l'inertie thermique des filaments. Ce temps est proportionnel au courant consommé par les lampes ; pratiquement, pour une intensité de 60 mA, il faut compter 1/5 à 1/10 de seconde.

L'impédance du pont étant approximativement égale à 8 ohms, il faut le connecter au moyen d'un transformateur $T_2$,

branché sur l'autre diagonale à un étage d'amplification supplémentaire, qui compense les pertes dans les circuits de réégulation.

L'impédance primaire de $T_2$ ne doit cependant pas être inférieure à 200 ohms afin de ne pas diminuer sensiblement la différence des potentiels des points a et b du pont.

L'affaiblissement dû au pont est donc contrebalancé par l'amplification d'un tube EF86 monté en triode et dont on règle l'admission grille par $P_1$ (500 k Ω), pour obtenir une juste compensation.

Enfin, $T_3$ est le transfo de liaison B.F. pour attaquer le ou les étages suivants du modulateur, suivant la puissance exigée par le système de modulation (modulation grille ou plaque). Notons que, dans le cas de l'emploi d'un seul étage après le régulateur automatique, une liaison par capacité et résistance peut parfaitement être envisagée avec le tube EF86.

Avant de terminer ce paragraphe, signalons un système de régulation automatique du volume sonore dérivé du précédent ; l'efficacité de ce système, beaucoup plus simpliste, est un peu moindre, mais il peut rendre, malgré tout, d'appréciables services, en assurant un taux de modulation à peu près constant.

Le schéma est donné sur la figure X-20. Il n'est applicable que pour une modulation grille ($G_1$ ou $G_3$), qui n'exige qu'une faible puissance B.F.

$T_1$ est le transfo de sortie du modulateur (impédance secondaire 6 ohms) et $T_2$ le transfo de modulation — liaison à l'émetteur (impédance primaire 6 ohms et impédance secondaire 7.000 ohms environ).

AT est une ampoule à filament de tungstène, dont la consommation est choisie suivant l'énergie B.F. requise pour une modulation correcte.

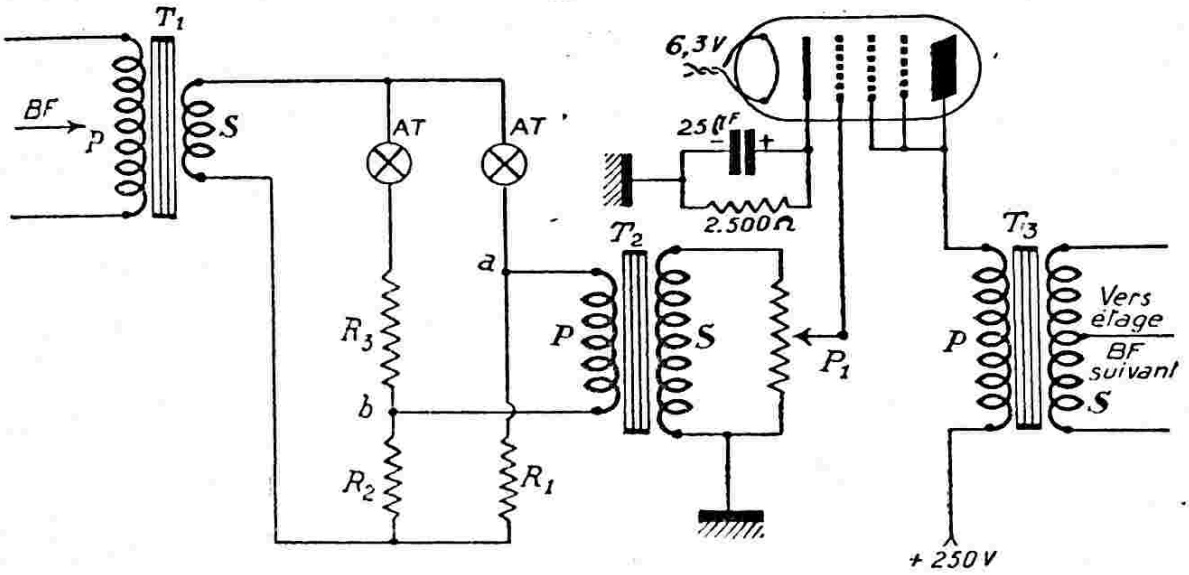



*Fig. X-19*

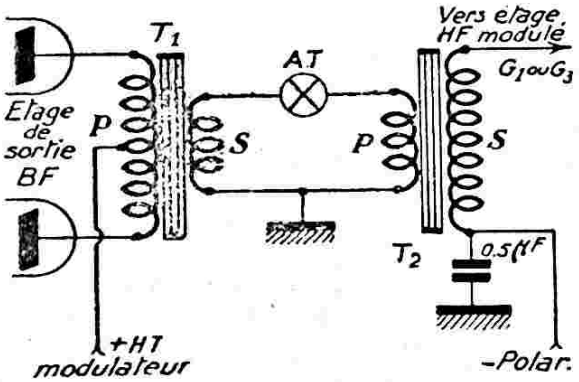



*Fig. X-20*

Dans ces deux systèmes de réglage automatique du volume sonore, la valeur de l'amplification sera réglée, une fois pour toutes, sur une note tenue, afin d'obtenir une profondeur de 100 % — *les lampes AT étant alors éclairées au banc incandescent*. Ainsi, le taux de 100 % sera maintenu d'une façon à peu près *constante*, tout en conservant le relief à la transmission, du fait de l'inertie des filaments de tungstène. Sur le schéma de la figure X-19, on ajuste la profondeur de modulation par $P_1$.

C'est très intéressant pour percer le Q R M et... pour la tranquillité de l'opérateur, qui n'a pas sans cesse à retoucher

les réglages de puissance de modulation (modulation profonde, mais impossibilité de surmoduler).

Les mêmes motifs exposés précédemment, ont conduit au montage d'amplificateurs à compression de volume, la compression étant réalisée, cette fois, non pas par l'effet de résistance variable de filaments de tungstène, mais par les tubes électronique (en l'occurrence, une triode et une diode, qui peuvent d'ailleurs être combinées dans la même ampoule : 6AV6).

Nous donnons un exemple de ce système de compression appliqué sur un amplificateur à haute fidélité (fig. X-21).

Le microphone employé est du type piézoélectrique ; il attaque la préamplificatrice EF86. Ensuite, nous avons la 6L7 amplificatrice à compression, puis la 12AU7 amplificatrice et déphaseuse, et enfin le push-pull de sortie classe A, équipé de deux 2A3 polarisées par une résistance de 750 ohms dans le point médian de l'enroulement de chauffage.

$Tr_m$ est le transformateur de liaison de modulation ; impédance primaire : 2 × 2.500 ohms.

A la sortie de la EF86, nous avons deux canaux B.F., l'un attaquant la 6L7 sur sa grille $G_1$, l'autre dérivé sur la grille de commande d'une 6AV6. Les signaux B.F. sont amplifiés par la partie triode de ce dernier tube et redressés par la partie diode. Une tension continue apparaît aux bornes de R, tension négative en a, qui freine l'amplification du tube 6L7 dans les « forte » (cette tension négative étant, en fait, appliquée à la fois sur $G_1$ et sur $G_3$ du tube 6L7).

Le réglage du système de compression est assez critique. On amène d'abord le curseur du $Pot_2$, commandant la compression, du côté masse. Puis on ajuste l'amplification B.F. au niveau maximum désiré, par le réglage de $Pot_1$. On manœuvre alors $Pot_2$ jusqu'à ce que l'on constate une diminution de la puissance de sortie (au décibelmètre, par exemple). Un interrupteur Int permet de supprimer

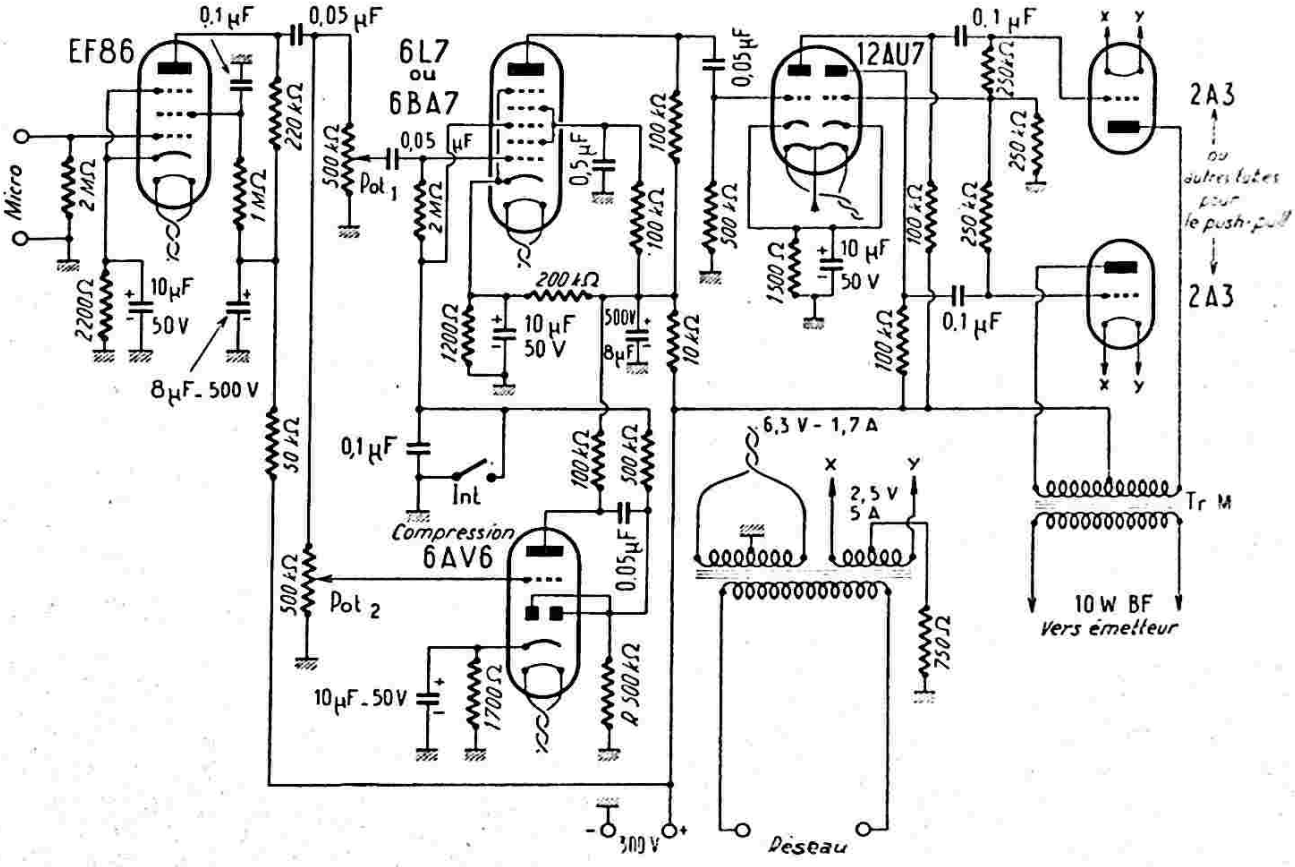



*Fig. X-21*

l'effet de compression sans avoir à dérégler $Pot_2$.

Il va sans dire que ce système de compression peut s'appliquer sur tout autre amplificateur. Il nécessite simplement l'adjonction d'un tube supplémentaire 6AV6 et le remplacement de la première amplificatrice de tension par une 6L7 ou 6BA7. Personnellement, nous préférons le système à pont différentiel thermique, car il conserve mieux *le relief* de la transmission.

D'autres systèmes de compression de la modulation effectuent le redressement (1) des signaux B.F. à la *sortie* du modulateur, et la composante continue détectée est appliquée, en partie, à la grille 3 d'un tube 6L7 placé à l'entrée. En d'autres termes, le principe est sensiblement le même que dans le montage de la figure X-21 et les résultats sont *équivalents*.

*Nota.* — Nous passons volontairement sous silence les dispositifs dits « limiteurs d'ondes vocales ». Ces dispositifs écrêteurs ont pour but de tronquer les crêtes des signaux B.F. de modulation « parole » ; on arrive ainsi à rendre la modulation plus *efficace*. Mais, ce tronquage entraîne la production d'ondes latérales de fréquences élevées ! Aussi est-on obligé de faire suivre le limiteur par un filtre passe-bas en $\pi$ dont la fréquence de coupure se situe aux environs de 3 500 c/s.

Ces dispositifs, outre le but signalé ont malheusement pour résultat d'ôter tout caractère et toute personnalité à la modulation. En un mot, on obtient le timbre « téléphone », et au fond, on écoute avec... son *oreille !* Or, en *modulation d'amplitude*, dans l'état actuel de la technique, l'amateur se doit de présenter quelque chose d'*impeccable*.

Une étude sur la bande passante des émetteurs modulés en amplitude, avec les filtres à utiliser le cas échéant, a été faite par l'auteur dans la revue « Le Haut Parleur » n° 923, pages 30 et 31. Nous prions le lecteur intéressé de bien vouloir s'y reporter. Néanmoins, ces dispositifs limiteurs présentent certains avantages pour la modulation en fréquence à bande étroite (question de **rendement**) ; nous en reparlerons au chapitre XVIII-§ 2. Voir aussi chapitre XV-§ 10.

Quant au schéma de la figure X-21, il est bien évident que d'autres tubes peuvent équiper l'étage push-pull, tubes tels que 6AQ5, 6V6, EL84, etc... Il suffit de monter une polarisation convenable (résistance commune de cathodes).

## § 10. — La Modulation Taylor

Si nous nous reportons à la figure VIII-25, en A, on voit aisément que la capacité de modulation maximum d'un émetteur est atteinte avec le taux de 100 % : sur les crêtes positives B.F., l'amplitude de la porteuse est doublée ; sur les crêtes négatives, la porteuse est annulée (pendant le temps instantané de la crête). Si l'on dépassait ce taux maximum de 100 %, la porteuse serait annulée durant un certain temps : la porteuse serait alors « coupée » ; d'autre part, sur les crêtes positives B.F., l'amplitude ne « suit » pas, ordinairement par défaut d'excitation. Comme nous l'avons déjà dit maintes fois, il ne faut donc pas dépasser une profondeur de modulation égale à 100 % avec laquelle le meilleur rendement est obtenu. Aussi a-t-on cherché un procédé de modulation en amplitude permettant d'augmenter le rendement de l'étage final modulé (rendement accru même comparé au rendement obtenu avec un étage PA modulé par l'anode). Le nouveau système de modulation dit « modulation Taylor » (du nom de la firme des U.S.A. qui emploie ce procédé dans la construction de ses émetteurs de téléphonie commerciale) permet d'atteindre le but recherché.

Le schéma d'un étage final H.F. modulé par le procédé Taylor est donné sur la figure X-22.

Nous avons représenté, tout d'abord, la sortie du dernier étage tampon (ou doubleur) équipé d'un tube 6L6 (ou tout autre tube permettant une excitation convenable) avec son circuit accordé anodique $L_1CV_1$. La tension d'excitation H.F. est dirigée d'une part sur la grille de commande du tube final H.F./P.A., d'autre part sur la grille de commande du tube P.M. dit « power modulator ». PA et PM doivent être des *tubes identiques*. Un tube 6AQ5 utilisé au dernier étage de l'amplificateur B.F. convient parfaitement. Un transformateur $Tr_{mod}$ ordinaire avec secondaire à prise médiane permet d'appliquer la tension B.F. complète sur $G_1$ du tube PM, et la moitié de cette tension sur $G_1$ du tube PA (donc PA et PM modulés par la grille de commande). On voit également sur la figure que le circuit accordé anodique de sortie $L_2CV_2$ est commun aux tubes PA et PM ; un condensateur variable divisé est nécessaire et l'anode PM aboutit à une prise sensiblement médiane de $L_2$.

Précisons, d'autre part, que le tube PA travaille normalement en classe C télégraphie (régler $Polar._1$ et $I_{g1}$/PA par l'ajustage de l'excitation, en conséquence), tandis que le tube PM doit être polarisé à une tension double de celle requise pour le fonctionnement en classe C normale ; autrement dit, nous avons $Polar._2 = 2 \times Polar._1$. Enfin toutes les bobines d'arrêt Ch sont du type National R 100.

Voyons maintenant, rapidement, le fonctionnement.

(1) Pour ce redressement, une valve monoplaque, du genre de celle utilisée dans les alimentations, est nécessaire, du fait de l'importance de l'amplitude des signaux B.F.

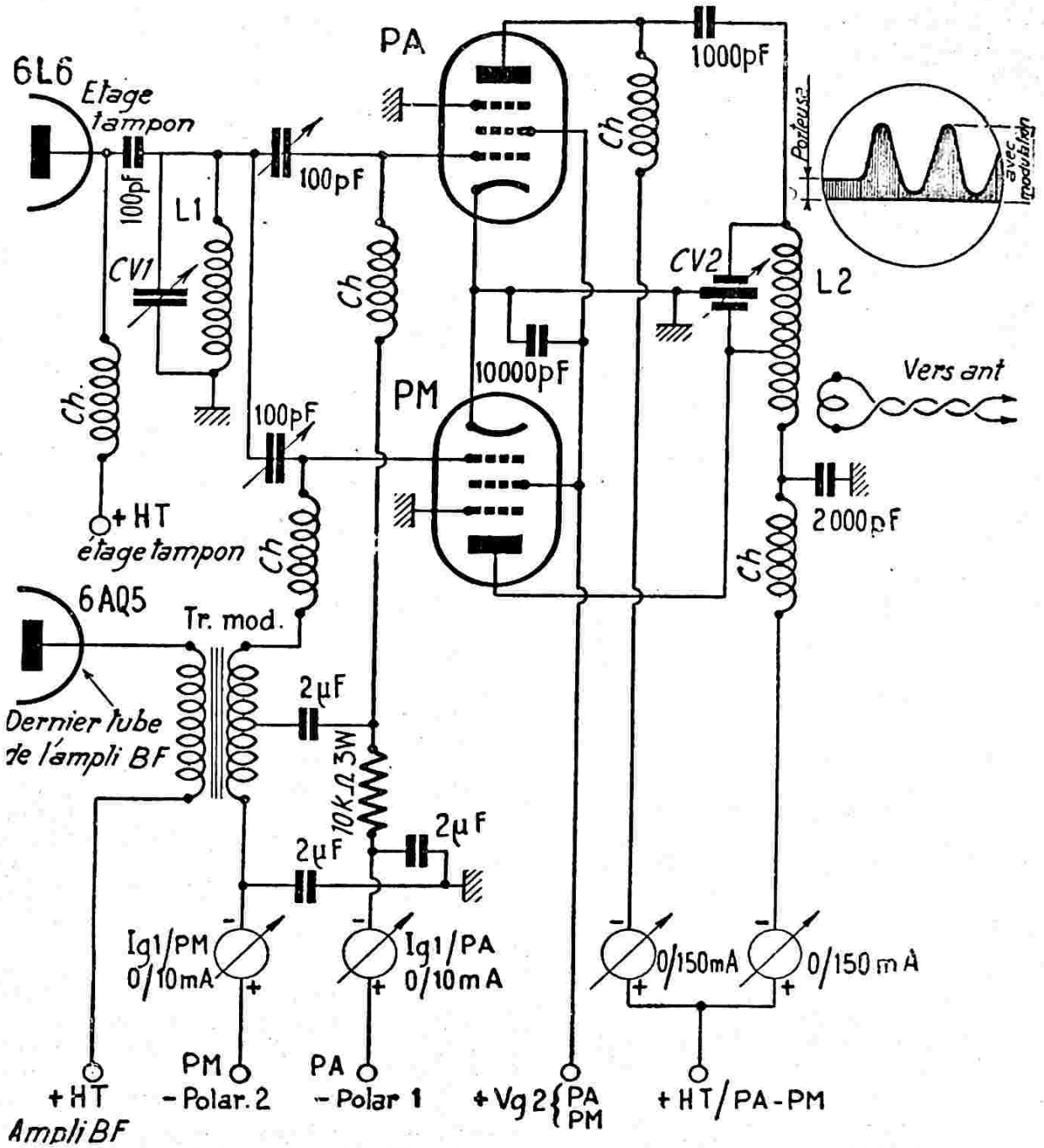



*Fig. X-22*

En régime de porteuse, le tube PA fonctionne en classe C normale, tandis que le courant anodique du tube PM tend vers zéro, du fait de la forte polarisation de sa grille de commande (Polar.$_2$). Mais un cycle de modulation modifie cette polarisation, et durant l'alternance positive, le courant anodique de PM apparaît, PM fonctionnant alors en amplificatrice classe C également. Dans le même temps, l'excitation sur PA diminue et l'intensité anodique également — d'où légère réduction de l'amplitude de la porteuse. Mais cette réduction de la porteuse est automatiquement compensée par le tube PM qui effectue alors un véritable « regonflage » par apport de puissance.

L'oscillogramme obtenu, montré sur la figure, est plus éloquent qu'un long discours : on remarque que la porteuse n'est jamais « coupée » et, qu'en crête, l'amplitude est de 3 ou 4 fois (!) l'amplitude de porteuse. De ce fait, à la réception, il n'est pas surprenant de voir le « S-mètre » osciller fortement au rythme de la modulation (1).

Malgré que l'on soit en présence d'une modulation en puissance opérée par le tube PM, les étages PA et PM sont *modulés par*

(1) Même remarque au sujet des milliampèremètres des étages PA et PM. Notons, en passant, que PA et PM n'atteignent pas la pointe de courant anodique au même temps ; c'est pourquoi l'alimentation H.T. peut être commune.

*la grille* 1. C'est pourquoi l'on n'exige du modulateur qu'une *tension* B.F., et ce dernier pourra parfaitement se terminer par un tube 6AQ5 ou similaire.

Naturellement, la modulation Taylor n'est pas exempte d'inconvénients. Le principal défaut réside dans la présence de distorsions non-linéaires importantes que, pratiquement, oscillographe en mains, on ne peut supprimer ; d'où, généralement, interférences chez les B.C.L. voisins.

En résumé : système de modulation à très haut rendement, donnant à l'émission une « efficacité » remarquable, mais à réserver pour la téléphonie uniquement (et non les transmissions à haute fidélité et surtout les essais musicaux).

## § 11. — Conclusion

Le choix d'un procédé de modulation est guidé par de nombreux facteurs, qui varient suivant les possibilités et l'installation de chacun — le facteur primordial étant, naturellement, le genre de matériel dont dispose l'amateur ou... les moyens à sa disposition pour se le procurer.

D'autre part, il est normal que l'amateur qui possède déjà une installation radiotélégraphique puissante, s'adresse à la modulation grille ($G_1$, $G_2$ ou $G_3$) — voire à la modulation Taylor pour l'OM averti — s'il ne veut pas réaliser un amplificateur B.F. onéreux.

Les débutants s'engageront de préférence, avec leur petit émetteur Q R P, dans la voie de la modulation plaque, à cause des réglages peu compliqués qu'elle nécessite. Même remarque, pour la même raison, aux O.M. qui changent de bande fréquemment et désirent le faire rapidement.

Le chapitre qui va suivre est consacré à la description de nombreux amplificateurs basse fréquence complets, modulateurs qui conviendront, suivant leur puissance et suivant l'émetteur à moduler, à l'un des systèmes que nous venons d'exposer.

De toutes façons, dans n'importe quel procédé, d'après les petits calculs simples que nous avons indiqués, il est relativement aisé de déterminer l'amplificateur B.F. qui convient pour la modulation d'un amplificateur H.F. donné. Avec une légère dose de patience, il est facile de mettre correctement au point une radiotéléphonie de qualité. L'amateur devra bien comprendre le fonctionnement du système de modulation qu'il a adopté et des appareils qu'il emploie ; il devra toujours éviter la surcharge des lampes, la surmodulation et bien se pénétrer de cet axiome : « La qualité est d'une importance beaucoup plus grande que la puissance. »

CHAPITRE XI

# Amplification basse fréquence
# Modulateurs

## § 1. — Microphones

Le microphone est un des accessoires essentiaux de la section B.F. ; en effet, ce serait peine perdue que d'utiliser un amplificateur B.F. de qualité accouplé à un quelconque microphone lamentable.

Nous ne dirons rien sur les microphones dynamiques, à ruban, électrostatiques ou piézoélectriques qui, lorsqu'ils sont bien adaptés, permettent une fidélité remarquable.

Insistons cependant sur le fait que *certains* microphones à cristaux ou dynamiques bon marché ont une courbe de réponse vraiment piteuse. Donc, amateurs, attention ! Mais, d'une manière générale, avec des microphones sérieux bien établis, d'une marque réputée, la fidélité et le succès seront certains.

Dans les exemples-types d'amplificateurs et modulateurs (1) que nous donnons au §§ 3 de ce chapitre, nous avons toujours prévu une entrée pour microphone à cristal ; mais il se conçoit que tout autre microphone dynamique ou à ruban peut être utilisé, pourvu qu'il soit muni de son *transformateur* adaptateur d'impédances. Attention à l'induction sur ce transformateur : rechercher l'emplacement et l'orientation convenable.

Et nous en arrivons au microphone à charbon, microphone populaire, microphone du débutant aussi, très souvent. S'il est convenablement adapté, il a une sensibilité voisine de celle d'un pick-up. Aussi, aucun étage *préamplificateur* n'est à prévoir sur le modulateur.

Mais..., car il y a un « mais », un microphone à charbon sera d'autant plus fidèle qu'il travaillera plus loin de sa limite de sensibilité.

En d'autres termes, pour obtenir une bonne modulation, il est préférable de faire travailler l'amplificateur B.F. à son maximum de gain... voire d'utiliser un étage de préamplification et, d'autre part, *de réduire le plus possible* la tension continue d'alimentation du microphone (appelée aussi, parfois, tension d'excitation microphonique).

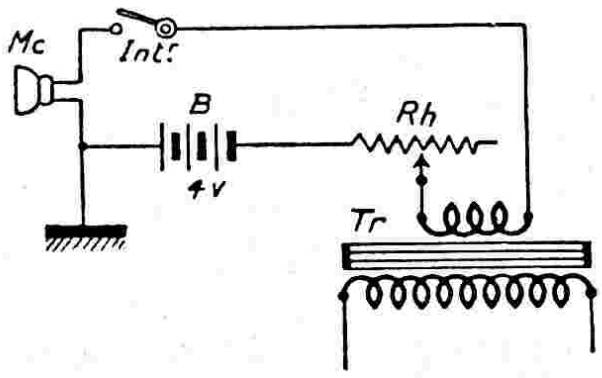



*Fig. XI-1*

Le montage classique du microphone à charbon est donné sur la figure XI-1 ; la tension d'alimentation provenant de la batterie B (accu ou pile) est ajustée par le rhéostat Rh, de 500 ohms. Le transformateur Tr. réalise l'adaptation des impédances pour l'attaque de grille ; son rapport est généralement de 30 ou 40.

On peut remplacer la batterie B par une tension continue soigneusement filtrée provenant soit de la haute tension d'alimentation du modulateur, soit d'une tension de polarisation (cathode). La figure XI-2

(1) On a pour habitude de grouper sous le terme « amplificateur », le préamplificateur, l'amplificateur de tension et l'étage driver. Quant au vocable « modulateur », il est réservé à l'étage *final* B.F. (quel qu'il soit) ; c'est, en effet, lui qui module l'émetteur.

montre cette dernière solution avec l'utilisation de la chute de tension dans la résistance de polarisation cathodique d'une 6V6. Pour un tube quelconque, on doit

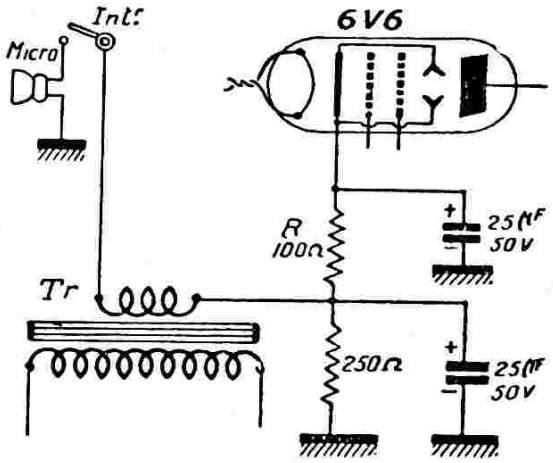



*Fig. XI-2*

évidemment veiller à ce que le système d'alimentation du micro lui assure, malgré tout, une polarisation correcte normale ; on ajuste ordinairement cette dernière en agissant sur la valeur de R.

Un système de connexion de microphone à charbon moins répandu et cependant extrêmement intéressant est celui que nous représentons sur la figure XI-2-A.

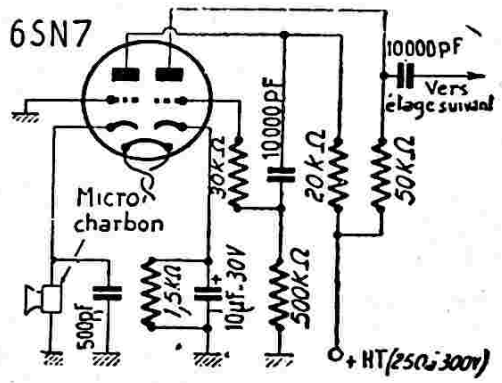



*Fig. XI-2-A*

Nous utilisons un tube double triode type 6SN7 ou ECC82.

Le premier élément triode est monté en amplificateur avec grille à la masse ; le microphone à charbon est intercalé directement dans la connexion cathodique de ce tube. On dispose ainsi automatiquement du courant d'excitation nécessaire au microphone. De plus, l'entrée d'un amplificateur à grille à la masse présentant une impédance très faible, l'emploi du classique transformateur élévateur est éliminé.

Les deux points ci-dessus permettent de réaliser ce système de connexion... on ne peut plus simple, et, ce qui ne gâte rien, *d'excellente qualité*. La seconde section triode du tube 6SN7 fonctionne en amplificateur normal.

La membrane du micro à charbon possède une fréquence de résonance propre très accentuée, qui la rend impropre à la reproduction de la musique, mais n'altère pas la parole d'une manière trop sensible. Le microphone « double bouton » (à deux pastilles) apporte une amélioration de la

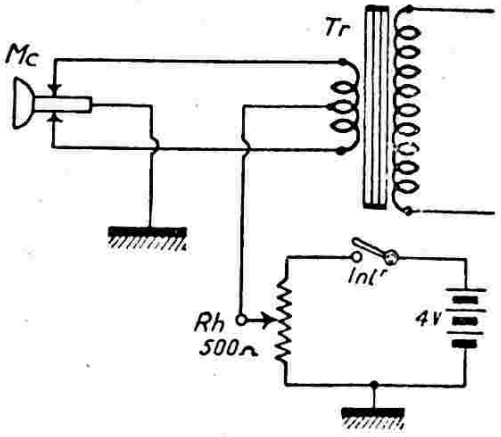



*Fig. XI-3*

qualité de reproduction ; la figure XI-3 donne le schéma de branchement d'un tel micro.

Actuellement, le microphone à charbon n'est pratiquement utilisé que dans les équipements radiotéléphoniques « mobiles ».

*Nota.* — Beaucoup de microphones à cristal possèdent également une membrane qui leur donne une fréquence de résonance propre assez accentuée. Aussi, lorsque l'on voudra de la fidélité, conseillons-nous l'emploi d'un microphone à cristal *sans membrane ;* ce type de microphone comporte plusieurs cellules de cristal, empilées les unes sur les autres, et connectées électriquement en série/parallèle. Les ondes sonores attaquent directement ces cellules et, par leur nombre, on obtient une tension de sortie équivalente à celle d'un microphone à cristal avec membrane ; mais, la fidélité n'est pas comparable (très nettement supérieure).

## § 2. — Calcul des amplificateurs B.F. et modulateurs

Dans l'établissement de la section « modulation » d'un émetteur, c'est l'étage final B.F., ou modulateur, qu'il convient de déterminer en premier lieu, selon la puissance basse fréquence requise.

On sait, en effet, que dans le cas d'une modulation par l'une des grilles, aucune puissance B.F. importante n'est exigée ; c'est la notion de « tension B.F. » qui

intervient. Un tube 6M6, ou 6V6, ou 6L6, fonctionnant en classe A, suffit alors, en général, amplement.

Par contre, dans la modulation par contrôle d'anode, c'est la notion « puissance B.F. » qu'il est nécessaire de déterminer. On se souvient, pour avoir une modulation totale à 100 %, que le modulateur doit pouvoir fournir une puissance B.F. égale à la moitié de celle de la puissance alimentation anodique du tube H.F. à moduler (+ la puissance alimentation de l'écran, s'il s'agit d'une pentode ou d'une tétrode).

Il suffit alors de se reporter à n'importe quel lexique de tubes, et de choisir lesdits tubes qui, montés en push-pull (1) et fonctionnant dans telle classe (2), fourniront *largement* la puissance B.F. nécessaire.

Ce premier pas étant franchi, il faut que l'étage modulateur soit correctement attaqué, d'où détermination de la chaîne d'amplification B.F.

Qu'il s'agisse d'un modulateur simple (monolampe) pour une modulation grille, ou d'un modulateur de puissance pour une modulation plaque, il importe de connaître maintenant deux autres éléments de calcul :

*a*) la tension grille B.F. requise pour attaquer correctement l'étage modulateur ;

*b*) la tension moyenne appliquée au tube d'entrée de l'amplificateur B.F. par le microphone ou le pick-up.

Voyons le premier élément. S'il s'agit d'un tube final classe A (pour modulation grille), la tension B.F. de *pointe* sur sa grille est égale à la valeur de la tension de polarisation ; mais on fera bien de se tenir légèrement en dessous de cette valeur. S'il s'agit d'un étage push-pull, la tension B.F. de pointe entre masse et une grille peut être prise égale à la valeur de la polarisation ; néanmoins, très souvent dans les push-pull classe $AB_2$ ou B, dans lesquels les grilles peuvent devenir positives durant une fraction du cycle, la tension B.F. de pointe sur la grille est *supérieure* à la valeur de la polarisation. De plus, dans le cas où les grilles deviennent positives, un courant grille prend naissance, et un transformateur présentant une faible résistance au secondaire est nécessaire pour le déphasage et l'apport de la puissance nécessaire à l'attaque correcte du push-pull. Ces transformateurs sont dits transformateurs-*drivers* et présentent généralement un rapport de transformation *abaisseur* ; ce rapport dépendant de la classe de fonctionnement du push-pull, de sa charge, et du tube driver, est indiqué dans les tableaux d'utilisation des tubes B.F., tableaux établis par les constructeurs de lampes. Dans ces mêmes tableaux, on indique d'ailleurs également la tension d'attaque requise sur les grilles du push-pull. A titre d'exemple, nous avons donné, chapitre II, § 8, les caractéristiques d'un transformateur intervalve driver pour l'attaque d'un push-pull de 6L6 en classe $AB_2$, étage driver équipé d'un tube 6F6 connecté en triode.

Nous connaissons donc, maintenant, la tension de grille d'attaque nécessaire au fonctionnement correct de l'étage final modulateur (simple ou push-pull) ; nous appellerons cette tension grille $V_{gm}$.

Passons au deuxième élément à connaître, c'est-à-dire la tension moyenne appliquée à la grille du tube d'entrée, tension fournie par le microphone ou le pick-up. Cette valeur ne peut être indiquée avec précision que par le constructeur du microphone ou du pick-up ; néanmoins, pour le calcul, on peut se baser sur les indications *minima* données ci-dessous :

| | |
|---|---|
| Pick-up magnétique ; microphone charbon muni de son transformateur. | 1 volt |
| Pick-up cristal ..... | 0,5 à 1,5 volt |
| Microphone électrodynamique.. | 0,03 volt |
| Microphone cristal ..... | 0,02 volt |
| Microphone à ruban ..... | 0,01 volt |

Ce deuxième élément déterminé (tension d'entrée), nous l'appellerons $V_e$.

Il est bien évident que la chaîne d'amplification B.F. devra amener la tension $V_e$ à la valeur $V_{gm}$ (tension requise pour l'attaque de grille du modulateur). Autrement dit, la chaîne B.F. devra apporter une amplification égale à $V_{gm}/V_e$.

Or, l'amplification *maximum* apportée par un tube quelconque avec liaison par résistances et capacité est donnée par l'expression :

$$\frac{K \cdot Z}{\varrho + Z}$$

Cette relation représente, en effet, le *coefficient d'amplification dynamique* du tube. On a : K, coefficient d'amplification statique du tube, et $\varrho$, résistance interne du tube ; ces deux valeurs sont mentionnées dans tous les lexiques de lampes. Quant à Z, il représente l'impédance de charge du tube ; cette charge pourra être prise égale à la valeur de la résistance résultante d'un groupement parallèle comportant la résistance du circuit anodique et la résistance de fuite de grille de l'étage suivant.

L'expression $\frac{K \cdot Z}{\varrho + Z}$ donne donc le gain

(1) Le montage push-pull est généralement nécessaire en raison de l'ordre de grandeur de la puissance B.F. à obtenir.

(2) Classe A, $AB_1$, $AB_2$ ou B.

théorique que l'on peut prétendre d'un étage donné ; mais, *pratiquement*, il faut compter sur un gain légèrement moindre, et pour les calculs d'établissement d'amplificateur B..F., on adopte l'expression empirique suivante, déterminée par l'expérience :

$$\text{Gain réel } G = \frac{0{,}9 \times K \cdot Z}{\varrho + Z}$$

Puisque l'on connaît le gain à obtenir ($V_{gm}/V_e$), il est alors facile de déterminer les types de tubes et le nombre d'étages de la chaîne B.F. qui donneront satisfaction. Il est bien évident que, si trois étages, par exemple, ont un gain réel respectif de $G_1$, $G_2$ et $G_3$, le gain réel de la chaîne d'amplification sera de : $G_1 \times G_2 \times G_3$.

Des lignes précédentes, il découle qu'un pick-up a besoin de moins d'amplification qu'un microphone cristal, par exemple. Le calcul est mené en prenant pour $V_e$ la valeur la plus faible fournie par l'appareil dont on dispose (en l'occurrence, le microphone cristal, dans notre exemple). Pratiquement, le pick-up ne bénéficie pas de toute la chaîne d'amplification ; il est généralement connecté sur la grille du *second* étage.

De toutes façons, que ce soit pour le pick-up ou pour le microphone, une chaîne d'amplification doit être calculée *large* : un *potentiomètre* permettra d'ajuster le gain exactement à la valeur requise.

**Transformateurs de modulation.**

Nous passerons maintenant à la réalisation du transformateur de liaison à l'émetteur, ou transformateur de modulation.

A. — Tout d'abord, voyons le cas de la *modulation par l'anode.*

1° L'impédance du primaire $Z_1$ est déterminée par le type de tubes utilisés à l'étage modulateur (consulter un tableau de caractéristiques). Pour un push-pull, $Z_1$ est l'impédance de plaque à plaque.

2° L'impédance du secondaire doit être égale à la charge apportée par l'étage H.F. à moduler. Cette impédance est vite calculée ; elle est égale au quotient de la tension continue d'alimentation anodique par la consommation anodique exprimée en ampères, soit :

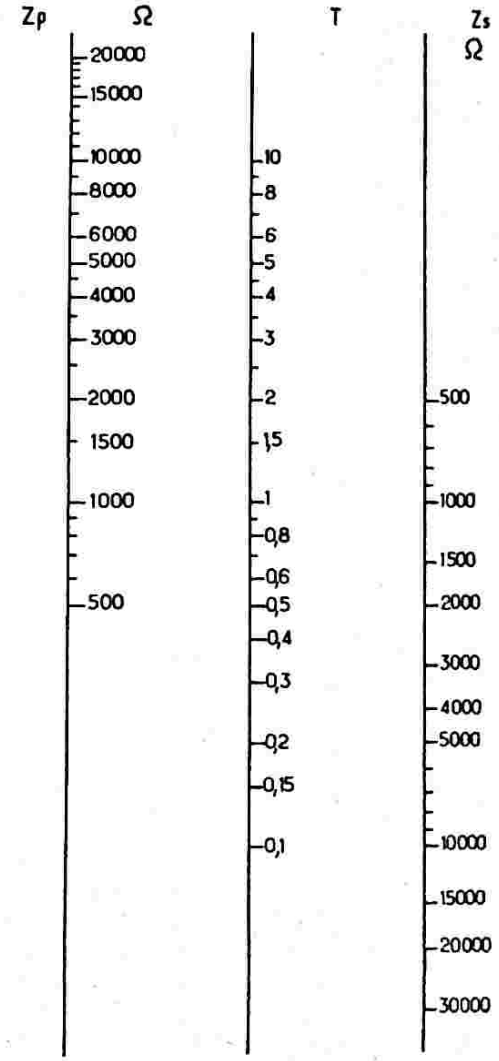
$$Z_2 = V_a/I_a$$

3° Ceci étant déterminé, on calcule le rapport de transformation :

$$T = \frac{N_2}{N_1} = \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}}$$

$N_1$ étant le nombre de tours du primaire, et $N_2$ le nombre de tours du secondaire.

A ce sujet, on pourra consulter l'abaque ci-après, l'adaptation entre deux impédances étant uniquement une question de rapport de transformation T (revoir le chapitre II § 8).




4° On détermine ensuite la section du noyau de fer par la formule $S = 2\sqrt{W}$, dans laquelle W est la puissance modulée fournie par le modulateur, et S, la section *minimum* à adopter pour le noyau magnétique (en $cm^2$) ; choisir toujours des tôles de qualité.

5° Le nombre de tours du secondaire sera déterminé par la formule :

$$N_2 = \frac{V_a \times 10^8}{4{,}5 \times 10.000 \times S \times F}$$

$V_a$ étant la tension plaque de l'étage H.F. à moduler (circuit anodique traversant le secondaire).

On pourra prendre F = 100 c/s.

6° Puisque nous connaissons le rapport $\frac{N_2}{N_1}$, soit T, le nombre de tours du primaire sera :

$$N_1 = N_2/T$$

7° Pour le choix des diamètres des fils de cuivre à utiliser pour les bobinages primaire et secondaire, on adopte en général 2 ampères d'intensité admissible par mm² de section.

8° L'entrefer à pratiquer sur le noyau magnétique peut être de l'ordre de 0,1 à 0,3 mm. Cette dimension est suffisante, en général, pour éviter de trop grandes variations d'inductance avec les variations de charge, et empêcher la saturation du noyau (entrefer garni de carton bakélisé, par exemple).

9° Pratiquement, dans un transformateur de modulation dont le primaire comporte une prise médiane (pour modulateur push-pull), l'enroulement secondaire est placé entre les deux demi-primaires.

Les amateurs réalisant eux-mêmes leurs transformateurs de modulation sont assez rares, parce que ne possédant généralement pas une machine à bobiner convenable.

En construction industrielle, signalons les transformateurs de modulation pour émetteurs, transformateurs « Omnirap » (de « Omni-Tech. S.A.) qui permettent la modulation plaque et écran de n'importe quel étage P.A./H.F. classe C par n'importe quel étage B.F. classe AB ou B. Ces transformateurs répondent par là aux exigences des expérimentateurs qui, avec un seul transformateur de puissance appropriée, peuvent réaliser le plus grand nombre de montages possibles.

Les transformateurs « Omnirap » sont réalisés dans une gamme de puissance s'étendant de 12 watts à 600 watts B.F. traversants. Ils sont sous double capot en 35, 60 et 75 watts (types O.R.P.) ; pour les puissances supérieures, ils sont livrés en cuve (types O.R.P.C.), pour éviter l'effet Larsen.

Par leurs multiples prises au primaire et au secondaire, ces transformateurs de modulation permettent 189 rapports d'impédance possibles ; c'est dire qu'ils sont vraiment universels.

●

B. — Voyons maintenant le transformateur de liaison pour modulation sur une grille.

1° On calcule la section du noyau magnétique, comme il a été dit précédemment au n° 4, W étant la puissance modulée que peut fournir le tube équipant le modulateur.

2° L'impédance du primaire de ce transformateur est déterminée par l'impédance de charge requise par le tube modulateur. Ceci posé, on calcule le coefficient de self-induction que doit présenter ce primaire, puis son nombre de tours, comme il a été exposé au § 8 du chapitre II.

Il est possible également de déterminer *directement* le nombre de tours en employant la formule :

$$N_p = \frac{E_m \times 10^8}{4{,}5 \times 10.000 \times S \times F}$$

dans laquelle on a :

$N_p$ = nombre de tours du primaire ;

$E_m$ = tension anodique d'alimentation du tube final modulateur ;

$S$ = section du noyau magnétique en cm² ;

$F$ = fréquence la plus basse à transmettre intégralement (on peut prendre $F$ = 100 c/s).

3° On bobine, ensuite, un secondaire identique au primaire : un rapport de 1/1 donnant généralement toute satisfaction.

4° On ménage un léger entrefer garni d'un papier paraffiné de 0,1 mm. d'épaisseur.

**Mesure de la puissance modulée.**

Cette mesure est toujours instructive à faire. On connaît l'impédance sur laquelle débite le modulateur. Supposons donc que la fréquence F appliquée à l'entrée de l'amplificateur B.F., à l'aide d'un générateur quelconque, nous nous trouvions en présence d'une impédance Z. Mesurons la tension B.F. développée aux bornes de cette impédance (donc, aux bornes du secondaire du transformateur de modulation) ; nous trouvons une tension V. La puissance modulée $W_m$ est donnée par la relation :

$$W_m = V^2/Z$$

**Parlons en décibels... sans peine.**

Le décibel, la dixième partie du bel, n'est pas une unité comme les autres..

Un nombre de décibels définit un **rapport** entre deux puissances, entre deux tensions, entre deux intensités. Or, une unité comme on a l'habitude de la concevoir, c'est une certaine grandeur choisie et déterminée une fois pour toutes, que l'on utilise par comparaison pour mesurer d'autres grandeurs **de même nature.**

Ainsi l'ampère est l'unité d'intensité électrique, et c'est une certaine quantité d'intensité électrique ; le mètre est l'unité de longueur, et c'est une certaine longueur.

Mais si nous faisons le rapport entre 120 mètres et 60 mètres, c'est 2, tout simplement (et non pas 2 mètres). Si nous faisons le rapport entre 15 tonnes de navets et 5 tonnes de navets, le rapport est 3 (et non 3 tonnes, pas plus que 3 navets !).

Le rapport entre deux grandeurs de même nature est un nombre pur ; en allant plus loin, nous pouvons dire que le logarithme d'un nombre pur est aussi un nombre pur. Dans un instant, nous verrons pourquoi nous venons de parler du logarithme.

Supposons maintenant que nous ayons un certain amplificateur B.F. auquel nous appliquons à l'entrée une puissance $P_1$ de 2 microwatts et avec lequel nous obtenons une puissance de sortie $P_2$ de 2 watts. Si nous faisons le rapport des puissances, nous trouvons 1 000 000.

$$\frac{P_2}{P_1} = \frac{2}{0{,}000\,002} = 1\,000\,000$$

$P_1$ ayant été transformé en la même unité que $P_2$ (le watt).

A ce même amplificateur appliquons une puissance d'entrée $P_1$ de 4 microwatts ; la puissance de sortie délivrée $P_2$ sera de 4 watts. Faisons le rapport des puissances.

$$\frac{P_2}{P_1} = \frac{4}{0{,}000\,004} = 1\,000\,000$$

Nous trouvons toujours 1 000 000 qui est un nombre pur et qui définit parfaitement **le gain en puissance** de notre amplificateur.

Mais si nous prenons le logarithme de ce rapport (le logarithme de 1 000 000 dans notre exemple), le nouveau nombre obtenu sera un nombre de **bel.**

En multipliant par 10, nous aurons des **décibels.** Cela s'écrit :

$$N = 10 \log \frac{P_2}{P_1}$$

(N en décibel).

En reprenant notre exemple d'amplificateur ci-dessus, nous trouvons :

$$N = 10 \log \frac{P_2}{P_1} = 10 \log \frac{4}{0{,}000\,004}$$
$$= 10 \log 1\,000\,000$$
$$= 60 \text{ dB.}$$

Le gain en puissance de cet amplificateur est donc de 60 décibels.

Nous avons parlé « gain » en puissance ; mais nous aurions pu tout aussi bien procéder de la même façon pour évaluer une perte ou une atténuation.

Mais direz-vous pourquoi avoir voulu compliquer une chose aussi simple qu'un rapport en y introduisant cette histoire de logarithme ?

Pour deux raisons. Mais tout d'abord, disons-nous bien qu'un logarithme n'est pas une complication, bien au contraire ; de plus le logarithme d'un nombre est chose facile à trouver ; il existe des tables établies à cet effet donnant directement les logarithmes des nombres. Nous n'entrerons pas plus loin dans cette voie, notre but n'étant pas de faire un cours de mathématiques.

Ces deux raisons, les voici :

a) Pour la commodité et la rapidité des calculs, avec les logarithmes, une multiplication devient une addition (cas du gain d'étages successifs) ; une division devient une soustraction (cas de l'affaiblissement de circuits successifs). Il y a mieux : si dans les calculs, on rencontre une puissance fractionnaire ou décimale, il n'est pas d'autres procédés que les logarithmes pour s'en sortir élégamment ; avec les logarithmes, l'élévation à une puissance absolument quelconque devient une simple multiplication.

b) La seconde raison est basée sur un phénomène physiologique naturel : la sensation de l'ouïe, en particulier, dans le cas qui nous intéresse.

Car, toutes sensations humaines peuvent se rattacher aux logarithmes, voire aux décibels.

Le jour où l'on aura inventé la machine à distribuer les coups de pieds au derrière (et c'est une lacune à combler !), les bénéficiaires pourront, s'ils le veulent, utiliser les décibels pour comparer les puissances mises en jeu !

Cela peut se dire aussi en d'autres termes : les sensations éprouvées sont entre elles comme le logarithme de la cause qui les a provoquées (loi de Fechner).

C'est aussi pour cette raison que les potentiomètres utilisés dans les réglages de puissance sonore, sont à variation logarithmique de la résistance. Grâce à cette variation logarithmique, chaque angle de rotation du potentiomètre correspond à une impression auditive égale du volume de la puissance sonore.

***

De ce que nous venons de voir, nous pouvons donc dire que deux puissances $P_1$ et $P_2$ présentent un écart de N décibels lorsque l'on a :

$$N = 10 \log \frac{P_2}{P_1}$$

Il n'est pas question d'impédance dans cette relation.

Par ailleurs, nous connaissons également les deux relations suivantes :

$$P = Z\ I_2$$

et $$P = \frac{E_2}{Z}$$

qui définissent la puissance par rapport à la tension E ou à l'intensité I, compte tenu de l'impédance Z.

| Décibels dB | Tensions (volts) V sur Z 500 Ω | Puissances (watts) W | Rapport de tensions ou d'intensités (impédances égales) | Rapport de puissances | Décibels dB | Tensions (volts) V sur Z 500 Ω | Puissances (watts) W | Rapport de tensions ou d'intensités (impédances égales) | Rapport de puissances |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 0 | 1,73 | 0,006 | 1 | 1 | 0 | 1,73 | 0,006 | 1 | 1 |
| — 1 | 1,54 | 0,00477 | 0,891 | 0,794 | 1 | 1,94 | 0,00755 | 1,12 | 1,259 |
| — 2 | 1,38 | 0,00387 | 0.794 | 0,631 | 2 | 2,18 | 0,00951 | 1,259 | 1,585 |
| — 3 | 1,23 | 0,00301 | 0,708 | 0,501 | 3 | 2,45 | 0,012 | 1,413 | 1,995 |
| — 4 | 1,09 | 0,00239 | 0,631 | 0,398 | 4 | 2,75 | 0,0151 | 1,585 | 2,512 |
| — 5 | 0,974 | 0,00190 | 0,562 | 0,316 | 5 | 3,08 | 0,019 | 1,778 | 3,162 |
| — 6 | 0,868 | 0,00151 | 0,501 | 0,251 | 6 | 3,46 | 0,0239 | 1,995 | 3,98 |
| — 7 | 0,774 | 0,0012 | 0,447 | 0,2 | 7 | 3,88 | 0,0301 | 2,239 | 5,012 |
| — 8 | 0,690 | 0,000951 | 0,398 | 0,159 | 8 | 4,35 | 0,0387 | 2,512 | 6,31 |
| — 9 | 0,615 | 0,000755 | 0,355 | 0,126 | 9 | 4,88 | 0,0477 | 2,818 | 7,94 |
| — 10 | 0,548 | $600 \times 10^{-6}$ | 0,316 | 0,1 | 10 | 5,48 | 0,06 | 3,162 | 10 |
| — 11 | 0,488 | $477 \times 10^{-6}$ | 0,282 | 0,0794 | 11 | 6,15 | 0,0755 | 3,55 | 12,6 |
| — 12 | 0,435 | $387 \times 10^{-6}$ | 0,251 | 0,063 | 12 | 6,9 | 0,0951 | 3,98 | 15,9 |
| — 13 | 0,388 | $301 \times 10^{-6}$ | 0,224 | 0,05 | 13 | 7,74 | 0,12 | 4,47 | 20 |
| — 14 | 0,346 | $239 \times 10^{-6}$ | 0,2 | 0,039 | 14 | 8,68 | 0,151 | 5,01 | 25,1 |
| — 15 | 0,308 | $190 \times 10^{-6}$ | 0,178 | 0,031 | 15 | 9,74 | 0,19 | 5,62 | 31,6 |
| — 16 | 0,275 | $151 \times 10^{-6}$ | | | 16 | 10,93 | 0,239 | 6,31 | 39,8 |
| — 17 | 0,245 | $120 \times 10^{-6}$ | | | 17 | 12,26 | 0,301 | | |
| — 18 | 0,218 | $951 \times 10^{-7}$ | 0,126 | 0,159 | 18 | 13,76 | 0.387 | 7,94 | 63,1 |
| — 19 | 0,194 | $755 \times 10^{-7}$ | | | 19 | 15,44 | 0.477 | | |
| — 20 | 0,173 | $600 \times 10^{-7}$ | 0,1 | 0,01 | 20 | 17,32 | 0,6 | 10 | 100 |
| — 25 | 0,0974 | $190 \times 10^{-7}$ | | | 25 | 30,8 | 1,9 | | |
| — 30 | 0,0548 | $600 \times 10^{-8}$ | | | 30 | 54,8 | 6 | 31,6 | $10^3$ |
| — 35 | 0,0308 | $190 \times 10^{-8}$ | | | 35 | 97,4 | 19 | | |
| — 40 | 0,0173 | $600 \times 10^{-9}$ | $10^{-2}$ | $10^{-4}$ | 40 | 173 | 60 | $10^2$ | $10^4$ |
| — 45 | 0,00974 | $190 \times 10^{-9}$ | | | 45 | 308 | 190 | | |
| — 50 | 0,00548 | $600 \times 10^{-10}$ | | | 50 | 548 | 600 | 316 | $10^5$ |
| — 60 | 0,00173 | $600 \times 10^{-11}$ | $10^{-3}$ | $10^{-6}$ | 60 | 1 730 | 6 000 | $10^3$ | $10^6$ |
| — 70 | 0,000548 | $600 \times 10^{-12}$ | | | 70 | 5 480 | 60 000 | 3 160 | $10^7$ |
| — 80 | 0,000173 | $600 \times 10^{-13}$ | $10^{-4}$ | $10^{-8}$ | 80 | 17 300 | 600 000 | $10^4$ | $10^8$ |
| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 |

**Si l'on utilise des circuits de même impédance,** on peut évidemment comparer des puissances en ne se servant que des tensions ou que des intensités.

En conséquence, on peut évaluer en décibels des rapport de tension ou d'intensité, à condition :

1° De doubler la valeur calculée, puisque les puissances sont proportionnelles au carré des tensions (ou au carré des intensités) ;

2° Que ces tensions ou ces intensités soient mesurées sur des circuits de même impédance.

Nous attirons l'attention de nos lecteurs sur le deuxièmement, car il est trop souvent oublié.

La formule devient alors la suivante :

$$N = 20 \log \frac{V_2}{V_1}$$

ou $N = 20 \log \frac{I_2}{I_1}$

(N en décibels).

Il faut absolument que les mesures soient faites sur la même impédance dans les cas de rapport de tensions ou de rapport d'intensités (alors que la notion d'impédance n'intervient pas pour le rapport de puissances, rappelons-le). Sans quoi, les résultats fournis par les deux formules précédentes sont absolument sans valeur.

Si les mesures sont faites sur des impédances différentes il faut ramener une d'entre elles, par exemple celle d'entrée, à l'autre avant de calculer le gain de tension en décibels.

Soit par exemple :

A l'entrée $E_e = 2$ V sur $Z_e = 500\,000\ \Omega$ et à la sortie $E_s = 5$ V sur $Z_s = 10\ \Omega$.

Le gain de puissance en décibels peut être calculé correctement. On a :

$$P_e = E_e^2/Z_e = 8 \cdot 10^{-6}\ W$$

$$P_s = E_s^2/Z_s = 2{,}5\ W$$

d'où le rapport $P_s/P_e = G_p = 312\,000$.

Le gain en décibels est :

$$G_p = 10 \log 312\,000 = 54{,}5\ db.$$

Pour les tensions, si la nouvelle impédance est 10 Ω, il suffit d'écrire que la nouvelle tension $U_e$ satisfait à la relation :

$$\frac{U_e}{E_e} = \sqrt{\frac{10}{500\,000}} = \sqrt{20 \cdot 10^{-6}} = 4{,}48 \cdot 10^{-3}.$$

d'où $U_e = 4{,}48 \cdot 2 \cdot 10^{-3} = 8{,}96 \cdot 10^{-3}$

Le gain de tension en décibels est alors

$$20 \log \frac{E_s}{U_e} = 20 \log \frac{5 \cdot 10^3}{8{,}96} = 20 \log 557$$

ce qui donne finalement le gain de tension :

$$G_t = 54{,}5\ db = G_p.$$

***

Le niveau de référence 0 dB, ou seuil d'audibilité, a été fixé à 6 milliwatts ; cette puissance développe une tension de 1,73 volt aux bornes d'une impédance de 500 Ω.

Pour définir le niveau de sortie d'un microphone, de nombreux constructeurs font appel au décibel. Ce niveau s'exprime par un nombre négatif de décibels qui est le rapport de la puissance délivrée par le microphone à la puissance de comparaison fixée à 6 milliwatts. Il importe donc de savoir manœuvrer avec les décibels comme on le ferait avec les volts. Le tableau aidera le lecteur dans ce sens.

C'est un tableau de correspondances (si l'on peut dire !) entre rapports, volts et watts.

Les chiffres des puissances (colonnes 3 et 8) sont évidemment valables quelle que soit l'impédance.

Par contre, les chiffres des tensions (colonnes 2 et 7) s'entendent pour une impédance de 500 Ω. Si l'impédance sur laquelle est faite la mesure est différente, il est nécessaire de refaire le calcul de cette tension, en partant de la colonne « puissance » (colonnes 3 ou 8), et en appliquant la formule :

$$V = \sqrt{Z.W}$$

Parmi les multiples utilisations possibles de ce tableau, voici une exemple qui permettra de mieux comprendre :

Un microphone piézoélectrique à membrane est indiqué comme ayant un niveau de sortie de — 30 dB. Première question : quelle puissance BF délivre-t-il ? Deuxième question : quel doit être le gain de l'amplificateur BF pour obtenir une puissance de sortie modulée de 60 watts ?

La première réponse est indiquée directement par le tableau ; en face de — 30 dB (colonne 1), nous lisons, colonne 3, la puissance délivrée : $600 \times 10^{-8}$ watt, soit 6 microwatts.

Pour la deuxième réponse, en face de 60 watts (colonne 8), nous lisons 40 dB (colonne 6). L'amplificateur BF devra donc « remonter » la puissance de 30 + 40 = 70 dB ; d'où, gain total de l'amplificateur = 70 dB.

Si nous voulons évaluer le gain en « amplification de tension », en rapport de tensions, la suite du calcul est très simple également.

En face des 70 dB nécessaires trouvés (colonne 6), nous lisons dans la colonne 7 « tensions », le chiffre 5 480. Il suffit de

diviser ce chiffre par la tension de référence, soit 1,73, et l'on obtient le gain en amplification de tension qui devra être fourni par les étages B.F.

Dans notre exemple, on a : 5 480/1,73 = 3 160 environ.

Notons que ce résultat est aussi indiqué directement par le tableau ; en face de 70 dB (colonne 6), nous lisons, colonne 9 : 3 160 (rapport des tensions **sur impédances égales).**

L'emploi des décibels est fréquent en B.F., nous venons de le voir : gain d'amplificateurs, niveau de sortie des microphones, des pick-up, des têtes de lecture de magnétophones, affaiblissements dus à la contre-réaction, aux circuits correcteurs, etc... Mais on utilise aussi dans d'autres cas : affaiblissement de filtres H.F., affaiblissement dans les transmissions électromagnétiques hertziennes, affaiblissement dans les lignes de transmission, gain des lampes et des transistors, gain des antennes, etc..., etc...

Illustrons par un exemple le gain des antennes. Nous avons un émetteur V.H.F. de 30 watts qui rayonne son énergie à l'aide d'une antenne dipôle simple.

En lieu et place de cette antenne, nous installons une antenne Yagi, par exemple, antenne directive à éléments multiples. Cette nouvelle antenne nous donne un gain de 16 dB (par rapport au dipôle simple).

Le tableau précédent nous indique qu'un gain de 16 dB (colonne 6) équivaut à un rapport de puissances de 39,8, disons 40 (colonne 10). Tout se passe donc comme si nous avions multiplié par 40 la puissance de l'émetteur, soit 1 200 watts. D'où l'intérêt évident des antennes à gain élevé. Il en va évidemment de même pour les antennes de réception.

Nous l'avons vu, le décibel est une « unité » très commode dans les calculs des rapports de puissances ; c'est une unité à base logarithmique dans le système des logarithmes décimaux (ou vulgaires).

Une autre unité du même genre, et que l'on utilise de la même façon, est appelée le « néper » ; elle est cependant bien moins usitée. Le néper est une unité utilisée dans les rapports de puissance également ; elle est aussi à l'échelle logarithmique, **mais** dans le système des logarithmes naturels ou népériens.

A titre indicatif, 1 décibel correspond à 0,115 néper, et 1 néper correspond à 8,686 décibels.

Signalons, pour terminer cette théorie B.F., une autre unité encore : le « vu ». Le vu est une unité de transmission B.F. utilisée dans la mesure de la **dynamique** de la modulation (rapport de l'intensité sonore maximum à l'intensité sonore minimum). Comme les décibels, cette unité peut prendre des valeurs négatives ou positives ; en fait, le nombre des vus est numériquement égal au nombre de décibels en-dessous d'un niveau de référence choisi. cette fois, à 1 milliwatt. Le « vu » est donc une unité d'emploi bien déterminé.

Mais attention ! C'est ici que les paquets de nœuds peuvent se produire. Les Américains ont repris la définition du « vu » et ils ont baptisé cette nouvelle unité : **dBm** (décibel moderne) qui, elle, comme le décibel « ancien », se trouve utilisée à toutes les sauces des rapports de puissances. Pour le **dBm,** on parle aussi de décibel-milliwatt, du fait du niveau de référence choisi.

Pour éviter toute erreur, les lecteurs de revues ou de notices techniques américaines doivent donc faire très attention selon qu'il s'agit de décibels (dB) ou de décibels modernes dits décibels-milliwatt (dBm).

En fait, pour les décibels, le niveau de référence 0 dB correspond à 6 milliwatts, soit 1,73 V sur une impédance de 500 Ω. Pour les décibels modernes, le niveau de référence 0 dBm correspond à 1 milliwatt, soit 0,775 V sur une impédance de 600 Ω (c'est cette nouvelle valeur d'impédance qui a été choisie pour les *tensions*).

Toujours d'origine U.S.A., outre le *dBm* à niveau de référence de 1 mW, signalons également le dBW (niveau de référence 1 W), le *dBk* (niveau de référence 1 kW) et le *dBx* utilisé pour coter la transmodulation entre deux circuits.

Il existe des appareils appelés *décibelmètres,* permettant la lecture directe sur un cadran, du niveau de sortie B.F. en décibels d'un amplificateur. Il convient d'être extrêmement prudent dans l'appréciation de la lecture de ces appareils. En fait, les décibelmètres mesurent en réalité des volts B.F., et l'on se souvient que l'on doit alors nécessairement introduire la notion d'*impédance* si l'on veut parler en décibels.

C'est ainsi que les décibelmètres récents, d'origine U.S.A. notamment, sont étalonnés en *dBm* avec niveau zéro pour 1 mW, soit 0,775 V sur 600 Ω. Alors que les anciens décibelmètres (ou les décibelmètres actuels français) sont étalonnés en dB avec niveau zéro pour 6 mW, soit 1,73 W sur 500 Ω.

Lorsque l'impédance sur laquelle est effectuée la mesure est différente de l'impédance à laquelle le décibelmètre a été étalonné, la lecture n'est pas directe. Dans des cas simples (multiples ou sous-multiples de l'impédance d'origine), il suffit de soustraire ou d'additionner un certain nombre de décibels. Dans des cas plus généraux, il faut avoir recours au calcul.

*Exemples :* Notre décibelmètre est étalonné pour une impédance de 500 Ω. Nous le connectons sur une impédance de 1 000 Ω : Il faut *soustraire* 3 dB à la lecture pour obtenir le niveau de gain au-dessus du niveau de référence.

Nous connectons ce décibelmètre sur une impédance de 250 Ω, il faut *ajouter* 3 dB à la lecture. Sur 125 Ω, il faudrait ajouter 6 dB ; sur 62,5 Ω, il faudrait ajouter 9 dB, etc...

Dans des cas plus généraux d'impédances diverses, il faut avoir recours au calcul. On divise l'impédance à laquelle a été étalonné le décibelmètre par l'impédance sur laquelle on fait la mesure. Cela donne un rapport, et l'on cherche dans les colonnes 5 ou 10 de notre tableau, le nombre qui se rapproche le plus du rapport calculé. En regard, dans les colonnes 1 ou 6, nous avons le nombre de décibels qu'il convient de soustraire ou d'ajouter à la lecture du décibelmètre pour obtenir le niveau réel du gain de l'amplificateur (au-dessus du niveau de référence).

●

qu'à soigner la réalisation, veiller à l'adaptation parfaite des impédances, ajuster les polarisations, etc.

L'amplificateur terminé, il pourra le « passer » à l'oscillographe pour observer les distorsions. A ce sujet, signalons que l'étude des distorsions des amplificateurs B.F. à l'oscilloscope (signaux sinusoïdaux et rectangulaires) est faite au chapitre XXI, § 5.

Néanmoins, selon l'habitude qui nous est chère, le lecteur trouvera dans les lignes qui suivent la description de quelques *montages-types* d'amplificateurs B.F.

### A. — Amplificateur B.F. 4,2 ou 6,5 watts.

Nous débuterons évidemment par un amplificateur basse fréquence très simple, permettant néanmoins la *modulation grille* dans bien des cas (fig. XI-4). On peut l'attaquer soit par un pick-up, soit par un microphone à charbon, aux entrées marquées respectivement P.U. et M. On passe de l'un à l'autre par le manœuvre de l'inverseur

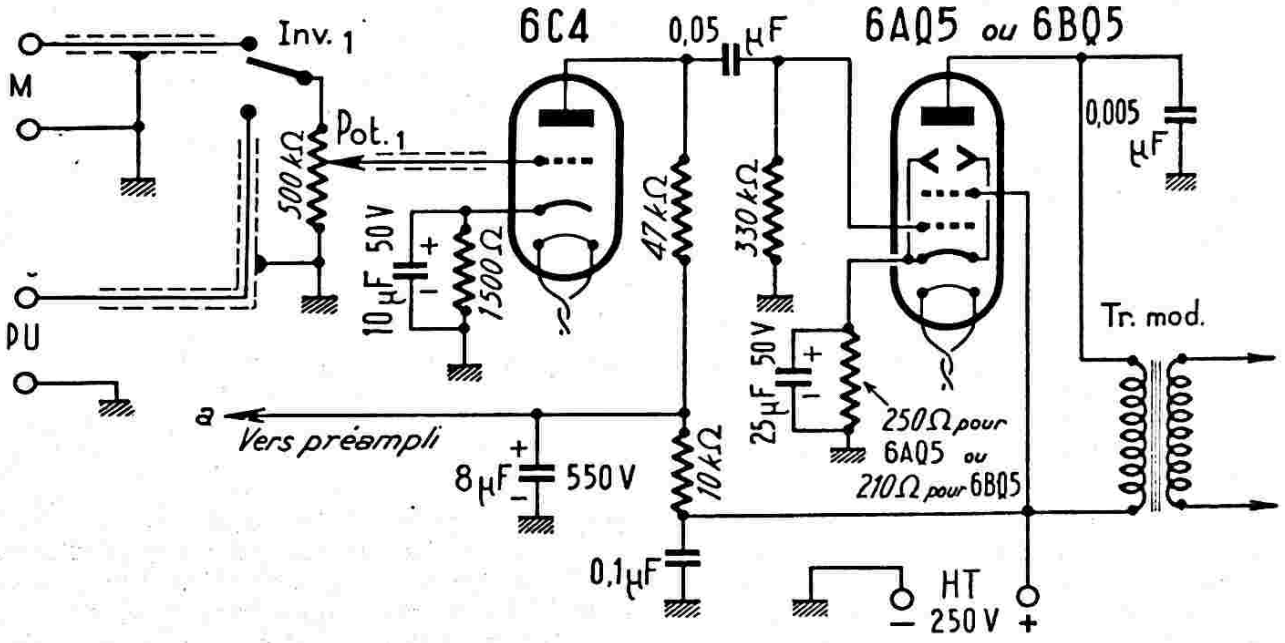



*Fig. XI-4*

Bien que le décibel ait été pendant longtemps une « unité » assez nébuleuse dans l'esprit de certains, soit parce qu'ils ne connaissaient pas son histoire, soit parce qu'ils en faisaient un usage autant incorrect qu'abusif, il n'en reste pas moins que c'est une « unité » excessivement pratique.

## § 3. — Quelques montages d'amplificateurs B.F. et modulateurs

Nanti des données du paragraphe précédent, l'amateur pourra réaliser l'amplificateur B.F. de son choix. Il ne lui restera

Inv.$_1$. Le réglage de gain B.F. s'obtient par le potentiomètre Pot.$_1$, de 500.000 ohms.

La liaison à l'émetteur est réalisée par l'intermédiaire d'un transformateur de modulation, Tr. mod., convenablement adapté (impédance primaire : 5.000 ohms).

L'alimentation H.T. se fait sous 250 volts par un redresseur tout à fait classique (non représenté). Une valve 6V4 ou 5 Y3 suffit amplement comme redresseuse.

La puissance modulée ainsi obtenue est de 4,25 watts.

On peut remplacer la 6AQ5 par une 6BQ5. La résistance cathodique de polari-

sation doit être alors de 210 ohms et l'impédance primaire de Tr. mod. de 7.000 ohms.

Il est possible également de monter, comme tube modulateur, un 6L6 La résistance de cathode doit être alors de 180 Ω et l'impédance primaire de Tr. mod. de 2.500 Ω ; puissance modulée : 6,5 watts.

Si l'on veut utiliser un microphone à cristal ou électrodynamique, il est nécessaire de faire précéder la prise M d'un petit préamplificateur. Son schéma de montage est donné sur la figure XI-5.

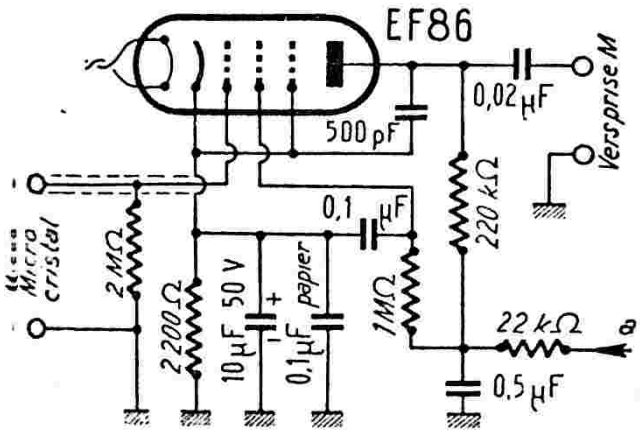



*Fig. XI-5*

Il est équipé d'une pentode EF86, bien découplée, afin d'éviter les accrochages. L'alimentation plaque et écran est prise au point a sur l'amplificateur de la figure XI-4.

Les connexions sensibles (grilles et plaque) seront blindées sur le préamplificateur et sur l'amplificateur jusqu'à la grille de la 6C4 : de plus, les tubes EF86 et 6C4 seront placés dans des blindages.

### B. — Amplificateur push-pull haute fidélité, 10 watts avec 2A3.

Cet amplificateur B.F. est équipé de deux tubes triodes au modulateur. Nous prions le lecteur de se reporter à la figure X-21 et au texte s'y rapportant.

Naturellement, cet amplificateur pourra être construit avec *ou sans* le dispositif de compression sonore.

### Amplificateur 12 W - EL84.

Un autre montage d'amplificateur (1) fournissant 11 à 12 W modulés est représenté sur la figure XI-5-A. Il est alimenté par un tube redresseur GZ32 et comporte plusieurs dispositions particulières intéressantes. La préamplification est faite par un tube à faible bruit microphonique EF86 ou EF40, avec réseau filtrant, timbre et amplitude réglables.

Le déphasage est obtenu par l'utilisation de la double triode 12AX7 (ECC83). L'une des triodes attaque le push-pull de 2xEL84 par son anode et par sa cathode. Les grilles 1 et 2 du push-pull de tubes EL84 en classe AB sont munies de résistances pour éviter toute possibilité d'oscillation. Un condensateur $C_2$ peut être branché sur le demi-primaire du transformateur de sortie (HP) pour compenser la phase, en corrigeant la différence des capacités entre les enroulements et la masse. La boucle de contre-réaction englobe, à travers le secondaire du transformateur de sortie, les éléments $R_1$ ($C_1$ éventuellement) et la résistance de cathode de la première triode du tube 12AX7. La valeur $R_1$ n'est pas indiquée sur le schéma, puisqu'elle dépend de l'impédance du secondaire du transformateur de sortie et du taux de contre-réaction choisi. C'est ainsi que pour un secondaire d'impédance 8 Ω, $R_1$ fait 47 k Ω. Le condensateur $C_1$ est ajouté éventuellement, si l'on désire égaliser la courbe de réponse aux fréquences élevées. La liaison à l'émetteur se fait par l'intermédiaire d'un transformateur de modulation élévateur d'impédance : impédance primaire = 8 Ω ; impédance secondaire = selon la charge offerte par le tube PA-HF à moduler (voir fig. XI-13 et le texte s'y rapportant).

Avec les valeurs indiquées, on obtient, sur cet amplificateur, pour une tension à l'entrée $V_e = 90$ mV, une puissance de sortie de 11 W avec une distorsion totale de 3,5 %. On dispose donc, ainsi, d'un amplificateur de haute qualité, puissant, peu encombrant et d'un prix de revient comparativement très accessible.

### C. — Amplificateur B.F. push-pull 30 watts, déphasage par lampe.

Le schéma est donné sur la figure XI-6. Le préamplificateur microphonique est équipé d'une 6AU6 ; il est suivi d'une 12AU7 dont un élément triode fonctionne en amplificateur de tension pour le micro uniquement ; l'autre élément triode forme la partie première amplificatrice pour le pick-up. Les deux anodes de la 12AU7 étant réunies en parallèle, cette lampe remplit également la fonction de *mélangeuse*. En

(1) Documents « La Radiotechnique ».

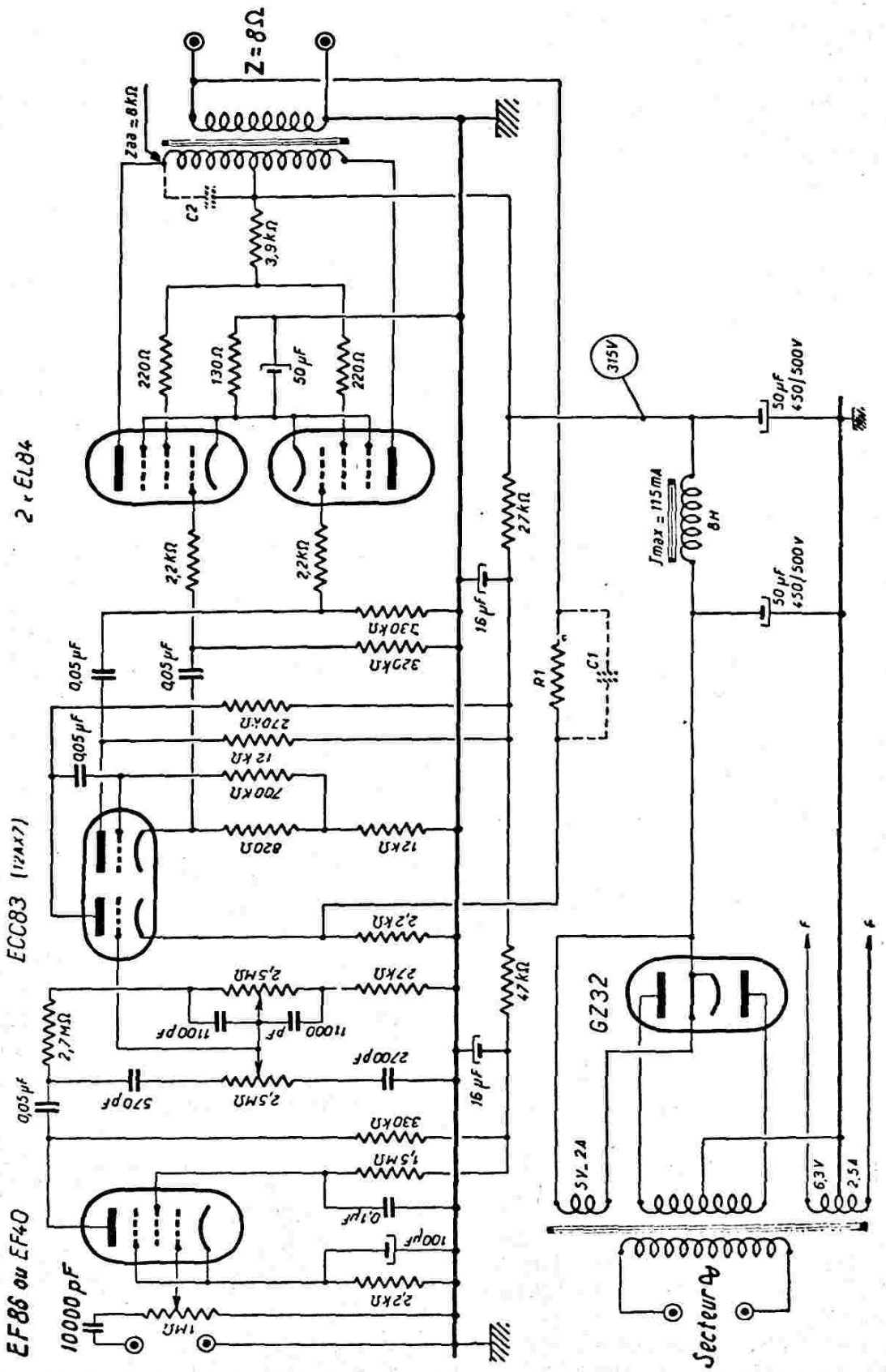



*Fig. XI-5-A*

fait, le passage de micro à pick-up, et inversement, se fait progressivement par les manœuvres de Pot.$_1$ et Pot.$_2$ (et non par un inverseur). On peut, de cette façon, réaliser un « fond sonore » très commodément. En MK, on peut brancher un micro à cristal, ou électrodynamique, ou à ruban (ces deux derniers étant, naturellement, munis de leur transformateur d'adaptation pour attaque de grille). Quant au pick-up, il est connecté aux bornes P.U.; si l'on utilise un pick-up à cristal, on remplacera Pot.$_2$ par un potentiomètre de 500.000 ohms ou, mieux, 1 mégohm.

Une commande de timbre (facultative) est prévue à la sortie de la 12AU7 mélan-

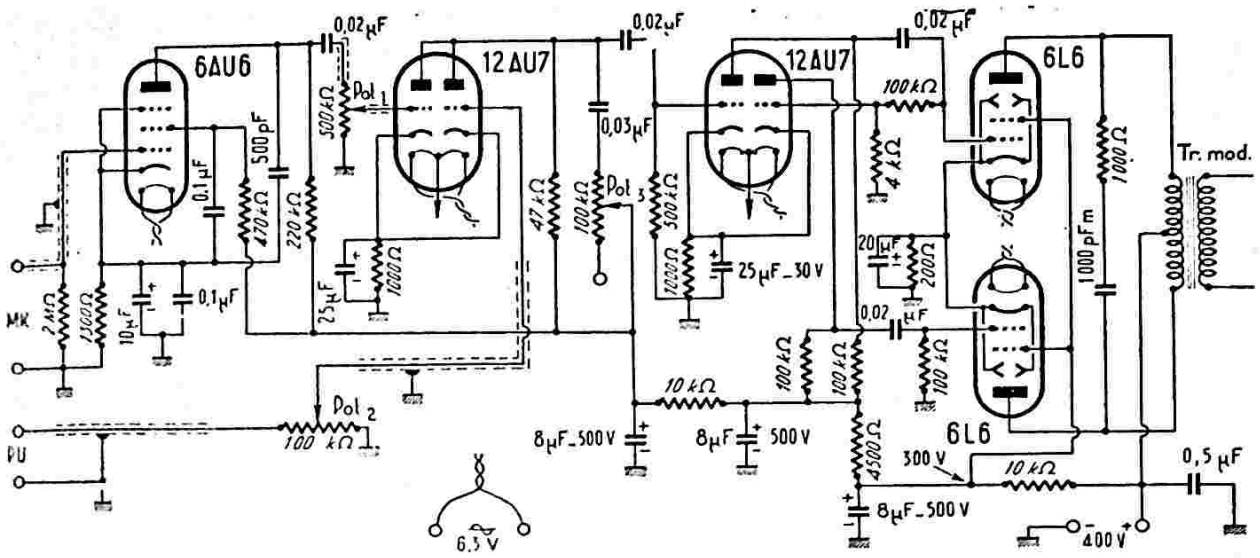



*Fig. XI-6*

geuse ; on la règle par le potentiomètre Pot.$_3$.

Les connexions grilles et plaques seront blindées jusqu'ici et les tubes placés dans des blindages.

Ensuite vient une seconde 12AU7, dont le premier élément travaille en amplificateur et le second en déphaseur pour l'attaque des deux 6L6 amplificatrices finales de puissance (la connexion marquée a peut être utilisée pour l'application d'une « contre-réaction commandée par la H.F. » ; voir ce sous-titre, plus loin dans ce paragraphe). Ces deux tubes travaillent en classe AB 1, autopolarisation cathodique (cathodes : 23,5 V ; écrans : 300 V ; anodes : 400 V).

Le transformateur Tr. mod. de liaison à l'émetteur possède une impédance primaire de 2 × 3.300 ohms. L'alimentation H.T. provient d'un redresseur fournissant 400 volts redressés et filtrés (valve type 5Z3). Il est recommandé de prévoir un enroulement de chauffage 6,3 volts *avec point médian relié à la masse*, pour les tubes amplificateurs.

Un modulateur du même genre, mais utilisant des 6C4 en mélangeuse, amplificatrice et déphaseuse, est décrit au cours du chapitre XII § 12.

*Notes.* — 1° Un tube convenant très bien également comme tube mélangeur est le 6L7. Le montage, assez peu connu, est donné sur la figure XI-7. Les deux grilles de commande sont les grilles 1 et 3 ; elles sont attaquées respectivement par le microphone (ou la sortie du préamplificateur microphonique) et par le pick-up. Les tensions B.F. mélangées ou non sont disponibles sur l'anode. On peut utiliser également le tube 6BA7.

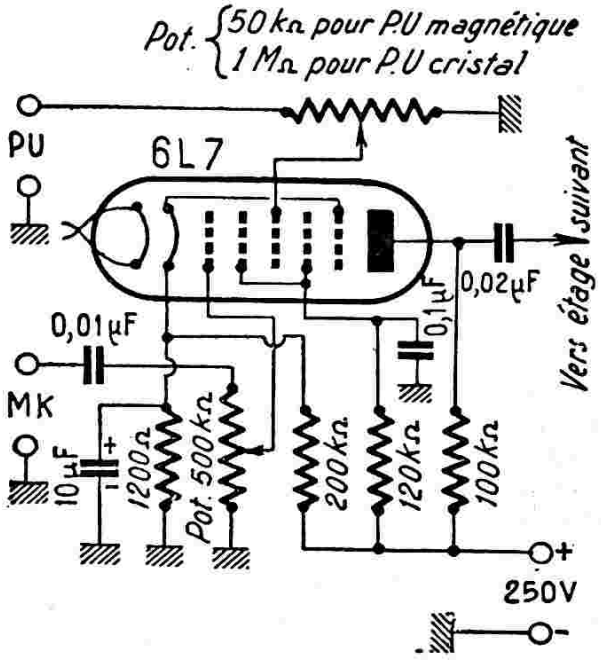



*Fig. XI-7*

Outre les systèmes mélangeurs à lampes, soit avec deux triodes comme dans l'amplificateur de la figure XI-6, soit avec un tube heptode (fig. XI-7), on peut réaliser des mélangeurs à l'aide de simples résistances et potentiomètres. La figure XI-8 nous donne un exemple ; néanmoins, les résistances en séries R, évitant que la mise à zéro d'un potentiomètre provoque le court-circuit de la ligne B.F., ont l'inconvénient d'atténuer assez fortement les aiguës.

2° Les amplificateurs B.F. de modulation fonctionnent inévitablement dans un « bain de H.F. » et cela favorise bien souvent la naissance d'oscillations parasites (accrochages) dans les étages du modula-

teur. D'autre part, de la H.F. peut être canalisée à l'intérieur de l'amplificateur B.F. par les fils de liaison du microphone ou du pick-up. Dans le premier cas, il

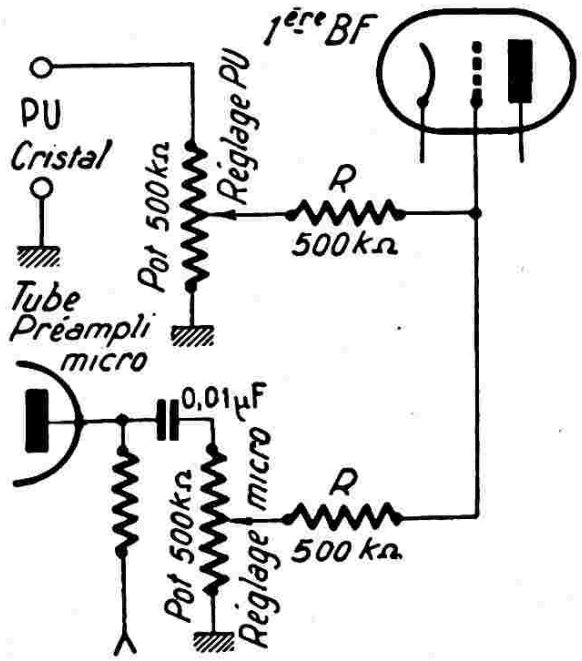



*Fig. XI-8*

suffit de placer une bobine d'arrêt H.F. en série dans les connexions grille des étages ayant tendance à l'accrochage (fig. XI-9). Dans le second cas, on place également une bobine d'arrêt H.F., découplée par une petite capacité de 100 pF, à l'entrée de l'amplificateur (fig. XI-10). On utilise des bobines d'arrêt haute fréquence Ch en nids d'abeille de 2,5 à 20 millihenrys environ.

3° Il est intéressant de rappeler ici que, dans l'utilisation d'un microphone ou d'un pick-up à cristal, on modifie très efficacement leur courbe de réponse au moyen de simples résistances.

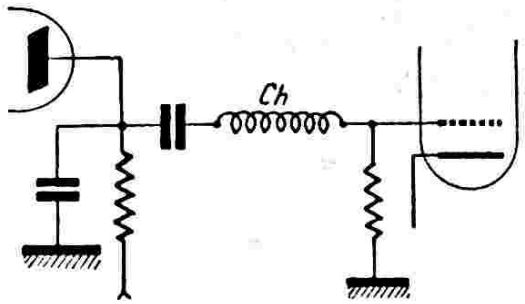



*Fig. XI-9*

En plaçant une résistance *en parallèle* sur l'entrée (résistance de 250 kΩ à 5 MΩ, par exemple), on agit sur la réponse des fréquences graves ; plus cette résistance a une valeur faible, plus les graves sont affaiblies.

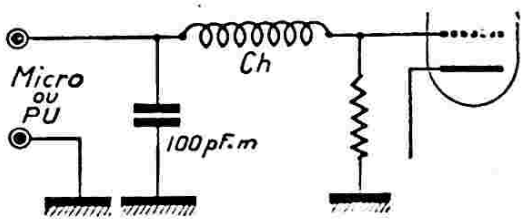



*Fig. XI-10*

Par contre, en plaçant une résistance *en série* dans la connexion grille d'entrée (résistance de 10 k à 500 kΩ, par exemple), on agit sur la réponse des fréquences

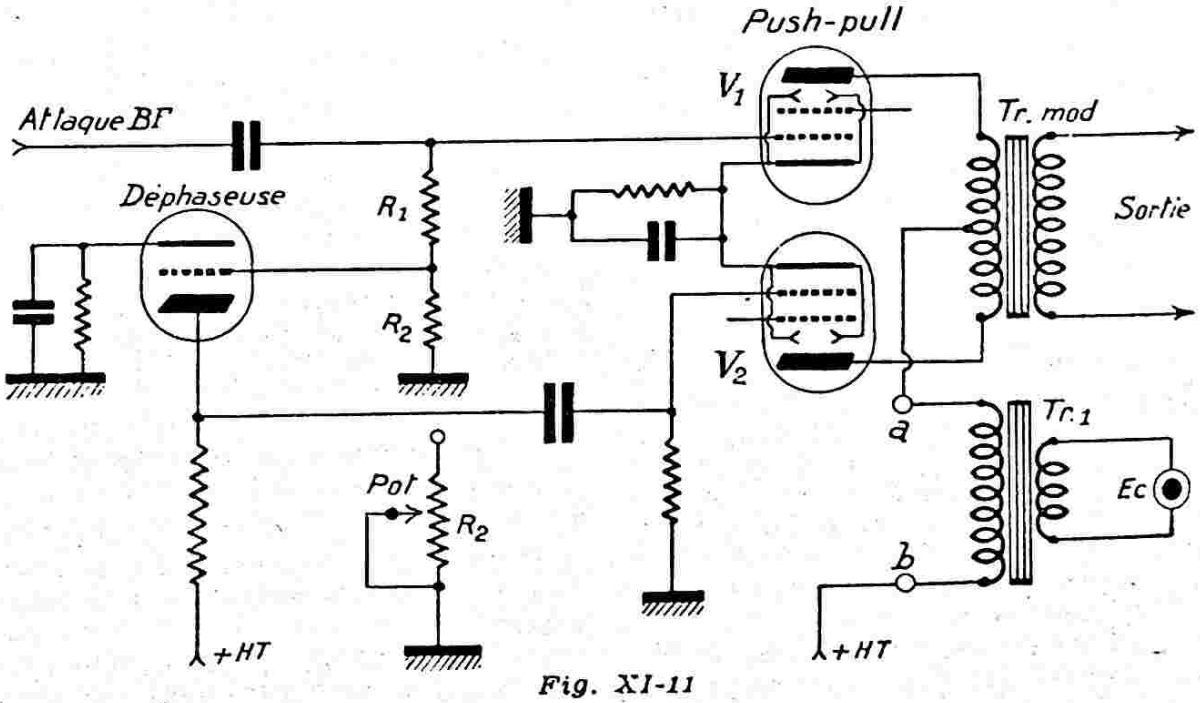



*Fig. XI-11*

aiguës ; plus cette résistance a une valeur élevée, plus les aiguës sont affaiblies.

*Notes sur l'équilibrage d'un push-pull.* — Nos lecteurs connaissent bien le procédé d'équilibrage d'un push-pull à l'oscillographe cathodique (1) ; mais il existe un autre moyen moins répandu, et cependant suffisamment précis dans bien des cas.

Le montage est donné sur la figure XI-11. On intercale temporairement aux bornes a et b, dans l'alimentation anodique du push-pull, un transformateur $Tr_1$, tranformateur de haut-parleur quelconque ; le secondaire basse impédance de $Tr_1$ débite sur un casque ou un écouteur de faible résistance ohmique (genre écouteur de téléphone P.T.T.). On attaque l'amplificateur par un signal B.F. quelconque ; il suffit alors d'ajuster l'équilibrage par $R_1$ et $R_2$, afin que le signal à l'écoute dans Ec devienne d'amplitude minimum, voire nulle.

Pour une mise au point plus facile, on peut remplacer provisoirement $R_2$ par un potentiomètre de 30.000 ohms, par exemple, monté en résistance variable.

### D. — Amplificateur B.F. push-pull 25 watts à contre réaction et déphasage par transformateur.

Ce modulateur (fig. XI-12) comporte un tube EF86 en préamplificateur microphonique, suivi de deux 6C4 en cascade, amplificatrices de tension.

Le réglage de puissance « micro » s'effectue par Pot.$_1$ ; quant à Pot.$_2$, il agit sur la puissance « pick-up ». On passe de l'un à l'autre par un inverseur Inv.$_1$. Rien n'empêche, d'ailleurs, de prévoir un système mélangeur ; on peut s'inspirer alors des montages précédents. Les connexions sensibles grilles et anodes sont blindées jusqu'à l'entrée de la seconde 6C4, et les lampes placées dans des blindages.

En sortie, nous avons deux tubes 6L6 travaillant en classe AB 1 (autopolarisation cathodique) et fournissant une puissance de 25 à 30 watts modulés.

Le déphasage est effectué par le transformateur déphaseur Tr. d. (impédance primaire : 10.000 ohms ; secondaire double élévateur pour attaque 6L6 sans courant

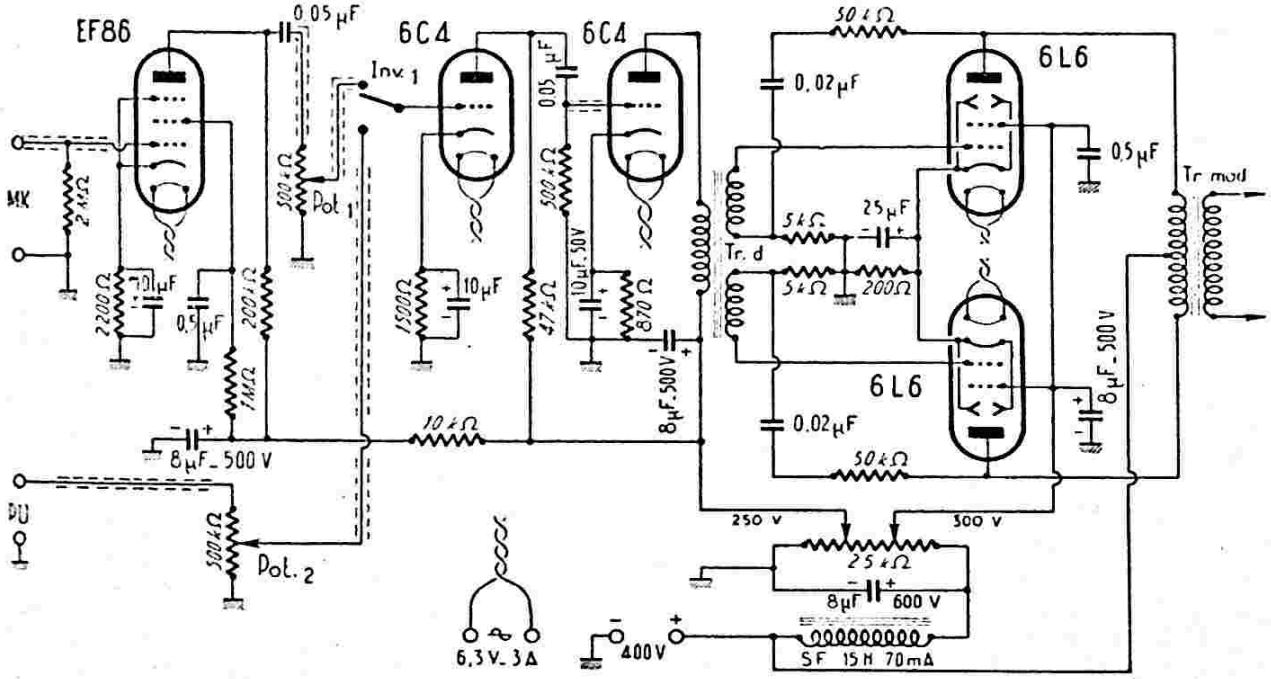



*Fig. XI-12*

Dans un push-pull, l'équilibrage doit être refait chaque fois, par exemple, que l'on change une lampe ($V_1$ ou $V_2$).

L'équilibrage terminé, l'ensemble $Tr_1$ et Ec est évidemment à supprimer, et on relie a à b directement.

(1) Voir « Technique Nouvelle du Dépannage Rationnel Radio » (du même auteur).

grille). Personnellement, nous avons utilisé avec succès un U.T.C. type CS2W.

La liaison à l'émetteur s'effectue par le transformateur de modulation Tr. mod. d'impédance primaire 2 × 3.300 ohms.

Rappelons, encore une fois, que l'impédance secondaire optimum se calcule suivant le procédé de modulation employé,

comme exposé au chapitre précédent, ou au § 2 du présent chapitre.

L'alimentation est effectuée par un redresseur muni d'une valve 5Z3 et fournissant 400 volts redressés et filtrés. Le chauffage des tubes nécessite un enroulement de 6,3 V - 3 A, avec un point médian relié à la masse.

*Notes sur la contre-réaction B.F.* — Lorsqu'on couple le circuit de sortie d'un amplificateur B.F. à son circuit d'entrée, deux phénomènes peuvent se produire :

*a*) Pour un couplage en *phase*, l'amplification augmente, puis des oscillations B.F. s'amorcent (il y a réaction).

*b*) Pour un couplage en *opposition de phase*, l'amplification tend à diminuer légèrement ; en effet, on apporte, dans le circuit d'entrée, une faible tension dont la phase est en opposition avec celle de la tension à amplifier. On dit qu'il y a « contre-réaction ». Mais cette petite perte d'amplification est compensée par les avantages suivants :

1° Diminution de la distorsion non linéaire (harmoniques) ;

2° Compensation des effets de variation de charge avec la fréquence (cas de l'utilisation d'un haut-parleur) ;

Compensation des effets de variation de charge dans le cas de la modulation d'un émetteur par la grille de commande ou par la grille-écran, notamment ;

3° Courbe de réponse améliorée, par réduction de la distorsion de fréquence.

Un montage courant de contre-réaction est appliqué sur l'amplificateur de la figure XI-12, étage push-pull. Le report d'énergie de la sortie sur l'entrée de l'étage final est effectué par les résistances de 50.000 ohms et les condensateurs de 0,02 µF, à partir des anodes des 6L6.

Un autre dispositif, dit « contre-réaction Tellegen », est aussi tout particulièrement efficace ; son montage sur un modulateur est donné sur la figure XI-13, et il permet de corriger l'étage final et celui qui le précède.

Dans ce procédé, on met en œuvre deux petites bobines, l'une à fer (SF), l'autre à air (SA) ; par ajustage des résitances en shunt ($R_1$ et $R_2$), on peut corriger la courbe de réponse comme on le désire ($R_1$ agissant sur les graves, $R_2$ sur les aiguës).

Ce dispositif ayant été primitivement établi pour être appliqué sur les amplificateurs actionnant des haut-parleurs, le système fonctionne en basse impédance. Il est donc nécessaire, comme le montre la figure XI-13, de prévoir une sortie à impédance de 6 ohms, par exemple, impédance que l'on élève ensuite à l'impédance optimum pour la modulation correcte de l'émetteur, par le transformateur Tr. mod.

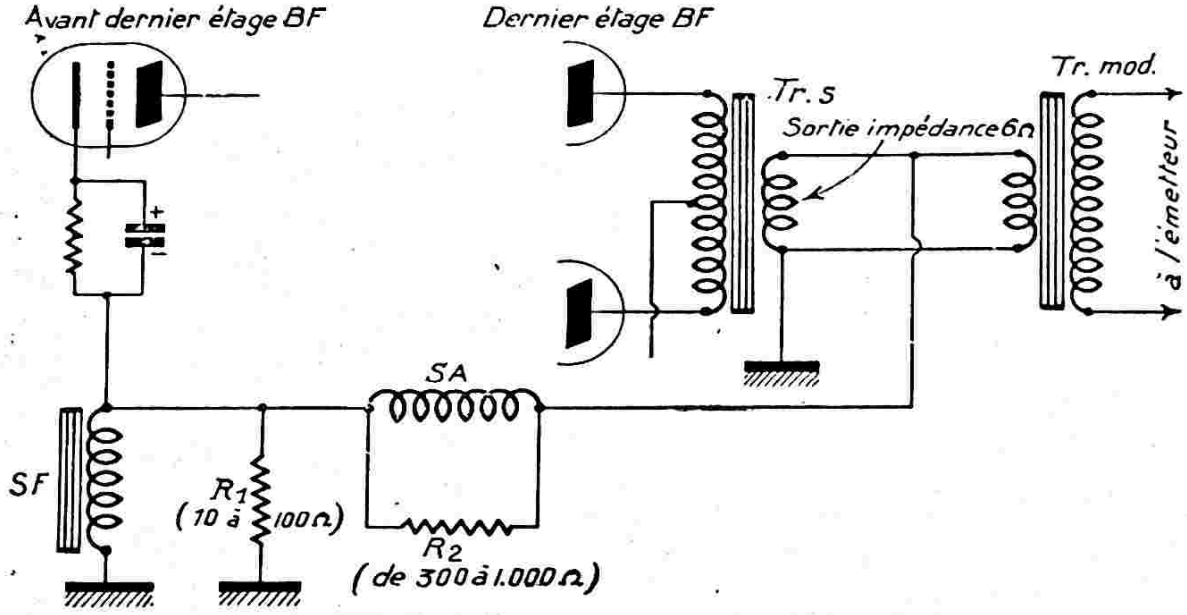



*Fig. XI-13*

Nous ne serons pas plus expansifs dans ce rappel concernant la contre-réaction B.F. En effet, l'étude de la *contre-réaction* et des *correcteurs B.F.* a été faite au chapitre IV, § 13, et les montages que nous avons décrits peuvent s'appliquer *in extenso* aux modulateurs.

D'autre part, signalons que l'étude des distorsions (et les remèdes !) est faite au chapitre XXI, § 5).

*Remarque sur les transformateurs de modulations.* — Notons en passant que

l'on réalise par interconnexion des transformateurs de modulation économiques (fig. XI-13).

Supposons que nous ayons un ampli B.F. terminé par deux 6V6 en push-pull classe AB et que, d'autre part, nous ayons un ampli H.F. à moduler par l'anode, dont l'impédance de charge optimum, déterminée par le calcul selon les formules du chapitre X, soit aux environs de 7.000 ohms. Dans ces conditions, en réalisant le système de liaison à deux transformateurs donné sur la figure XI-13, nous aurons le transformateur de sortie Tr. S (impédance primaire : 2 fois 4.000 ohms ; impédance secondaire : 6 ohms) et, d'autre part, le transformateur Tr. mod. (impédance primaire : 6 ohms ; impédance secondaire : 7.000 ohms, soit un transformateur de haut-parleur inversé, pour pentode 6F6). Ainsi, il faut deux transformateurs courants de série, d'où solution économique.

Il faut, évidemment, que le secondaire 7.000 ohms de Tr. mod. puisse « tenir » le courant anodique de l'étage H.F. à moduler et que, de plus, le fer ne soit pas saturé par cette composante continue.

D'autre part, outre *la perte en décibels* provenant de l'interconnexion de deux circuits d'impédances différentes, il y a lieu de se rappeler qu'une impédance trop élevée provoque l'exagération des fréquences graves, ainsi que la mauvaise reproduction des aiguës ; par contre, une impédance trop faible entraîne l'accentuation des notes aiguës et une mauvaise reproduction des basses. D'où la nécessité d'apporter *un soin tout particulier à l'adaptation des impédances* à accorder.

On conçoit aisément que le même procédé reste applicable, bien entendu, pour tout autre système de modulation (grille, par exemple).

*Contre-réaction commandée par la H.F.* — Lorsqu'un amplificateur B.F. module un émetteur, il vient évidemment à l'idée de prélever les tensions à injecter sur le circuit grille d'un étage ampli B.F., directement à la *sortie* de l'émetteur (soit vers le couplage à l'aérien).

La distorsion non linéaire provenant du fonctionnement des tubes sur des parties non linéaires des caractéristiques, ainsi que le bruit de fond, peuvent être réduits dans d'intéressantes proportions, par ce procédé. Il est nécessaire, évidemment, de redresser (de détecter) le courant H.F. modulé avant de l'injecter, avec le déphasage convenable, dans un étage de l'amplificateur B.F.

Cette détection s'opère (fig. XI-14) par une triode quelconque montée en diode (6C5 ici). Ce détecteur est couplé au dernier circuit H.F. de l'émetteur par une ligne torsadée blindée terminée par une bobine de couplage B de deux spires.

La tension B.F. détectée apparaît aux bornes du potentiomètre Pot.$_1$, de 100.000 ohms.

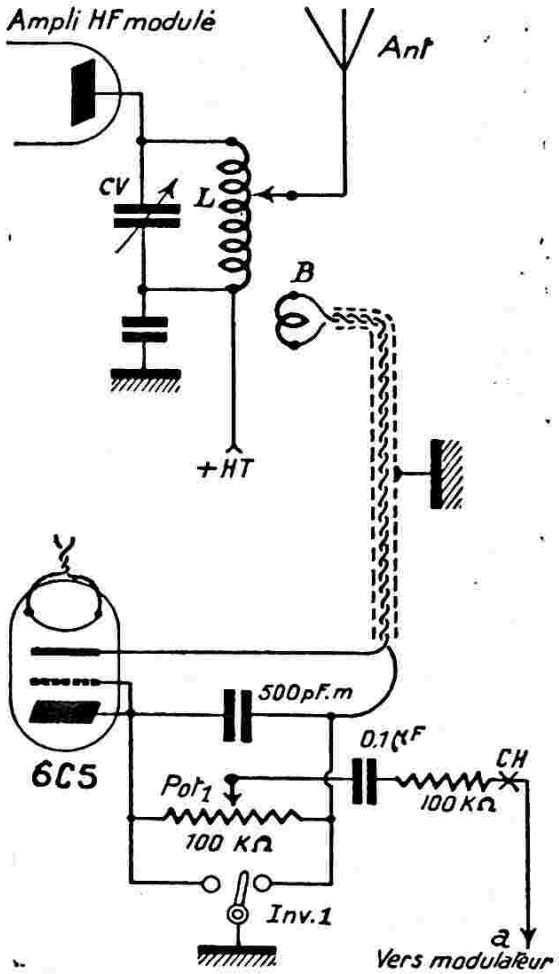



*Fig. XI-14*

Chaque étage de l'ampi B.F. apportant un changement de phase, il est nécessaire de prévoir un inverseur Inv.$_1$ permettant d'inverser la phase de la tension de contre-réaction comme il convient.

Une fraction de cette tension est appliquée sur la grille d'un étage amplificateur B.F., par exemple au point a de l'amplificateur de la figure XI-6. On dose au mieux la valeur de cette contre-réaction par la manœuvre de Pot.$_1$.

Dans la liaison entre le circuit détecteur et l'amplificateur B.F., on peut intercaler, en plus, au point CH, une bobine d'arrêt haute fréquence, afin d'éviter à ladite H.F. d'être canalisée à l'intérieur des organes basse fréquence.

Si l'émetteur est modulé à 100 %, on sait que la détection diode n'est, alors, pas tout à fait linéaire ; il est tout indiqué,

dans ces conditions, d'employer la détection Sylvania (voir chapitre IV, § 9, fig. IV-33 A).

### E. — Amplificateur push-pull parallèle 6L6, 60 ou 80 watts modulés.

*En France,* la puissance alimentation autorisée maximum de l'étage final H.F. est de 100 watts. Or, nous savons, d'après le chapitre X, que pour moduler par contrôle d'anode à 100 % un tel émetteur, il faut disposer d'une puissance B.F. de 50 watts. Le modulateur que nous décrivons maintenant permet d'obtenir, soit 80 *watts,* soit 60 *watts* modulés ; il est donc amplement suffisant pour de telles conditions de travail.

Son schéma de montage est donné sur la figure XI-15. Nous avons d'abord le préamplificateur microphonique équipé d'une 6AU6, suivie d'une 6C4 amplificatrice de tension. Une autre 6C4 est attaquée par le pick-up. Les anodes de ces deux derniers tubes attaquent simultanément la grille d'une troisième 6C4, montée en déphaseuse. On réalise ainsi un système mélangeur réglable par Pot.$_1$ et Pot.$_2$.

Notons, à la sortie du préamplificateur microphonique, la présence d'un interrupteur Int.$_1$ permettant de couper les graves sur le micro. Il est parfois intéressant, en effet, pour le DX ou en cas de QRM, d'avoir une modulation parole très claire. Lorsque Int.$_1$ est fermé, la liaison s'effectue normalement, toutes les fréquences sont transmises intégralement. Bien entendu, ce système peut également être prévu sur tous les montages d'amplificateurs B.F. que nous avons déjà vus.

La 6C4 déphaseuse attaque un push-pull de 6F6 ou de EL84 montées en triodes, étage driver classe A ; résistance cathodique RK de 350 Ω pour 6F6 ou de 90 Ω pour EL84. Puis la liaison se fait sur l'étage final par l'intermédiaire du transformateur driver, Tr. dr. ; celui-ci est un transfo abaisseur dont les enroulements présentent une faible résistance ohmique pour attaque d'un étage classe B avec courant grille. Nous avons utilisé un transformateur type BY56 de L.I.E.

L'étage final est équipé de quatre tubes 6L6 montés en push-pull parallèle, classe AB 2 (tension anodes : 400 volts ; tension écrans : 300 volts ; polarisation grilles : —25 volts ; tension B.F. maximum de pointe entre grilles du push-pull : 80 volts).

Le transformateur de liaison à l'émetteur Tr. mod. doit présenter une impédance primaire de 2 × 1.500 ohms.

La puissance modulée ainsi obtenue est de 80 watts.

En utilisant seulement deux tubes 6L6, *push-pull simple,* classe AB 2, on obtient une puissance modulée voisine de 60 watts.

Les tensions de grilles, d'anodes, d'écrans et de polarisation sont les mêmes que précédemment. Quant au transformateur de modulation, il doit présenter une impédance primaire de 2 × 1.900 ohms.

L'alimentation est fournie par un redresseur équipé de deux 83 montées en monoplaques (1) et donnant 400 volts redressés et filtrés.

Deux enroulements de chauffage sont prévus : l'un donne 6,3 V sous 3,6 A, point milieu à la masse, pour le chauffage des 6L6 ; l'autre, 6,3 V sous 2 A, point milieu à la masse, pour le chauffage des autres tubes.

La polarisation grille de l'étage final est assurée par un petit redresseur auxiliaire (schématisé sur la figure XI-15), équipé d'une valve 6V4. Un petit transformateur Tr. P est nécessaire pour cette tension de polarisation ; il comporte un premier enroulement 6,3V (chauffage) et un second enroulement donnant 70 V entre les plaques de la valve. On ajuste la polarisation grille des 6L6 exactement à —25 volts par le réglage de la résistance à collier R, de 1.500 ohms (ou moins).

### F. — Variante avec push-pull de 807, 120 watts modulés.

On peut utiliser deux tubes 807 en sortie, avec les conditions de fonctionnement suivantes : $V_a$ = 750 volts ; $V_{g2}$ = 300 volts ; polarisation $G_1$ = —32 volts ; impédance de plaque à plaque = 6.950 ohms ; tension B.F. d'attaque de grille à grille en crête = 92 volts ; courant anodique au repos = 60 mA ; courant anodique en pointe = 240 mA ; courant écran au repos = 5 mA ; courant écran en pointe = 10 mA.

Le montage précédent, étage driver 6F6 ou EL84 triodes, est très suffisant pour attaquer un tel push-pull.

On intercalera une résistance de 100 ohms en série dans chaque écran ($G_2$), afin d'éviter les accrochages parasites.

Prévoir un redresseur H.T. de 750 volts pouvant donner 250 mA en pointe, pour l'alimentation de cet étage de sortie.

On obtient, dans ces conditions, une puissance modulée de 120 watts.

---

(1) Les deux plaques de chaque valve sont réunies.

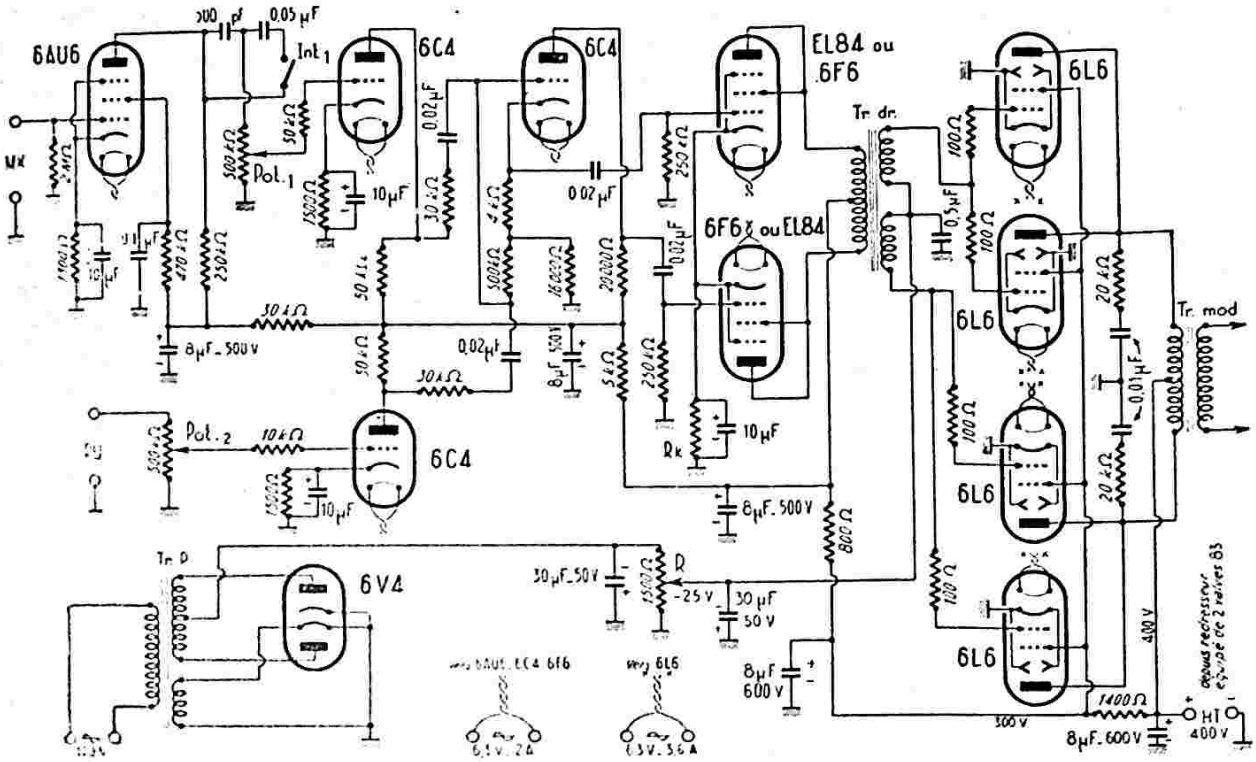



*Fig. XI-15*

**G — Amplificateur BF push-pull EL34 de 80 watts**

Cet amplificateur-modulateur est décrit au cours du § 10 du chapitre XII, et nous prions le lecteur de bien vouloir se reporter à cette description (fig. XII-21).

une polarisation *nulle*. On voit tout de suite la simplification du montage. Mais les tubes se prêtant à une telle utilisation sont rares.

Le tube qui donnera le plus de satisfaction à l'amateur est le RL12P35, tube

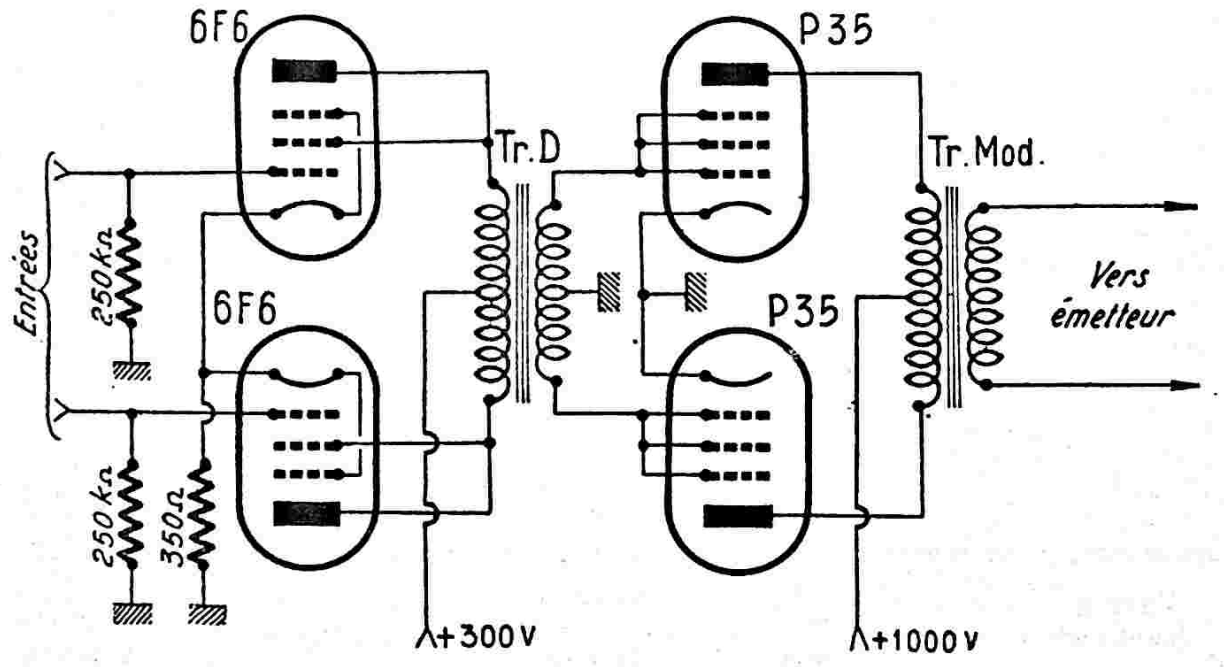



*Fig. XI-16*

**H — Amplificateur BF 100/225 watss**

**Notes sur les tubes « zéro bias ». —** On désigne sous ce vocable les tubes, généralement triodes, qui fonctionnent en amplificateur B.F. push-pull classe B, avec allemand (1), fabriqué en France également sous le n° P35 (SFR). Les puissances qu'il permet d'obtenir sont très largement

(1) Pentode que l'on connecte en triode.

suffisantes. Avant de passer aux montages possibles avec ce tube, signalons également deux autres pentodes qui, connectées en triodes, permettent le fonctionnement en classe B « zéro bias » ; ce sont la P75 de la S.F.R., qui permet d'obtenir 300 watts modulés, et la GOT101, de la S.I.F., délivrant 410 watts modulés (!), toutes deux en push-pull, bien entendu.

Revenons au tube P35 (ou RL12P35) ; pour obtenir la connexion triode de ce tube, on peut relier la grille 3 à l'anode, d'une part, et, d'autre part, $G_1$ et $G_2$ connectées ensemble formeront la grille de commande.

Pour une telle connexion triode, voici les caractéristiques *maxima* de fonctionnement pour les deux tubes : tension anodique = 800 volts ; courant anodique au repos = 25 mA ; courant anodique en crête = 160 mA ; impédance de plaque à plaque = 10.000 Ω ; puissance modulée = 75 watts avec un taux de distorsion de 6 %.

Un autre mode de connexion en triode du tube P35 consiste à relier les trois grilles ensemble pour former la grille de commande. Les caractéristiques de fonctionnement *maxima* sont les suivantes : tension anodique = 1.000 volts ; courant anodique au repos = 15 mA ; en crête = 200 mA ; impédance de plaque à plaque = 11.000 Ω ; puissance modulée = 130 watts avec un taux de distorsion de 8 % environ. La figure XI-16 indique le montage de ce push-pull modulateur classe B ; il est attaqué par un étage driver push-pull classe A comportant deux tubes 6F6 en triode également. Le transformateur driver doit présenter un rapport abaisseur de 2. La partie amplificatrice précédant l'étage driver 2 × 6F6 pourra être celle du montage de la figure XI-15.

La figure XI-17 montre, enfin, un autre mode de connexion triode (1) : $G_3$ est reliée à la cathode ; $G_1$ et $G_2$ forment la grille de commande, mais dans $G_1$ est intercalée une résistance de 35 kΩ 1 watt. Cette figure représente un push-pull modulateur classe B de P35 connecté comme il vient d'être dit, modulateur précédé de son étage driver 6L6 tétrode. Dans ce montage, tous calculs faits, le transformateur driver Tr. D doit présenter un rapport élévateur ; sur un noyau de 5 cm² avec entrefer de 0,1 mm., le primaire comporte 1.100 tours, et le secondaire 2 × 1.500 tours. La tension B.F. de crête entre les grilles du push-pull peut atteindre 600 volts et le courant de grilles 30 mA maximum. La puissance demandée à l'étage driver est de l'ordre de 5 watts. Le tableau ci-dessous indique les conditions de fonctionnement et les résultats obtenus en fonction de la tension anodique.

On remarquera la puissance modulée maximum qu'il est possible d'obtenir dans le montage précédent : 225 watts !... De quoi moduler à 100 %, par contrôle d'anode, un émetteur d'une puissance-input de 450 watts !

Nous arrêterons donc ici cette documentation sur les amplificateurs B.F. et les modulateurs à lampes. Il va de soi, d'ailleurs, que l'amateur pourra réaliser d'autres montages de modulateur dérivant des précédents, en modifiant certains tubes ou certains modes de liaison, de mélange ou de déphasage, en ajoutant la contre-réaction ou des dispositifs suppresseurs de « graves » pour le micro, etc., suivant le matériel dont il dispose... ou, enfin, en adjoignant un dispositif quelconque de commande automati-

(1) D'après un texte de Buglia dans la revue italienne *Radio*.

| Tension anodique | Courant anodique au repos | Courant anodique en crête | Puissance modulée | Impédance de plaque à plaque |
|---|---|---|---|---|
| 700 | 7 | 280 | 110 | 6.000 |
| 1.000 | 10 | 280 | 185 | 7.000 |
| 1.250 | 20 | 280 | 225 | 8.000 |
| volts | mA | mA | watts | ohms |

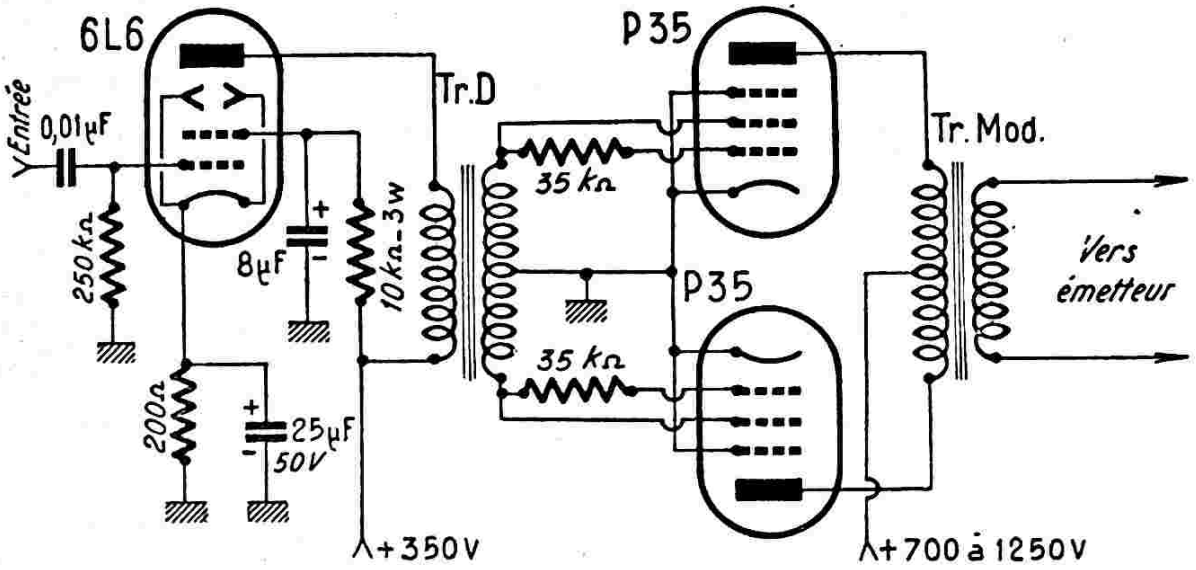



*Fig. XI-17*

que du gain (dispositifs vus au chapitre X, § 9).

**I. — Modulateur 25 watts à transistors.**

La description de ce modulateur plus spécialement destiné à l'équipement radiotéléphonique « mobile », est tirée d'une notice de la « General Motors-Delco Radio Division ». Les montages de ce genre sont surtout intéressants pour des raisons de moindre consommation sur l'accumulateur. Bien entendu, nous avons équipé le montage en composants français.

Ce modulateur, peu encombrant, est capable de fournir une puissance B.F. utile de 25 watts ; il convient donc admirablement pour l'équipement « mobile », même dans le cas d'un émetteur relativement puissant installé sur le véhicule. En effet, il permet de moduler correctement et bien à fond, un émetteur dont l'étage final P.A.-H.F. a une puissance -input (alimentation) de 45 à 50 watts et offrant une impédance de charge de l'ordre de 4 000 Ω, étage final équipé par exemple d'un tube 1625, ou 807, ou 6146, ou 6883, etc., etc.

Le schéma de ce modulateur est représenté sur la figure XI-18.

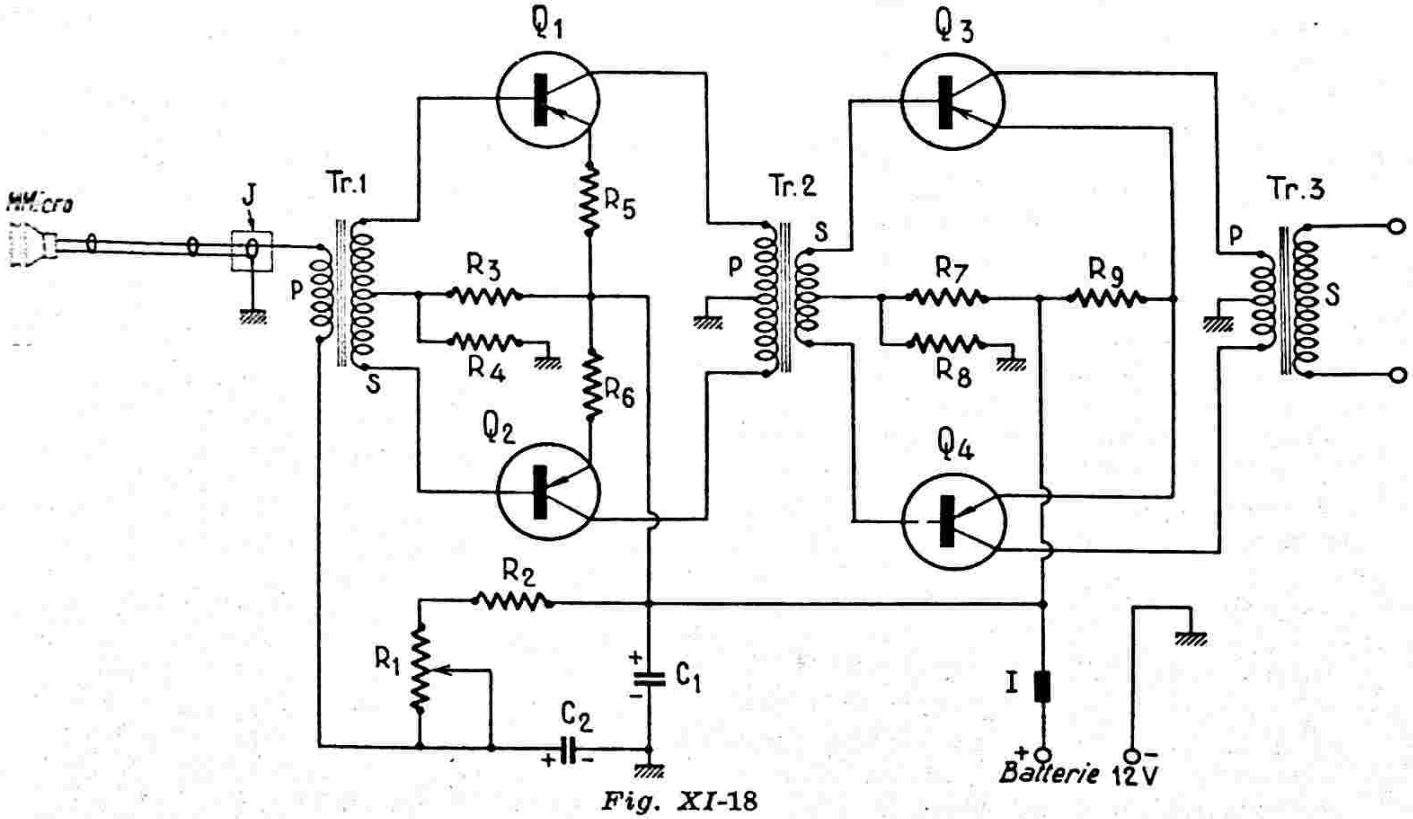



*Fig. XI-18*

Le microphone utilisé est du type « charbon ». Son courant d'excitation est réglé, une fois pour toutes, pour un fonctionnement normal et une modulation correcte, à l'aide du potentiomètre $R_1$.

L'alimentation est naturellement prélevée sur l'accumulateur 12 V du véhicule.

Voici maintenant les caractéristiques des éléments constitutifs :

$R_1$ = potentiomètre 100 Ω bob. linéaire 2 W.
$R_2$ = 27 Ω 1 W.
$R_3$ = 620 Ω 1 W.
$R_4$ = 62 kΩ 1 W.
$R_5$ = $R_6$ = 47 Ω 0,5 W.
$R_7$ = 3,3 Ω 2 W.
$R_8$ = 220 Ω 1 W
$R_9$ = 0,1 Ω 1 W.
$C_1$ = $C_2$ = 50 µF 25 V.
J = jack de branchement du microphone.
Transistors $Q_1$ et $Q_2$ = deux AC 125 ou deux AC 132.
Transistors $Q_3$ et $Q_4$ = deux ADZ 12 ; (montage pour fonctionnement en push-pull classe B).
$Tr._1$ = transformateur B.F. microphonique ; impédance primaire P : 150 Ω ; impédance secondaire S : 490 Ω avec point milieu ; soit rapport élévateur de 1,8 environ ;
$Tr._2$ = transformateur B.F. driver ; impédance primaire P : 400 Ω avec point milieu ; impédance secondaire S : 16 Ω avec point milieu ; soit rapport abaisseur de 5.
$Tr._3$ = transformateur de modulation ; rapport élévateur de 18 environ pour une impédance de charge de l'ordre de 4 000 Ω présentée par l'étage P.A.-H.F. à moduler. Pour la réalisation de la maquette, il a été utilisé un transformateur de chauffage 6,3 V 20 à 25 watts, P étant l'enroulement 6,3 V à point milieu et S, l'enroulement 115/120 volts. Pour toute autre valeur de l'impédance de charge du P.A. sur le secondaire, il suffit évidemment d'adopter un rapport de transformation convenable (voir § 2 précédent).

L'ensemble est monté dans un coffret métallique parallélépipédique de 140 × 120 × 90 mm. L'un des panneaux déborde cependant de 50 mm du coffret, ceci pour la fixation extérieure et le refroidissement des deux transistors de puissance ADZ12. Précisément pour cette raison de refroidissement, ce dernier panneau en particulier sera avantageusement réalisé en aluminium.

Néanmoins la connexion « collecteur » des transistors $Q_3$ et $Q_4$ étant leurs boîtiers métalliques, il convient d'isoler électriquement ces derniers de la masse. Pour cela, avant la fixation de ces deux transistors sur la plaquette de montage, on intercale simplement une feuille de mica.

La résistance $R_9$ de 0,1 Ω n'est évidemment pas d'une valeur usuelle. On la réalise soi-même en prélevant sur une résistance bobinée de valeur connue, la longueur de fil convenable pour obtenir 0,1 Ω.

Exemple : Si nous avons une résistance de 10 Ω qui comporte 100 tours, il nous faudra simplement 1 tour pour obtenir 0,1 Ω.

De toutes façons, comme l'on peut en juger, la « longueur convenable » sera toujours petite !

L'intensité prélevée sur la batterie d'accumulateurs de 12 volts est de 0,7 ampère en l'absence de modulation, et de 2,4 ampères environ en crête de modulation. Bien entendu, on prévoit généralement au point I un interrupteur commandé en même temps que l'inverseur « Emission-réception », qui coupe l'alimentation du modulateur durant les périodes de réception. Cet interrupteur peut être un relais à condition que ses contacts puissent tenir l'intensité indiquée.

Quant à l'emplacement du modulateur dans le véhicule, il suffit de choisir un endroit où il sera convenablement aéré, disons si possible ventilé par de l'air frais (sous un siège ; à l'arrière de la banquette arrière ; dans le coffre à bagages, etc.). Il ne faut pas monter ce modulateur sous le capot à côté du moteur : les transistors seraient vite détériorés.

Si la distance est assez grande entre le modulateur et l'émetteur proprement dit (étage P.A.-H.F.), les fils de liaison entre le secondaire de $Tr._3$ et l'émetteur seront de préférence blindés, le blindage étant relié à la masse.

CHAPITRE XII

# Montages d'émetteurs radiotéléphoniques

## § 1. — Avertissements

1° Ce chapitre est entièrement consacré à la réalisation d'émetteurs radiotéléphoniques. Les montages sont nombreux et nous nous sommes efforcés d'utiliser, chaque fois, des tubes aussi variés que possible. Néanmoins, l'amateur intéressé par tel ou tel montage pourra parfaitement remplacer un tube donné indiqué sur le schéma par un autre semblable (suivant les disponibilités du stock qu'il a à sa disposition, par exemple).

Il faut évidemment, dans chaque cas, se référer à la notice de caractéristiques du constructeur et ajuster *exactement* les diverses tensions d'alimentation (qui peuvent légèrement varier) suivant les indications données.

2° Il va sans dire, aussi, qu'un montage comportant un pilotage E.C.O. peut être modifié en le réalisant avec pilotage cristal, ou encore à partir d'un appareil V.F.O. séparé (voir chapitre V, §§ 3, 4 et 5).

Même remarque au sujet du procédé de modulation ; ainsi, sur un montage donné avec modulation par la grille suppressor, l'amateur peut adapter la modulation par contrôle d'anode, s'il dispose du matériel B.F. nécessaire.

3° Les divers exemples d'émetteurs qui suivent, sont établis pour l'exploitation en téléphonie ; mais il est évident qu'ils permettent également la télégraphie. Il suffit d'adopter un système de manipulation quelconque (voir chapitre V, § 9, et chapitre IX) et d'ajuster les tensions d'alimentation pour le régime C télégraphique.

4° On pourrait varier ainsi les modifications à perte de vue. Rien ne sera plus facile à l'amateur réfléchi, qui voudra bien se reporter à l'étude détaillée de chaque partie vue au chapitre V et au tableau de caractéristiques des tubes qu'il emploie.

5° Au sujet du circuit anodique final, nous avons toujours schématisé le circuit accordé *classique ;* mais, il est toujours possible de monter un « circuit Jones » permettant une adaptation facile de l'antenne et l'utilisation d'un aérien plus ou moins bien accordé ! (Voir chapitre XIII, § 7.)

6° Pour la simplification des schémas, nous représenterons toujours la liaison à l'aérien par *feeder unique* (antenne Conrad-Windom, par exemple). Mais l'amateur pourra utiliser n'importe quel genre de feeder ; les circuits de couplage (ou circuits de transfert) seront seuls à modifier, le cas échéant. Pour cela, de même que pour le réglage du couplage optimum, adaptation des impédances du système aérien, etc., nous prions le lecteur de se reporter au chapitre XIII.

7° Sauf indication spéciale, toutes les bobines de choc H.F. marquées Ch présentent un coefficient de self-induction de 2,5 mH (type National R 100).

8° Rappelons enfin que la législation française limite la puissance-alimentation de émetteurs d'amateurs à 100 watts, prévoyant par ailleurs que l'étage final H.F. ne doit pas être équipé d'un tube dont la dissipation anodique maximum excède 75 watts (voir chapitre XXII). Si certains montages d'une puissance supérieure sont parfois décrits dans ce chapitre, c'est à l'intention des professionnels non atteints par la réglementation « amateurs », ainsi qu'à l'intention de certains de nos lecteurs étrangers. D'ailleurs, les montages susceptibles de convenir aux amateurs français sont indiqués par la mention **(O.M.)** dans le titre.

## § 2. — Emetteurs de début

### 1. — Emetteur 1 étage 6L6-Xtal, modulation choke-system (O.M.).

Nous irons naturellement du faible au puissant émetteur (nous voulons dire tout au moins, « puissant » dans le domaine

accessible par l'amateur). Néanmoins, même les plus petits émetteurs décrits sont d'une efficacité certaine et permettent facilement d'intéressants QSO, voire le DX.

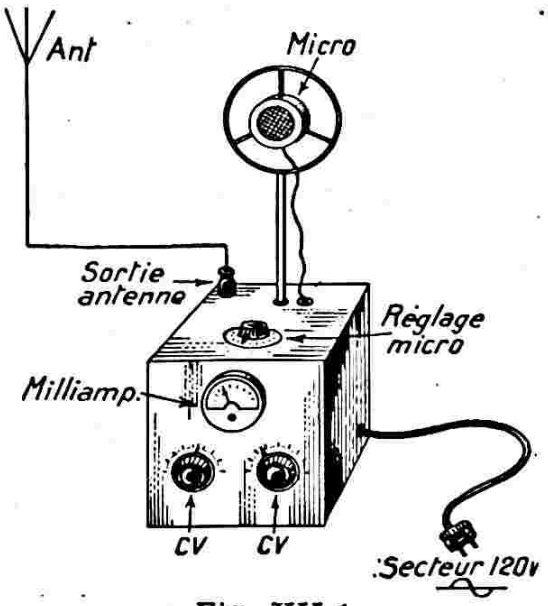



*Fig. XII-1*

Dans cet ouvrage, nous laisserons de côté les petits émetteurs — dits de poche ! — qui sont plutôt des curiosités de laboratoire que des appareils vraiment aptes au trafic. Dans cet ordre d'idées, signalons, en passant, que l'auteur avait réalisé en 1938 un petit émetteur de ce genre ; il était équipé d'un tube 59 monté en oscillateur tritet quartz modulé dans la grille suppressor par une simple 6C5, avec microphone charbon. Le tout, y compris l'alimentation secteur, pile de polarisation et pile de micro, était logé dans un cube de 20 centimètres de côté formant le pied du microphone (fig. XII-1). Cet émetteur, délivrant 1 à 2 watts H.F., connecté à une antenne Conrad demi-onde, avait permis cependant quelques QSO agréables (stations F et HB) sur la bande 7.000 kc/s.

Mais voyons plutôt un émetteur un peu plus puissant (!), dont le schéma de montage est donné sur la figure XII-2.

Il est équipé d'une 6L6G montée en oscillatrice quartz à réaction cathodique. La capacité $C_2$ a pour valeur 3 à 5 picofarads ; on peut la constituer par une petite torsade de deux fils bien isolés. Si l'on utilise une 6L6 « métal », on réalise cette capacité en connectant simplement l'enveloppe métallique du tube à la cathode (et non à la masse).

Bien qu'il ne soit pas recommandé de moduler directement un oscillateur, nous le ferons malgré tout, car il ne s'agit que d'une faible puissance rayonnée (l'oscilla-

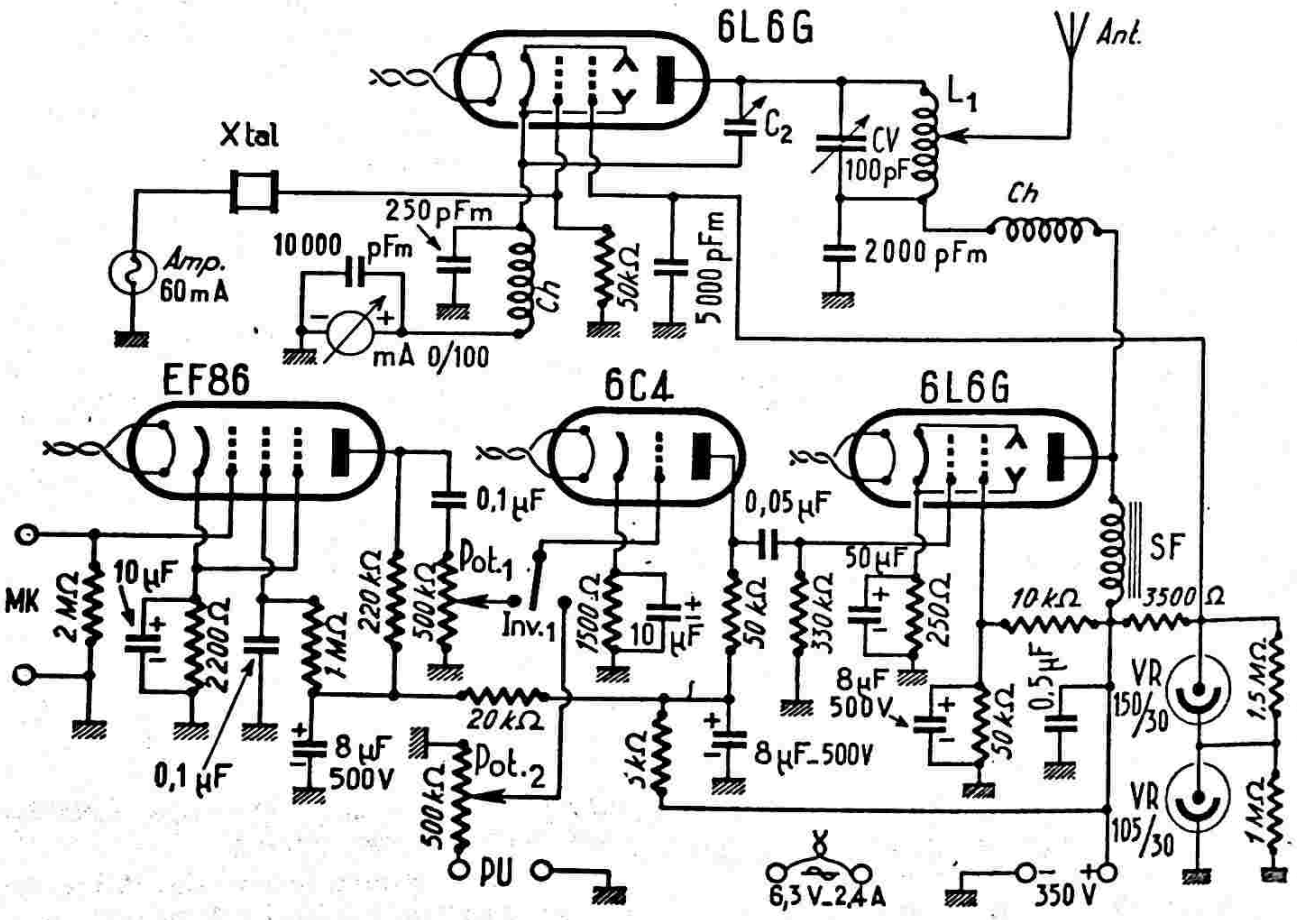



*Fig. XII-2*

teur n'étant pas suivi d'étages amplificateurs) et parce que, d'autre part, nous prendrons la précaution de stabiliser l'oscillatrice en régulant la tension d'écran à 225 volts par deux tubes VR105-30 et VR150-30 montés en série. Cette précaution est recommandée, mais non obligatoire, puisque nous utilisons un pilotage par quartz. Naturellement, il ne faudrait pas tenter de moduler un oscillateur E.C.O., Clapp, etc...

La modulation se fait en choke-system (modulation anode Heising) par une bobine à fer basse fréquence SF d'une vingtaine d'henrys, calibrée afin que l'enroulement admette le courant anodique des deux tubes 6L6 (oscillateur et modulateur) et que le fer ne soit pas placé en état de saturation pour le chiffre considéré.

L'amplificateur B.F. comporte deux entrées, l'une pour un pick-up, l'autre pour un microphone à cristal.

L'alimentation, qui ne présente rien de spécial, comprend notamment un transformateur donnant 6,3 V-2,4 A pour le chauffage des tubes et un redresseur H.T. équipé d'une valve 5Z3 (H.T. : 300 à 350 volts maximum).

Enfin, la bobine $L_4$ est bobinée sur un mandrin stéatite à section étoilée d'un diamètre de 63 millimètres : voir tableaux du chapitre VII, § 2).

Rappelons que l'oscillateur à réaction cathodique fonctionne normalement lorsque le C.O. est accordé sur la fréquence fondamentale du quartz. Il fournit encore une puissance H.F. acceptable avec doublage de fréquence, mais... il ne faut pas aller plus loin !

*Note.* — On peut remplacer le tube oscillateur 6L6 par un 807, pour obtenir une puissance supérieure ; on peut alors appliquer 400 à 450 volts à l'anode de ce dernier tube. Mais il faut prévoir un ampli B.F. avec deux 6V6 push-pull classe AB 1 en final, liaison par transformateur, si l'on veut moduler à fond.

### 2. — Emetteur-récepteur 80 m portatif (O.M.).

Un émetteur-récepteur porte également le nom de **transceiver** ; c'est un appareil groupant **dans le même coffret,** certains organes utilisés tour à tour à l'émission et à la réception.

Le transceiver décrit dans les lignes suivantes fonctionne dans la bande amateur « 80 mètres ». Pour la réalisation de cet appareil, nous nous sommes largement inspiré d'une construction similaire décrite dans le numéro 12, volume X, de « Short Wawe Magazine », par L. Knight (G2DXK).

La puissance input du transceiver, à l'émission, est de l'ordre du demi-watt (exactement 0,54 W) ; il utilise une antenne verticale de 2,50 m ; il est essentiellement portatif, puisque entièrement alimenté par piles.

Avec deux appareils identiques, il faut compter sur une portée maximum de 12 à 15 km. Les amateurs de DX ne doivent donc rien espérer sur ce montage ! Naturellement, si un tel transceiver est utilisé en liaison avec une station fixe normale (émetteur puissant, récepteur sensible), ou si l'on peut installer et utiliser des antennes « longues », la portée se trouve considérablement augmentée. De toutes façons, de tels montages transceivers peuvent rendre service pour les QSO entre stations locales (même en l'absence de courant au secteur... puisqu'ils sont alimentés par piles). En fait, il n'est pas nécessaire d'utiliser des émetteurs de 50 W et des récepteurs à 15 lampes pour des liaisons locales ; avec deux transceivers, c'est suffisant et la note de l'E.D.F. se trouve bien soulagée.

Mentionnons aussi l'emploi des transceivers comme radiotéléphone dans les grandes entreprises, sur les chantiers importants, etc... Et n'oublions pas le gros succès remporté par ces appareils économiques et simples à construire auprès des formations de jeunes, campeurs, excursionnistes, louveteaux, scouts, etc. Voir chapitre XVII §§ 5 et 8.

Après ce long préambule, revenons à la technique. Le schéma de principe complet de notre transceiver est donné sur la figure XII-3.

Un interrupteur général à deux circuits commande l'alimentation par fermeture desdits circuits sur les piles. Le passage d'émission E à réception R, et inversement, s'opère par la manœuvre d'un inverseur rotatif à galette unique ; c'est un inverseur à deux positions et quatre circuits et il groupe les commutations indiquées sur la figure par Inv. 1, 2, 3 et 4.

En position R (réception), les tubes utilisés sont les suivants (à la suite, nous indiquons leur fonction) :

1R5 (I). — Changeur de fréquence ;

1T4. — Amplificateur moyenne fréquence ;

1S5. — Détecteur et amplificateur B.F. ;

3V4 (I). — Amplificateur B.F. final.

En position E (émission), nous avons :

1R5 (II). — Oscillateur quartz ;

3V4 (II). — Amplificateur P.A.-H.F. ;

1S5. — Amplificateur microphonique ;

3V4 (I). — Modulateur.

Nous allons, tout d'abord, étudier le fonctionnement des divers circuits dans la position « émission ».

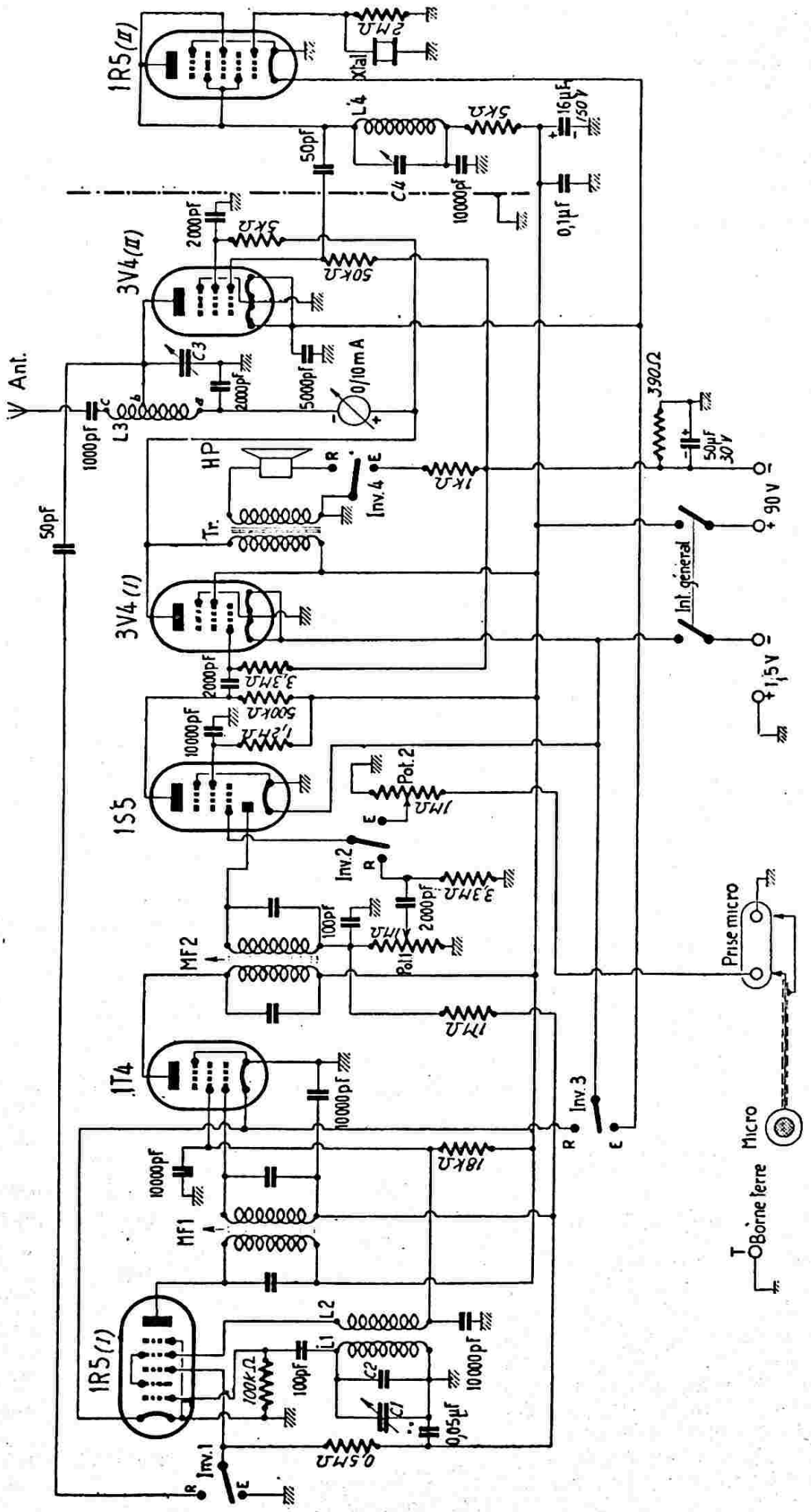

1R5(II)
Xtal
2MΩ
L4
5kΩ
16µF 150V
50pF
C4
10000pF
0,1µF
3V4(II)
2000pF
5kΩ
50kΩ
C3
2000pF
5000pF
0/10mA
Ant.
1000pF
L3
HP
Inv.4
1kΩ
390Ω
50µF 30V
+ 90 V
Tr.
Int. général
3V4(I)
2000pF
3,3MΩ
500kΩ
1,2MΩ
10000pF
+ 1,5 V
1S5
Pot.2
1MΩ
Inv.2
3,3MΩ
2000pF
100pF
1MΩ
Pot.1
MF2
1MΩ
Prise micro
1T4
10000pF
Inv.3
Micro
10000pF
18kΩ
MF1
Borne terre
1R5(I)
L2
L1
100kΩ
100pF
C2
C1
10000pF
0,05µF
0,5MΩ
Inv.1

*Fig. XII-3*

L'oscillateur pilote quartz est muni d'un tube 1R5 (II) connecté en triode. Ce tube a été retenu parce qu'à consommation filament égale (1,5 V-50 mA), c'est lui qui donne, par rapport à d'autres tubes, la tension H.F. d'excitation la plus importante. Nous choisirons donc un cristal de fréquence située entre les limites de la bande 80 m ; dans nos essais, nous avons utilisé un quartz 3600 kc/s. Le circuit de plaque $L_4C_4$ du tube oscillateur est évidemment accordé sur la même fréquence ; nous avons :

$L_4$ = 100 tours de fil émaillé 5/10 de mm, bobinés jointifs sur un tube de carton bakélisé de 12 mm de diamètre ;

$C_4$ = condensateur ajustable à air de 100 p F (Aréna type ART100).

Pour le réglage, on couple une boucle de Hertz à $L_4$ et l'on règle $C_4$ de façon à obtenir l'éclat maximum à l'ampoule de la boucle (petite ampoule de 40 mA) ; attention, le réglage est assez pointu.

L'excitation H.F. disponible est alors appliquée à la grille du tube PA, tube 3V4 (II), par l'intermédiaire d'un condensateur de 50 PF.

Le circuit anodique du PA est constitué par la bobine $L_3$ et le condensateur variable $C_3$. La bobine $L_3$ est assez importante quant au nombre de tours. Une partie seulement de cet enroulement est accordée par $C_3$ ; l'autre partie (partie supérieure sur la figure) est utilisée comme bobine d'antenne. En effet, notre transceiver utilise, comme antenne, une tige de 2,50 m, géométriquement trop courte pour vibrer correctement sur 80 m, mais que l'on allonge physiquement en intercalant une bobine à la base.

Le condensateur de 1000 pF en série dans l'antenne n'est qu'un simple condensateur de blocage destiné à soustraire l'antenne de la haute tension.

Les caractéristiques du circuit $L_3$ $C_3$ sont les suivantes :

$L_3$ comporte en tout 155 tours en fil divisé récupéré sur des vieux transformateurs M.F. De *a* à *b* (partie accordée par $C_3$), on bobine 75 tours jointifs. De *b* à *c* (bobine d'antenne), on bobine 80 tours ; au moment de la mise au point finale, on agit sur l'écartement entre spires de ce dernier enroulement pour amener l'antenne à la résonance et obtenir une charge correcte du P.A. Comme précédemment, le mandrin utilisé est un tube de carton bakélisé de 12 mm de diamètre.

$C_3$ = 100 pF (Aréna, type CTL 103).

On sait que la résonance du circuit PA est obtenue en manœuvrant $C_3$, lorsque le milliampèremètre anodique ***mA*** passe au minimum de déviation. A la mise au point, il convient d'ajuster la charge de l'antenne afin que ledit minimum soit égal à 6 milliampères.

La modulation est appliquée dans l'anode et dans l'écran du tube PA 3V4 (II) par le procédé *choke system ;* c'est le primaire du transformateur du haut-parleur qui tient lieu de bobine B.F., le tube modulateur étant le tube 3V4 (I). La bobine mobile du H.P. est déconnectée du secondaire par la commutation Inv. 4. En position « émission », cette dernière commutation place une résistance auxiliaire de 1000 Ω ; en effet, la consommation H.T. n'est pas la même en émission et en réception, et cette précaution est nécessaire pour maintenir une tension de polarisation correcte dans les deux cas.

Comme nous l'avons dit, l'amplification microphonique est assurée par le tube 1S5. Sur notre montage d'essai, nous avons utilisé un petit microphone cristal miniature du type de ceux employés dans les appareils d'aide aux sourds. Il est cependant possible aussi d'utiliser un microphone à charbon, mais il faut alors prévoir un transformateur de liaison entre micro et potentiomètre Pot. 2 ; la tension d'excitation microphonique serait prélevée, dans ce cas, sur la pile de chauffage. Le potentiomètre Pot. 2 permet de régler le gain B.F., en d'autres termes la profondeur de modulation.

Voyons, maintenant, la partie réception.

Une particularité du montage est à remarquer : C'est le circuit de sortie $L_3$ $C_3$ du PA qui est utilisé comme circuit d'accord à l'entrée du récepteur (commutation Inv. 1 et liaison par capacité de 50 pF).

Le circuit oscillateur du tube 1R5 (I) changeur de fréquence est classique ; en voici les caractéristiques :

$L_1$ = 60 tours de fil de cuivre 2/10 de mm sous soie, bobinés jointifs sur un mandrin en carton bakélisé de 12 mm de diamètre.

$L_2$ = 15 tours, même fil, sur le même mandrin que $L_1$.

Ces deux bobines sont enroulées dans le même sens et couplées par leur côté froid.

$C_1$ = condensateur variable de 50 pF (Aréna type CTL 57).

$C_2$ = 100 pF, condensateur au mica grattable.

A la mise au point, on « gratte » $C_2$, de façon à caler la bande 80 m de manière telle que la manœuvre de $C_1$ en permette l'exploration.

Rappelons qu'il est nécessaire, autant que possible, que les deux appareils (transceiver

et transceiver, ou transceiver et station normale) fonctionnent sur la *même fréquence.*

Les transformateurs moyenne fréquence $MF_1$ et $MF_2$ sont du modèle habituel miniature employé sur les postes à piles ; ils sont accordés sur 455 kc/s.

Le potentiomètre *Pot. 1* permet de régler le volume sonore de la réception.

Le tube 1S5 fonctionne en détecteur et premier amplificateur B.F., le tube 3V4 (I) en amplificateur B.F. final.

Le transformateur de sortie $T_r$ présente les caractéristiques ci-après : impédance primaire 10000 Ω, impédance secondaire 2 Ω, le haut-parleur utilisé étant un Audax de 8 cm.

Une borne de terre marquée T a été prévue ; elle est reliée directement au châssis de l'appareil. L'emploi d'une prise de terre est facultatif ; parfois, cependant, on améliore ainsi la qualité de la liaison, aussi bien à l'émission qu'à la réception.

Au chauffage, nous avons une pile de 1,5 V ; à la haute tension, une pile de 90 V. Nous avons les consommations globales suivantes :

Chauffage : Emission = 300 mA ; Réception = 250 mA.

H.T. : Emission = 16 mA ; Réception = 12 mA.

L'aspect de notre transceiver et la disposition des organes essentiels sont donnés sur la figure XII-4. Le tableau de commande est constitué par le panneau de dessus de l'appareil. Tout le montage est d'ailleurs solidaire de ce panneau.

En effet, sous ce panneau sont fixées perpendiculairement trois plaques d'aluminium sur lesquelles prennent place tous les organes non fixés directement au panneau, et notamment tous les supports de lampes. Ces dernières se trouvent donc montées horizontalement.

Une petite cloison supplémentaire (représentée en traits mixtes sur la figure XII-3) sépare l'oscillateur cristal et son circuit $L_1$ $C_4$ du reste du montage.

Les piles prennent place au fond.

Une dernière recommandation : Il convient de monter le support du tube 1S5 de manière très souple (à l'aide de caoutchouc mousse) ou d'utiliser un support antivibratoire ; ceci afin d'éviter tout effet Larsen.

## § 3. — Emetteur simple 20-40-80 mètres avec PA 807 (OM).

Cet émetteur est construit en deux coffrets séparés : l'un pour l'alimentation, l'autre pour les sections HF et BF. Cette dernière partie (sections HF et BF) est d'ailleurs extrêmement compacte, puisque le coffret offre les dimensions suivantes : 300 × 200 × 200 mm. Comme notre titre l'indique, cet appareil permet de con-

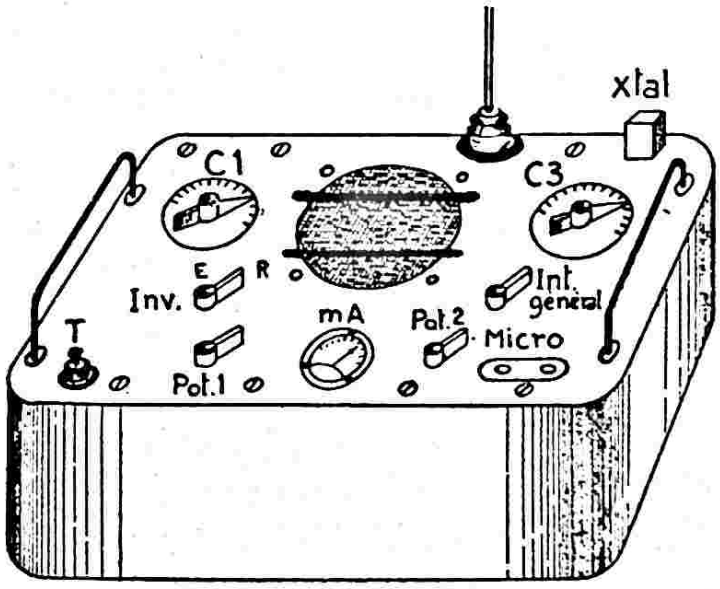



*Fig. XII-4*

fortables liaisons sur les bandes 20, 40 et 80 m ; ceci étant conditionné, par ailleurs, par l'emploi d'une excellente antenne. Nous conseillons cette réalisation aux débutants ; c'est tout à fait normal du fait de la simplicité de cet émetteur. Mais nous en conseillons également la construction aux OM possesseurs d'une station plus importante, l'émetteur décrit devenant alors le poste de secours en cas de panne ou de transformation de la station normale.

Autres précisions avant de commencer l'étude détaillée : Ce montage, au point de vue puissance-input, est classé dans le

groupe 30 à 35 watts. En outre, il permet le trafic, soit en télégraphie, soit en téléphonie, la modulation étant appliquée sur l'écran du tube final HF 807.

Le schéma général de l'émetteur est publié sur la figure XII-5-1, la section « alimentation » étant représentée séparément sur la figure XII-5-2.

réglage du gain BF et, par conséquent, le réglage de la profondeur de modulation.

Ensuite, nous avons un tube 6AB8 dont l'élément triode fonctionne en amplificateur de tension, et l'élément pentode en modulateur. Dans le circuit anodique de ce dernier élément, nous avons le transformateur **Tr. Mod.** chargé d'appliquer la modulation

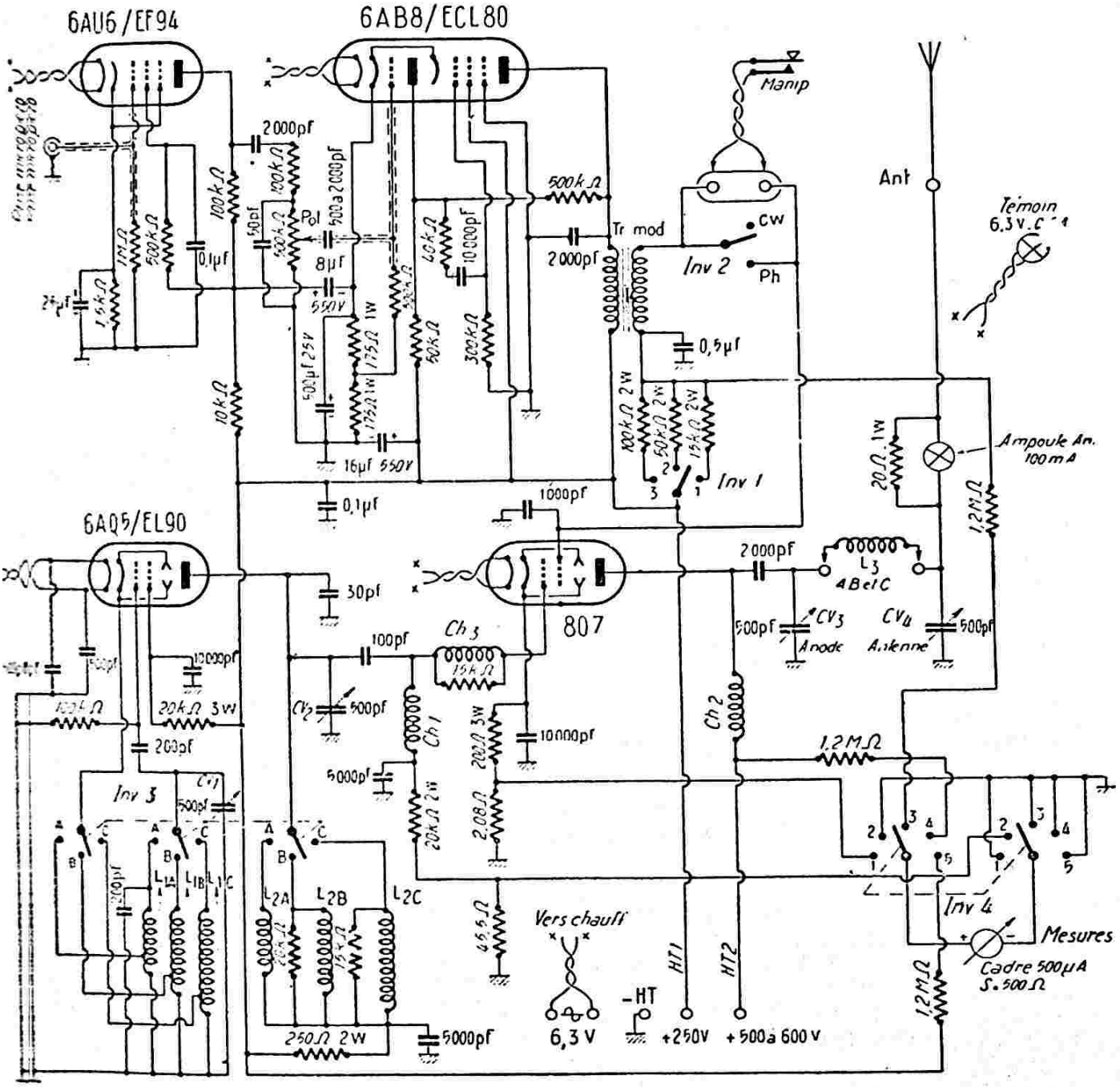



*Fig. XII-5-1*

Les étages d'amplification BF et de modulation comportent les tubes 6AU6 et 6AB8. L'entrée est prévue pour un microphone à cristal piézoélectrique, et nous rencontrons le tube préamplificateur 6AU6 suivi d'un potentiomètre **Pot.** permettant le

à l'étage final HF (écran du tube 807). C'est un transformateur de rapport 1 facile à réaliser par l'amateur. On utilise une carcasse de transformateur pour haut-parleur avec tôles en E et en I, et l'on bobine deux enroulements identiques en fil de 3/10

de mm (cuivre émaillé) de 2 500 tours chacun.

Notons la présence d'une résistance de 500 kΩ de plaque pentode à plaque triode 6AB8, résistance de contre-réaction de tension non sélective améliorant nettement la courbe de modulation (variation de la HF en fonction de la BF).

L'inverseur à galette **Inv. 1** permet d'ajuster la tension d'écran du tube final HF 807 ; nous verrons son emploi plus loin.

De nombreux découplages ont été prévus sur la partie BF; ils sont nécessaires pour

L'inverseur **Inv. 3** permet donc de se placer dans la bande de trafic désirée : A = 20 m ; B = 40 m; C = 80 m. Le réglage exact sur la fréquence choisie s'effectue par la manœuvre du condensateur $CV_1$; c'est un modèle de 490 pF ou 500 pF, une cage, du type utilisé sur les cadres antiparasites. Ce condensateur doit être obligatoirement commandé par l'intermédiaire d'un démultiplicateur et cadran-vernier.

Le circuit de plaque du tube 6AQ5 est accordé par le condensateur variable $CV_2$ (même modèle que précédemment) mais

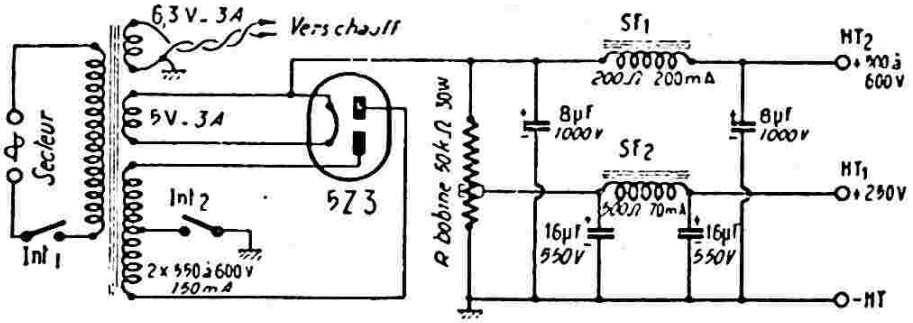



*Fig. XII-5-2*

éviter les accrochages. même remarque en ce qui concerne :

a) la forte capacité de fuite (500µF) sur la cathode du tube 6AB8;

b) le condensateur de 8 µF découplant la tension anodique de l'étage 6AU6 et dont le pôle négatif ne doit pas être connecté à la masse, mais à la cathode du tube 6AB8.

Le condensateur de liaison monté à la sortie du curseur du potentiomètre **Pot.** est indiqué 500 à 2 000 pF; il est à déterminer selon la qualité du microphone utilisé. On pourra commencer par 2 000 pF, et si la modulation est sourde (trop riche en graves), on diminuera cette capacité progressivement.

Voyons, maintenant, la partie HF : tubes 6AQ5 et 807. Le tube 6AQ5 équipe l'étage pilote ou VFO ; c'est un montage oscillateur très stable du type ECO, doubleur de fréquence dans le circuit anodique. En effet, prenons l'exemple du trafic dans la bande 40 m : l'inverseur **Inv. 3** doit être en position **B;** le circuit oscillateur pilote grille-cathode $L_1$ B — $CV_1$ est accordé dans la bande 3,5 Mc/s, mais le circuit de plaque $L_2$ B — $CV_2$ est accordé sur 7 Mc/s (bande 40 m). Dans le but d'obtenir un fonctionnement facile et correct du doublage de fréquence, il faut placer la capacité additionnelle de 30 pF du circuit anodique, le plus près possible de la cosse « plaque » du tube 6AQ5.

avec **commande directe** des lames mobiles par un simple bouton-flèche.

Il convient de remarquer que les bobines $L_2$ B et $L_2$ C (40 et 80 m) sont shuntées respectivement par des résistances de 20 000 Ω et 15 000 Ω au carbone aggloméré.

Nous voici maintenant à l'étage final HF, ou étage PA, équipé du tube 807, tube polarisé par la cathode (résistance de 200 Ω) et par la grille (résistance de 20 000 Ω). Dans les circuits de ces deux électrodes, on rencontre aussi des résistances additionnelles de faibles valeurs nécessaires pour les mesures dont nous parlerons plus loin.

Le circuit de grille du tube 807 comporte une bobine d'arrêt $Ch_1$, du type R 100 de National. Dans la liaison de grille, le plus près possible de l'électrode, nous avons une autre bobine d'arrêt $Ch_2$ destinée à supprimer les auto-oscillations parasites du tube 807; on réalise fort simplement $Ch_2$ en enroulant 10 tours de fil de cuivre émaillé de 3/10 de mm sur le corps d'une résistance au carbone aggloméré de 15 000 ohms.

L'écran reçoit la modulation, comme nous l'avons déjà dit. L'inverseur **Inv. 2** doit être en position **Ph.** Lorsqu'il est en position **CW,** nous sommes en télégraphie et il faut agir sur le manipulateur (manipulation par coupure de l'alimentation de l'écran). Le condensateur de 1 000 pF de

fuite d'écran doit être soudé le plus près possible de la cosse du support de lampe.

La tension continue d'alimentation d'anode (500 à 600 V) est appliquée en parrallèle, vis-à-vis du circuit accordé, par l'intermédiaire d'une bobine d'arrêt $Ch_2$ (type R 100 de National). Le circuit accordé anodique est un circuit en $\pi$, plus connu sous le nom de circuit Jones, dont l'éloge n'est plus à faire.

Les condensateurs variables $CV_3$ et $CV_4$ sont du même type que $CV_1$, à savoir 490 à 500 pF. Néanmoins, si l'on peut se procurer des condensateurs variables de cette même capacité, mais à lames un peu plus espacées que les modèles type « réception » courants, cela sera préférable. Chaque condensateur est commandé directement, sans démultiplicateur, au moyen d'un simple bouton gradué, par exemple.

Dans le circuit anodique du PA, pas de commutation de bobines, car ici, il faut faire la chasse aux pertes. Les bobines sont interchangeables sur le panneau avant de l'émetteur. Pour les trois bandes prévues — 20, 40 et 80 m — il nous faut donc trois bobinages $L_3$ A - $L_3$ B - $L_3$ C. Chaque bobine est montée sur une plaquette en plexiglas comportant deux broches de 4 mm; ces broches s'emmanchent dans deux douilles de 4 mm également fixées sur la face avant de l'émetteur, douilles soigneusement isolées par des rondelles et des pièces de passage en stéatite.

Entre ce circuit et la sortie HF (borne d'antenne sur stéatite, également, fixée sur le coffret), on intercale une ampoule de 6.3 V 100 mA shuntée par une résistance au carbone de 20 ohms, sorte de témoin haute fréquence permettant d'apprécier le rayonnement et le taux de modulation.

Du point de vue pratique, précisons déjà que les supports des tubes 6AQ5 et 807 doivent être du type stéatite.

Toutes les mesures d'intensité et de tension nécessaires pour la vérification et le réglage de l'émetteur se font à l'aide d'un seul appareil : un microampèremètre de déviation totale de 500 $\mu$A et de résistance interne 500 Ω. Les mesures successives s'effectuent par l'unique manœuvre de l'inverseur **Inv. 4** à 5 positions.

**Position 1 :** Mesure de l'intensité cathodique du tube PA/807 pour l'accord à la résonance. Déviation totale du cadre, pour 100 mA d'après le shunt de 3,08 Ω (pratiquement, on prendra une résistance bobinée de 3 ohms).

**Position 2 :** Mesure de l'intensité de grille du tube PA/807 pour le réglage de l'excitation de l'étage final HF et l'accord du circuit doubleur $L_2/CV_2$. Déviation totale du cadre pour 5 mA et d'après le shunt de 45,5 ohms; pratiquement, on prendra une résistance de 47 Ω **faible,** valeur normalisée courante.

**Position 3 :** Mesure de la tension d'écran du tube PA/807. Déviation totale pour 600 volts.

**Position 4 :** Mesure de la tension de plaque du tube PA/807. Déviation totale pour 600 volts.

**Position 5 :** Mesure de la tension de plaque de l'étage pilote 6AQ5 et de la HT d'alimentation de la section BF. Déviation totale pour 600 volts.

Pour les positions 3, 4 et 5, la déviation totale du cadre pour 600V est obtenue en intercalant une résistance de 1,2 MΩ en série dans chaque circuit de mesure. Les valeurs des deux résistances-shunts et des trois résistances-séries sont valables pour un appareil 500 $\mu$A et de résistance interne de 500 Ω. Pour tout autre type d'appareil, et notamment de résistance différente ou de déviation totale différente (par exemple, cadre de 1 mA et de résistance de 300 Ω), il conviendra de déterminer les valeurs convenables des nouvelles résistances shunts et séries; ce sont là de simples calculs d'**électricité élémentaire** à la portée de tous.

Pour une plus grande facilité de lecture dans les mesures, il est intéressant de graduer le cadran de l'appareil selon les trois échelles des déviations totales indiquées : 0 — 100 mA; 0 — 5 mA; 0 — 600 V.

Sur nos figures, la puissance des résistances à employer est indiquée; si aucune indication n'est fournie, c'est qu'il s'agit de résistances du type 1/2 W.

La partie alimentation de notre émetteur est représentée sur la figure XII-5-2, cette section étant construite, rappelons-le, sur un châssis séparé. Les caractéristiques des organes constitutifs sont données directement sur le schéma.

En fermant l'interrupteur **Int. 1,** tous les tubes de l'émetteur sont chauffés. Ensuite, la manœuvre de l'interrupteur **Int. 2** permet la mise en service et l'arrêt instantanés de l'émission, par fermeture ou ouverture du retour HT.

Pour la mise au point, il suffit de régler le collier de la résistance bobinée de 50 000 Ω 30 W, de façon à obtenir 250 volts après filtrage sur le départ considéré (HT1). Bien faire attention de ne jamais enclencher la haute tension en fermant **Int. 2,** si l'alimentation n'est pas connectée à l'émetteur par les lignes chauffage, $HT_1$, $HT_2$ et masse.

**Note importante**

Un perfectionnement intéressant que nous tenons à signaler à l'intention des amateurs méticuleux qui n'hésiteront pas à le faire, est la stabilisation de l'étage oscillateur pilote (fig. XII-5-1). Cette stabilisation est facile à réaliser, elle consiste en la régulation de la tension d'écran du tube 6AQ5. Pour cela, entre l'écran du tube 6AQ5 et la masse, il suffit de monter un tube régulateur à gaz type OB2 (tension de régulation 108 volts); la résistance d'alimentation d'écran de 20 000 Ω doit alors être ramenée à 4 000 Ω (3 W). Cette stabilisation de l'étage pilote contribue à supprimer toute trace de modulation de fréquence parasite et évite tout « piaulement » de la note en télégraphie.

**Disposition pratique**

La disposition pratique à adopter concernant l'emplacement des principaux organes de l'émetteur, est indiquée sur la figure XII-6.

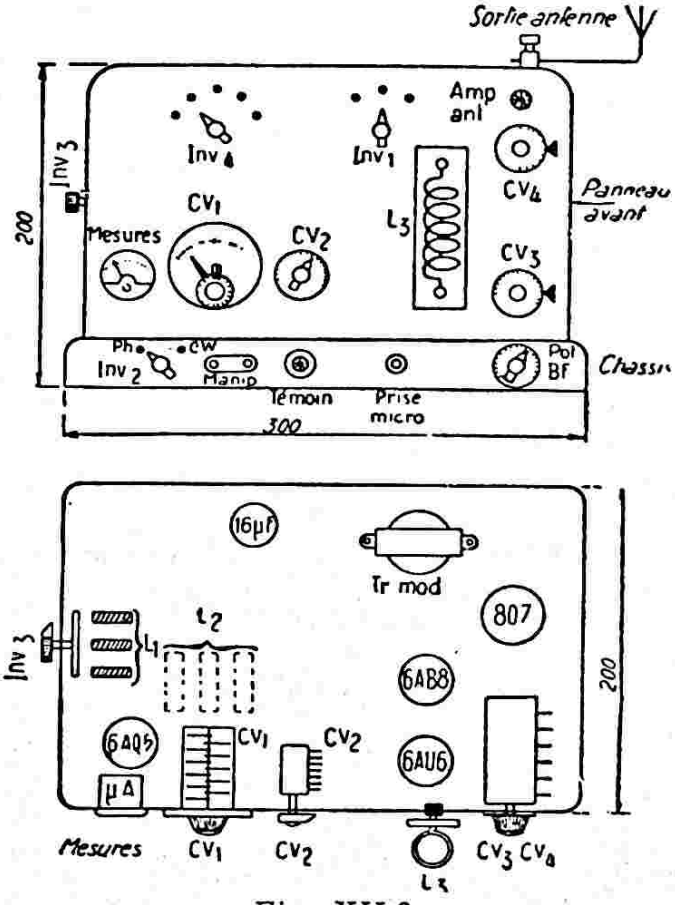



*Fig. XII-6*

Les bobines oscillatrices $L_1$ sont montées sur le châssis à côté de l'inverseur Inv. 3; par contre, les bobines $L_2$ du circuit anodique doubleur sont installées **sous** le châssis. On notera aussi la bobine $L_3$ extérieure (circuit plaque PA) interchangeable grâce aux douilles fixées sur le panneau avant

Au point de vue câblage, il est indispensable de faire tous les retours de masse d'un même étage en un point commun **unique** au châssis — étage par étage — les divers points de masse ne devant être reliés entre eux que par le châssis.

Le circuit Jones prévu à la sortie de l'étage PA permet l'utilisation de n'importe quelle antenne. C'est exact; mais rappelons cependant que plus est faible la longueur de l'antenne vis-à-vis de la longueur d'onde, plus les liaisons seront difficiles. D'autre part, au point de vue rayonnement, il est toujours sage d'employer un aérien accordé dont la vibration se situe dans les bandes de trafic. En conséquence, pour les bandes 20, 40 et 80 m, nous conseillons une antenne normale d'émission type HWC : longueur du fil horizontal = 41 m; longueur du feeder = quelconque; prise du feeder au tiers du brin horizontal.

## CARACTERISTIQUES DES BOBINAGES

A = bande 20 m ; B = Bande 40 m ; C = bande 80 m.

**Circuit pilote :**

$L_1A$ = 15 tours, prise de cathode à 4 tours comptés à partir de la masse.

$L_1B$ = 30 tours, prise à 9 tours.

$L_1C$ = 80 tours, prise à 20 tours.

Pour ces trois bobines $L_1$, on utilise du fil de cuivre émaillé de 45/100 de mm de diamètre, bobiné à spires rangées sur des mandrins lisses à noyau de fer réglable de 9 mm de diamètre.

**Circuit doubleur :**

$L_2A$ = 7 tours de fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm, enroulement jointif sur un tube de carton bakélisé de 15 mm de diamètre.

$L_2B$ = 12 tours de fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm, enroulement jointif sur un tube de carton bakélisé de 25 mm de diamètre.

$L_2C$ = 28 tours de fil de cuivre émaillé de 6/10 de mm, enroulement jointif sur un tube de carton bakélisé de 25 mm de diamètre.

**Circuit de sortie PA :**

$L_3A$ = 12 tours, fil de cuivre émaillé 16/10 de mm ; bobinage sur air, diamètre intérieur 25 mm, longueur de l'enroulement 70 mm.

$L_3B$ = 16 tours, fil de cuivre émaillé de 16/10 de mm; bobinage sur air; diamètre intérieur 30 mm; longueur de l'enroulement 70 mm.

$L_3C$ = 50 tours, fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm; bobinage sur un tube de carton bakélisé de 30 mm de diamètre; longueur de l'enroulement, 70 mm; à l'intérieur du tube de carton, on scelle à la cire à cacheter quatre gros noyaux de fer (quatre pots fermés utilisés pour les transformateurs MF de récepteur).

## UTILISATION

Fermer **Int. 1.**

Choisir la bande de trafic en plaçant **Inv. 3** sur la position convenable et en emmanchant la bobine $L_3$ correspondante (A, B ou C).

Mettre **Inv. 2** en position **Ph.**

Réduire la tension d'écran de l'étage PA en plaçant **Inv. 1** en position 3.

Fermer **Int. 2** (haute tension) et, s'aidant du récepteur de trafic de la station, se placer sur la fréquence désirée en manœuvrant $CV_1$.

Mettre **Inv. 4** en position 2 et accorder $CV_2$ pour obtenir la déviation maximum de l'appareil de mesure; on doit lire 2,5 mA environ.

Placer **Inv. 4** en position 1, connecter l'antenne, et régler le circuit Jones de sortie en agissant sur $CV_2$ et $CV_4$, tour à tour, de la façon suivante :

Placer $CV_4$ sur capacité maximum et manœuvrer rapidement $CV_3$ de façon à obtenir la résonance du circuit (brusque minimum accusé par l'appareil de mesure); le minimum indiqué est généralement inférieur à la consommation normale du tube PA 807. On amène cette consommation à une valeur correcte en manœuvrant lentement $CV_4$ (en diminuant sa capacité) et en retouchant chaque fois $CV_3$ pour maintenir la résonance. Entre temps, durant ces réglages, on pourra augmenter la tension d'écran du PA en plaçant l'inverseur **Inv. 1** sur 2, ou sur 1. Lorsque nous obtiendrons une intensité de l'ordre de 60 MA lue à l'appareil de mesure, nous aurons une charge à peu près correcte de l'étage final, cette charge dépendant aussi, par ailleurs, du type d'antenne utilisé.

Procédons maintenant aux essais de modulation. Connecter le microphone et régler le niveau de modulation en agissant sur le potentiomètre BF **Pot.** Une pointe de modulation — coup de sifflet, par exemple — doit se traduire par une augmentation de l'éclairement de l'ampoule intercalée dans la sortie d'antenne (augmentation de l'intensité haute fréquence rayonnée). Si, au contraire, on constatait une diminution de l'éclairement de cette ampoule, il faudrait revoir les réglages suivants :

a) Modifier la charge d'antenne ($CV_3$ et $CV_4$).

b) Modifier l'excitation de l'étage PA en agissant sur le réglage du circuit doubleur ($CV_2$).

c) Réduire la tension d'écran par **Inv. 1.**

Pour le trafic en télégraphie, connecter le manipulateur aux douilles réservées à cet effet; placer **Inv. 2** sur la position **CW**, et **Inv. 1** en position 1.

**Nota.** — L'émetteur que nous venons de décrire (figure XII-5-1) mais comportant un tube 6L6 à l'étage PA-HF, constitue l'équipement de secours de la station F3AV. Il est utilisé conjointement avec une alimentation du type de la figure XVII-22, ce qui permet son fonctionnement sur secteur en poste fixe, ou sur accumulateur en poste mobile avec antenne-fouet (voir chapitre XVII - § 9 - I).

L'utilisation du tube 6L6 (type GT ou Métal) à l'étage P.A. est intéressante en « station mobile » ; on a un encombrement moindre, et surtout une consommation plus faible sur l'alimentation. Réduire la tension + $HT_2$ à 400 ou 450 volts maximum.

## § 4. — Emetteur avec RL 12 P35 modulation par le supressor (OM)

Le schéma partiel de cet émetteur est représenté sur la figure XII-7. Un étage intermédiaire est équipé d'un tube EL84 ; il assure une excitation H.F. convenable au tube RL12P35. Cet étage intermédiaire EL84 est attaqué par la sortie d'un excitateur ou d'un simple pilote V.F.O. (voir chapitre V § 5).

L'amplificateur H.F. final est équipé d'une pentode RL12 P35 modulée par la grille suppressor. La liaison B.F. s'effectue, dans ce montage, par résistances et condensateur (1). Le courant de grille 1 doit être de 4 mA environ.

L'amplificateur B.F. utilisé est le même que sur les figures XI-4 et 5 ; mais l'anode de la 6AQ5 finale comporte simplement une impédance Z (bobine à fer B.F. d'impédance 5 000 Ω à 1 000 cycles/secondes) (2). La liaison à la grille suppressor s'effectue par un condensateur de 2µF, électrochimique ou papier, mais bien isolé (fort diélectrique).

Afin d'obtenir une modulation bien linéaire, la grille 3 de la RL12 P35 doit

(1) Nous verrons plus loin plusieurs schémas d'émetteurs modulés par le suppressor également, mais avec liaison par *transformateur*. Cet émetteur peut d'ailleurs très bien être modulé par transformateur, si l'on préfère.

(2) Bobinage d'environ 15 à 20 henrys.

être polarisée négativement aux environs de 150 volts. Cette tension est obtenue, soit par une batterie B, soit par une résistance adéquate intercalée entre — H.T. et masse, à la sortie du redresseur d'alimentation (ou, ce qui est mieux encore, à l'aide d'un petit redresseur auxiliaire).

Suivant les bandes utilisées pour $L_1$, $L_2$ et $L_3$, consulter les tableaux du chapitre VII, § 2.

La section alimentation comporte :

1° Un transformateur délivrant :

*a*) 6,3 V sous 0,8 A pour le chauffage de la EL84 ;

*b*) 12,6 V sous 0,7 A pour le chauffage de la RL12 P35 ;

2° Un redresseur H.T. muni de deux valves monoplaques 81, pour l'alimentation générale haute tension (600 à 650 volts).

En régime de porteuse, modulation par $G_3$, on doit avoir pour la RL12 P35 : $V_p$ = 600 à 650 volts ; $I_p$ = 50 mA ; $V_{g2}$ = 200 volts ; $I_{g2}$ = 25 mA ; $V_{g1}$ = — 60 volts ; $I_{g1}$ = 4 mA.

Rappelons que le RL12 P35, tube allemand, est fabriqué en France par S.F.R. sous le numéro P35.

## § 5. — Emetteur 4 étages (OM) 6J7 - 6F6 - 6F6 - LS50, modulation plaque et écran

Cet émetteur (fig. XII-8), malgré ses quatre étages, est d'une construction relativement simple ; il n'exige que du matériel courant, et les résultats sont très encourageants.

Nous avons prévu l'exploitation de trois bandes, à savoir : 10, 20 et 40 mètres, avec passage de l'une à l'autre d'une manière assez rapide.

L'étage pilote comprend une oscillatrice E.C.O. type 6J7 ; quelle que soit la fréquence d'émission, le circuit $L_2$-$CV_2$ est toujours accordé sur l'harmonique 2 de la fréquence pilote déterminée par le circuit $L_1$-$CV_1$ (accord bande 80 mètres).

Le premier étage séparateur doubleur, muni d'une 6F6, est utilisé pour les trois gammes de travail. Il travaille en simple tampon sur la bande 40 mètres et en doubleur de fréquence sur les bandes 20 et 10 mètres. Si toutes réactions extérieures sont supprimées, le neutrodynage de cet étage est superflu.

Pour l'exploitation des bandes 40 et 20 mètres, on attaque directement la grille

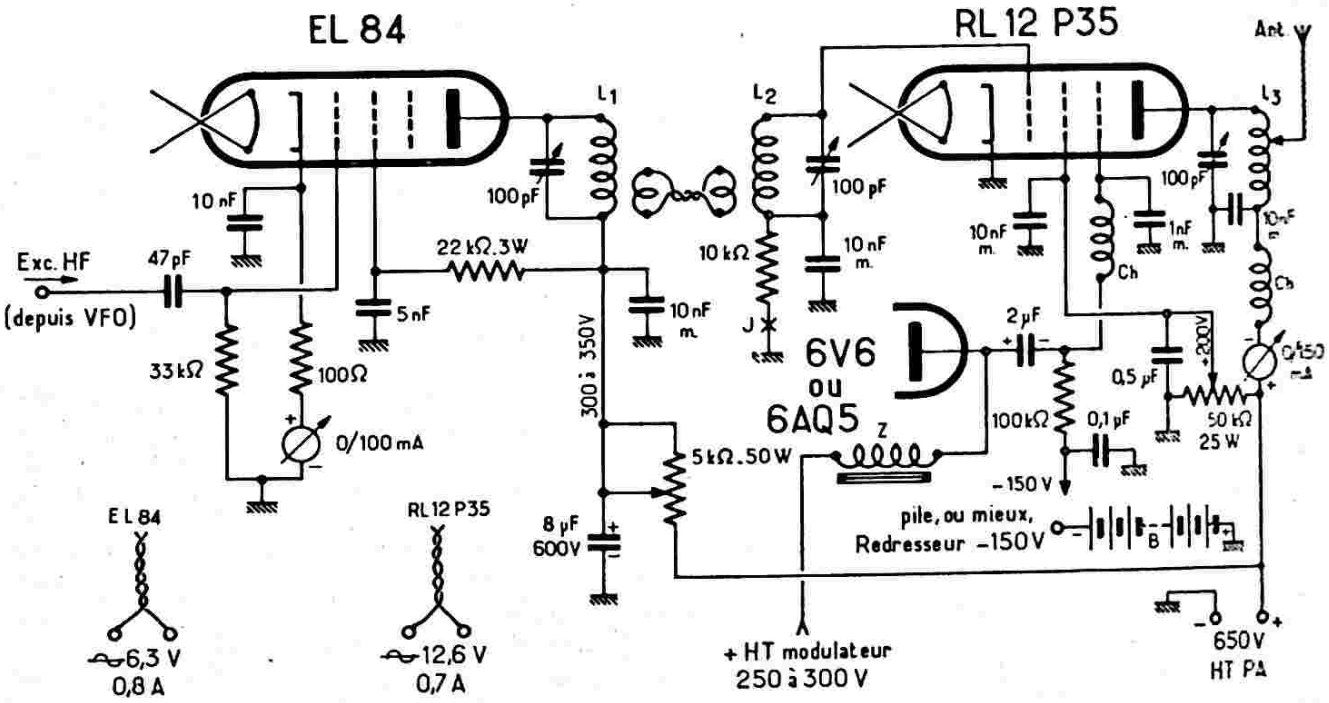



*Fig. XII-7*

cde l'amplificateur final LS50, en plaçant l'inverseur $Inv._1$ en B.

Pour la bande 10 mètres, un second doublage de fréquence est nécessaire ; c'est le rôle du second étage séparateur doubleur, équipé également d'une 6F6 (inverseur $Inv._1$ placé en A).

L'amplificateur H.F. final, amplificateur de puissance équipé d'une LS50, travaille également sans neutrodynage.

Notons que le LS50 (tube allemand) a un correspondant français dont les caractéristiques sont sensiblement identiques ; il s'agit du tube S.F.R. P60.

Cet étage est modulé simultanément dans l'anode et l'écran par le transformateur de liaison $Tr._{mod.}$ L'écran est modulé, non pas par un enroulement secondaire supplémentaire, mais directement à partir de la tension anodique *modulée*, avec une résistance chutrice de 40.000 ohms en série. Comme il a été dit au chapitre X § 4B, il est parfois intéressant de shunter cette résistance chutrice par un condensateur de 0,01 µF.

L'impédance secondaire optimum de $Tr._{mod}$ se situe aux environs de 6.500 ohms.

Le modulateur est celui de la figure XI-15, mais avec simplement deux 6L6 en sortie push-pull. En classe AB2, nous obtenons ainsi 60 watts modulés, qui suffisent amplement pour moduler à fond notre LS50 ou (P60).

La partie alimentation comprend :

1° Un transformateur de chauffage donnant :

*a*) 6,3 V-1,7 A pour le chauffage de la 6J7 et des deux 6F6 ;

*b*) 12,6 V-0,7 A pour le chauffage de la LS50 ;

2° Un redresseur H.T. (275 volts) muni de deux valves 5Z3, pour l'alimentation du pilote et des étages séparateurs ;

3° Un redresseur H.T. (800 volts) muni de deux valves monoplaques type 81, pour l'alimentation du P.A.

On peut améliorer le montage, côté alimentation, en prévoyant pour l'étage pilote seul (tube 6J7) un transfo de chauffage séparé (6,3 V-0,3 A) et un redresseur haute tension séparé également (environ 250 volts) ; la stabilité de l'oscillateur sera nettement accrue et nous le conseillons vivement.

$CV_1$ est un condensateur variable d'une capacité de 460 pF. Pour $L_1$, on enroule 16 tours de fil de cuivre de 6/10 deux couches coton jointifs, sur un mandrin de 30 mm. de diamètre ; prise cathodique au cinquième tour compté à partir de la masse. Pour les caractéristiques des bobines $L_2$, $L_3$, $L_4$ et $L_5$, se reporter aux tableaux du chap. VII § 2, suivant la fréquence de travail.

Les variables $CV_2$, $CV_3$, $CV_4$ et $CV_5$ ont chacun une capacité maximum de 100 pF.

Aux points J, on peut prévoir des jacks qui permettent d'intercaler un milliampèremètre de 0/50 mA au moment des réglages.

*Notes.* — En régime télégraphique classe C, la tension anodique peut atteindre 1.000 volts.

Pour la modulation plaque et écran, on doit avoir, en régime de porteuse, pour la LS50 : $V_p = 800$ volts ; $V_{g2} = 250$ V ; $I_{g2} = 15$ mA ; $V_{g1} = -130$ volts ; $I_{g1} = 5$ mA (pour un courant anodique de 120 mA).

Nous pouvons remplacer le tube 6J7 par un tube 6AU6, et les deux tubes 6F6 par des EL84 ; pas de modifications en ce qui concerne les valeurs des éléments.

Nous rappelons ici, dans ce chapitre consacré aux émetteurs pour radiotéléphonie, que toutes les fois que l'on utilise un tube à écran (tétrode ou pentode) à l'étage P.A., il est prudent de prévoir un dispositif de sécurité possible avec ce genre de tube, dispositif du type de celui décrit au chapitre IX § 1 B (figure IX-2). Cette recommandation s'adresse principalement aux débutants et leur évitera certainement la destruction de quelques tubes amplificateurs H.F. (dont les prix augmentent rapidement avec la puissance !).

## § 6. — Emetteur 3 étages 6N7 - RK28 modulation par la grille d'arrêt

Un exemple d'émetteur simple, compact (*surtout intéressant pour cela et ses astuces*) et néanmoins puissant est donné sur la figure XII-9 ; il s'agit d'un schéma complet : section H.F. modulateur et alimentation, et permettant l'exploitation télégraphique également par la simple manœuvre d'un petit inverseur.

Nous avons prévu le travail sur les bandes 80, 40 et 20 mètres.

Le premier étage pilote cristal utilise un élément d'une double triode 6N7. Trois cristaux sont prévus et commutables par

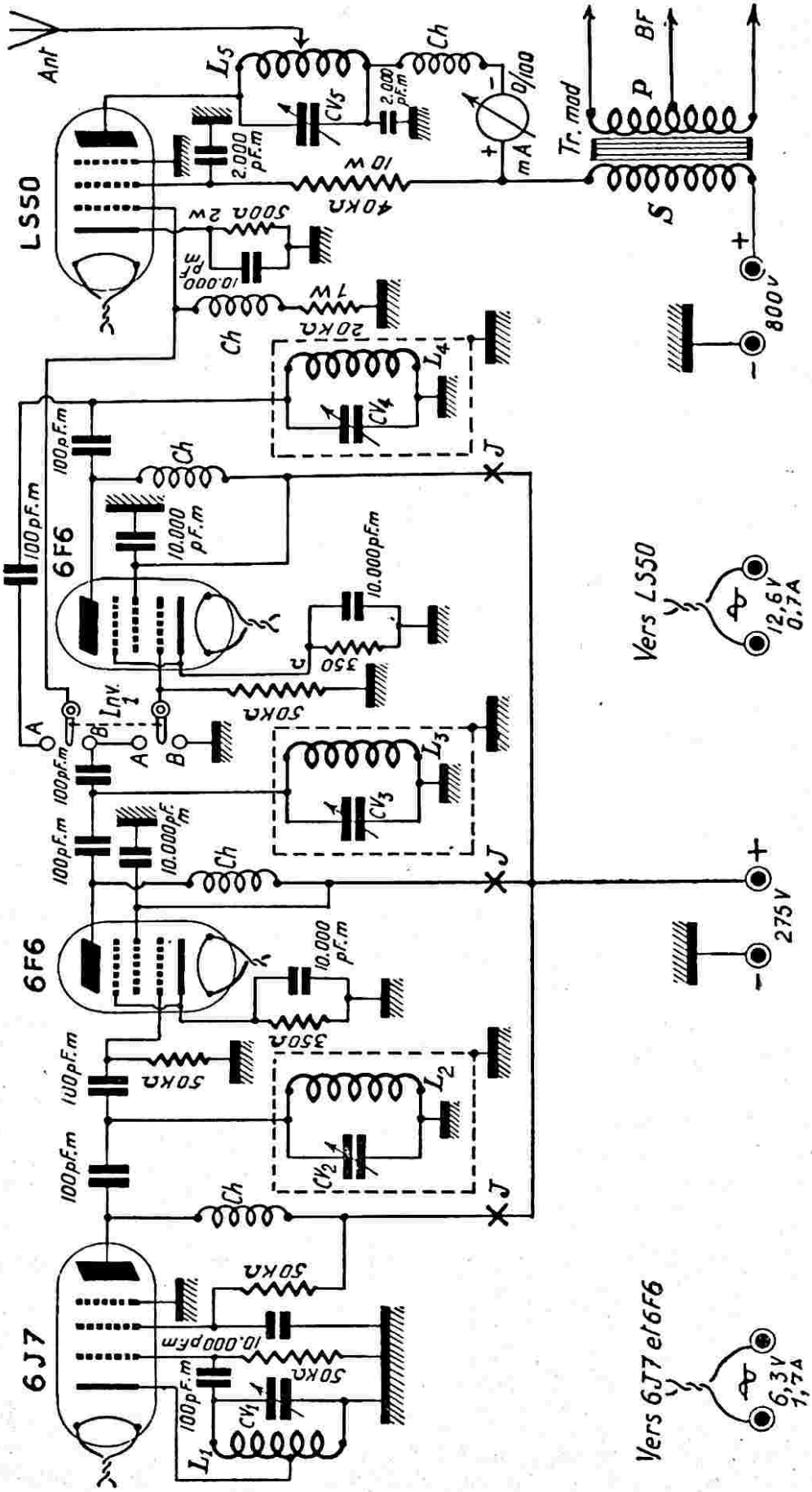

Ant
LS50
6F6
6F6
6J7
Tr. mod
BF
P
S
800 V
275 V
Vers LS50
12,6 V
0,7 A
Vers 6J7 et 6F6
6,3 V
1,7 A
Inv. 1
A
B
J
Ch
L1
L2
L3
L4
L5
CV1
CV2
CV3
CV4
CV5
100 pF.m
10.000 pF.m
2.000 pF.m
500 Ω 2 W
10 W
40 KΩ
1 W
20 KΩ
350 Ω
50 KΩ
10.000 pF.m
0/100
mA

Fig. XII-8

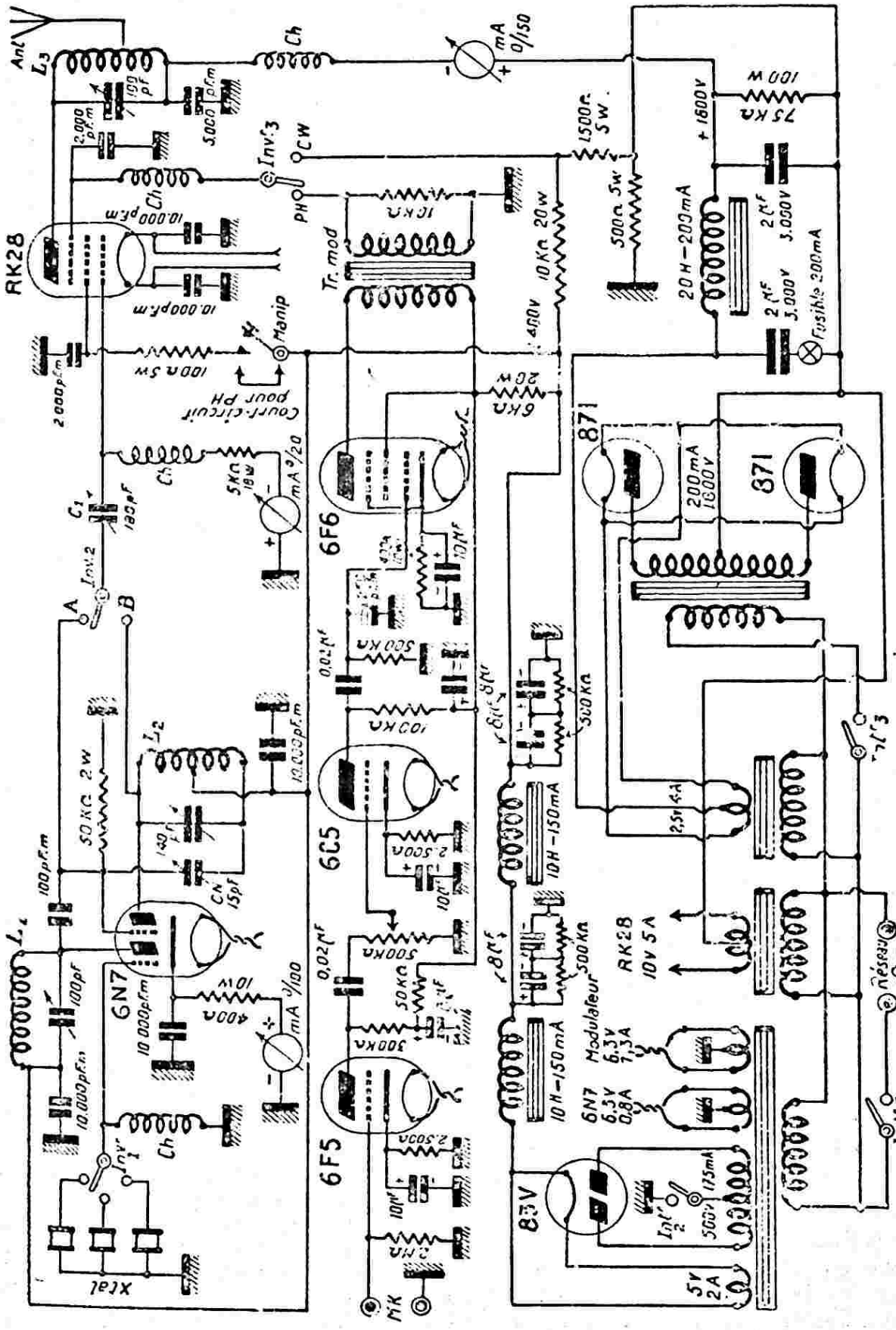

Ant
L3
Ch
mA 0/150
100 W
75 KΩ
+ 1600V
1500Ω 5W
Inv.3
CW
PH
RK28
10.000 pF.m
10 KΩ
Tr. mod
10 KΩ 20W
500Ω 5W
20 H-200mA
2 μF 3.000V
Fusible 200mA
Manip
100Ω 5W
Court-circuit pour PH
400V
6 KΩ 20W
871
200mA 1600V
6F6
5 KΩ 18W
mA 0/20
C1
180 pF
Inv.2
A
B
500 KΩ
0,02 μF
100 KΩ
L2
50 KΩ 2W
10.000 pF.m
6C5
2.500Ω
10 μF
100 pF.m
L1
6N7
10 W
400Ω
mA 0/100
6F5
300 KΩ
50 KΩ
2 MΩ
MK
10 H-150mA
RK2B 10V 5A
Modulateur
6.3V 7,3A
6N7 6.3V 0,8A
83V
175mA
5V 2A
Réseau
Inv.1
Xtal

Fig. XII-9

un inverseur Inv.$_1$ ; on peut choisir comme valeurs, par exemple : Fréquences fondamentales F = 3.550, 3.650 et 7.100 kc/s (coupe AT, de préférence).

L'oscillation H.F. disponible aux bornes de $L_1$ est transmise au point A d'un inverseur Inv.$_2$ et à la grille du second élément triode 6N7 (étage doubleur ou quadrupleur de fréquence neutrodyné). L'oscillation de fréquence 2F ou 4F disponible en $L_2$ est appliquée au point B de Inv.$_2$. Généralement, on se contente d'un doublage de fréquence, étant donné les fréquences Xtal proposées.

On comprend aisément la position à donner à Inv.$_2$, suivant la bande de travail choisie.

Correctement accordés, les deux premiers étages déterminent un courant cathodique du tube 6N7 de 30 mA environ.

L'excitation H.F. est appliquée à l'amplificateur final RK28 par un petit condensateur variable $C_1$ de 100 pF (liaison électrostatique).

La modulation est injectée dans la grille suppressor par l'intermédiaire du transformateur de liaison Tr. mod. rapport 1 (impédances primaire et secondaire : 7.000 ohms).

L'amplificateur B.F. ne présente rien de spécial :

Préamplificatrice pour microphone cristal : 6F5 ;

Amplificatrice de tension : 6C5 ;

Amplificatrice finale : 6F6.

Le réglage du gain B.F. s'effectue par un potentiomètre de 500.000 ohms (grille 6C5).

Pour cette section BF, il est évidemment possible d'utiliser des tubes des séries miniatures tels que EL84 à la place de 6F6, 6C4 à la place de 6C5, et 6AV6 à la place de 6F5. Si l'on utilise un microphone à faible niveau, il y a intérêt à remplacer le tube **triode** préamplificateur (6F5 ou 6AV6) par une **pentode** 6AU6 ou EF86 ; pour les valeurs des éléments, voir nos schémas du chapitre XI.

Notons également que l'excitateur HF avec double triode 6N7 peut fort bien être remplacé par un excitateur plus complet, tel que celui de la figure V-42 ou celui de la figure V-47-A.

Les essais ont montré qu'une modulation correcte du tube RK28 est obtenue lorsque celui-ci est généreusement excité (courant grille 1 de 9 à 12 mA, réglage de l'excitation H.F. par $C_1$).

Toutes batteries de piles ou accus ont été éliminées de la partie alimentation. Les polarisations sont obtenues par résistances intercalées dans le retour —H.T.

Un premier redresseur fournissant 400 volts alimente le tube 6N7 et l'écran du RK28 ; cette tension est abaissée à 250 volts par une résistance de 6.000 ohms, pour l'alimentation du modulateur.

Un second redresseur, muni de deux valves 871 monoplaques, fournit l'alimentation anodique du tube RK28 (1.800 volts).

En radiotéléphonie (Inv.$_3$ sur PH), la grille 3 est au potentiel zéro par rapport à la masse, mais le filament est aux environs de +50 volts. De ce fait, $G_3$ est polarisée négativement à —50 volts par rapport à ce filament.

Par contre, en télégraphie (Inv.$_3$ sur CW), la grille suppressor est polarisée positivement à environ +50 volts par rapport au filament.

La manipulation s'effectue par coupure de la tension d'écran du tube RK28. Prévoir un filtre de manipulation en dérivation sur les contacts du manipulateur (filtre non représenté sur le schéma).

En téléphonie, le manipulateur est naturellement court-circuité.

Pour les valeurs des bobines $L_1$, $L_2$ et $L_3$, nous renvoyons le lecteur au paragraphe 2 du chapitre VII.

La mise en route s'effectue, selon l'habitude, en deux temps :

1° Chauffage des filaments : termer Int.$_1$ ;

2° Haute tension : fermer Int.$_2$ et Int.$_3$. Ces deux derniers interrupteurs sont jumelés et commandés en même temps. Ils permettent un passage rapide d'émission à réception, et inversement.

En régime de porteuse, le tube RK28 ainsi monté (modulation suppressor) permet une puissance de sortie de 60 watts H.F. La ventilation du tube est souhaitable.

## § 7. — Emetteur toutes bandes P.A. 813, ou CV57

Nous tenons à répéter, pour la gouverne du lecteur, les deux points suivants :

1° Tous les montages d'émetteurs radiotéléphoniques précédemment décrits peuvent être pilotés à partir d'un V.F.O., soit d'un type ordinaire (fig. V-36 et 37), soit d'un type perfectionné (fig. V-39). Il suffit d'ôter le cristal et de connecter la sortie du V.F.O. à sa place : l'ancien pilote quartz fonctionne alors en simple étage tampon.

2° Dans un autre ordre d'idées, il est possible de commander l'étage final H.F. au moyen d'un excitateur toutes bandes,

si l'on veut effectuer des changements de bandes *rapides*.

Ce dernier point fait l'objet de l'exemple que nous allons donner maintenant.

L'excitateur toutes bandes (10, 20, 40 et 80 m.) employé est celui que nous avons représenté sur la figure V-42. A son sujet, une autre remarque : au lieu de l'oscillateur E.C.O. 6SJ7 et du tampon apériodique 6V6, on pourra utiliser le V.F.O. plus perfectionné de la figure V-39. Tout ceci, pour bien montrer à l'amateur que toutes les combinaisons sont possibles, à condition de les mener intelligemment.

watts B.F. pour un taux de 100 % ; on pourra utiliser, soit le modulateur push-pull 807 décrit au § 3 F du chapitre XI, soit les modulateurs des figures XI-16 ou XI-17 de ce même chapitre. L'impédance secondaire du transformateur de modulation est d'environ 10.000 Ω.

D'autre part, on peut envisager la modulation de ce tube par la grille de commande, système qui ne nécessite qu'un matériel B.F. restreint. Voici les conditions de fonctionnement avec ce procédé de modulation : tension anodique = 2.000 V ;

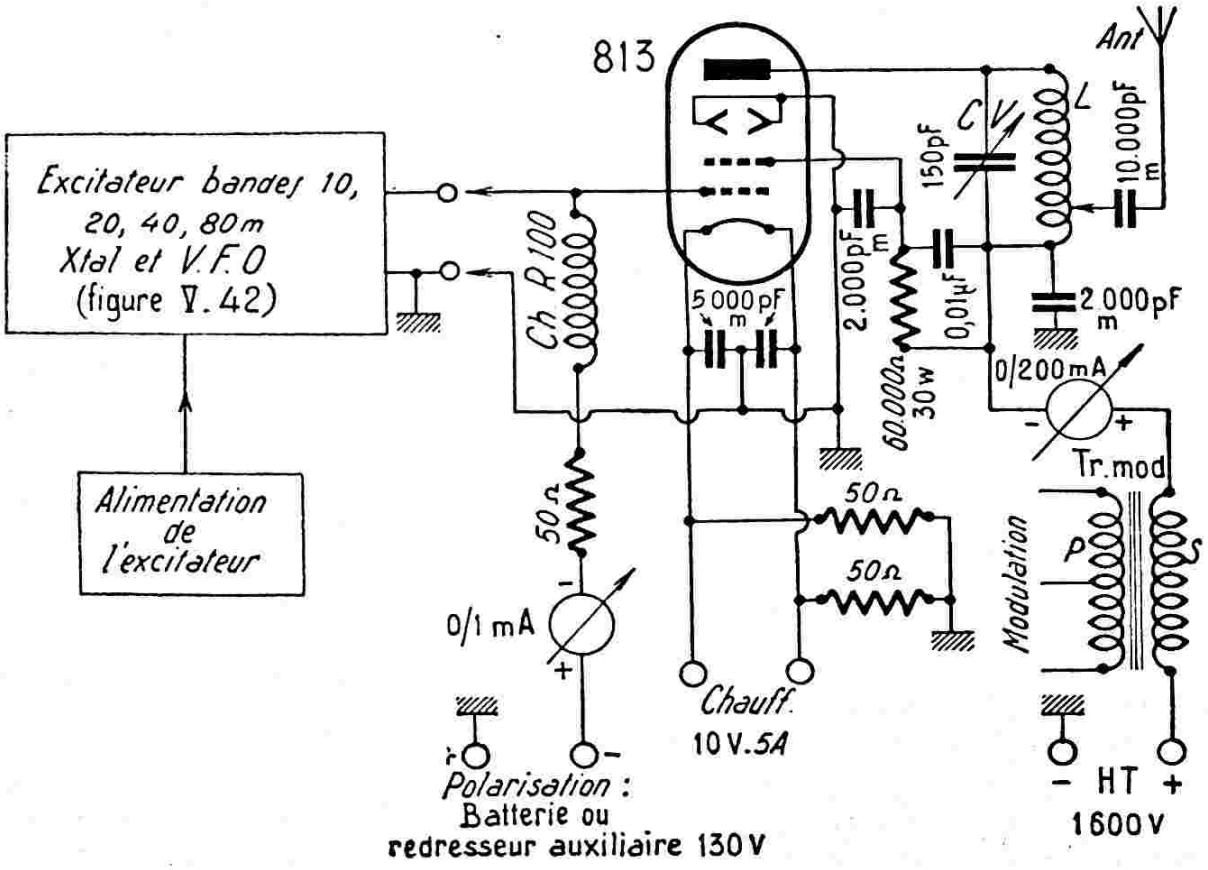



*Fig. XII-10*

L'excitateur de la figure V-42 pourra « conduire » les P.A. des émetteurs que nous avons déjà décrits ; néanmoins, pour multiplier les exemples, nous le représentons sur la figure XII-10 attaquant un étage final H.F. équipé d'un tube 813.

Nous avons représenté le tube 813 fonctionnant dans les conditions maxima et modulé par l'anode et l'écran. La puissance input est de 240 watts, et la puissance effective de sortie de 175 watts H.F. L'excitateur doit fournir une puissance telle, qu'avec la polarisation de 130 V, on ait un courant grille de 6 mA. Le modulateur doit fournir une puissance de 120

tension d'écran = 400 V ; polarisation grille = —120 V ; courant grille 3 mA ; puissance effective de sortie = 50 watts.

On détermine L suivant la bande de travail, à l'aide des tableaux du chapitre VII, § 2. La ventilation du tube P.A. est recommandée.

Rappelons enfin que, quel que soit l'émetteur construit, il est parfois nécessaire de monter en parallèle sur les bobines employées pour les bandes de fréquences peu élevées, un condensateur fixe à air : ceci, afin d'obtenir aux bornes de la bobine la capacité résultante requise, déterminée par le calcul.

**PA avec tube CV57**

Nous ne redonnerons pas un autre schéma : la construction d'un PA avec tube CV57 est identique au schéma de la figure XII-10. Nous tenions cependant à citer ce tube très en faveur parmi les amateurs. Le tube CV57 est aussi une tétrode à faisceaux dirigés ; le chauffage est indirect (cathode reliée à une extrémité du filament à l'intérieur de l'ampoule) — tension de chauffage 12,6V ; intensité 1,9A. Les plaques de concentration du faisceau sont également connectées à la cathode à l'intérieur de l'ampoule.

Voici tout d'abord les conditions d'emploi de ce tube en télégraphie : Vp = 1500 V ; Ip = 180mA ; Vg2 = 250V ; Ig2 = 10mA : donc résistance d'écran de 125kΩ 15W ; polarisation G1 = 120V ; Ig1 = 5mA. Pour l'utilisation en téléphonie, modulation plaque et écran conforme à la figure XII-10 : réduire HT à 1100 V.

Signalons aussi les conditions d'emploi du tube CV57 modulé par l'écran. La tension de plaque pourra être réglée entre 750 et 1.500 volts. Pour les autres électrodes, les tensions correspondant à ces extrêmes sont les suivantes : Vg2 = 90 et 120 volts ; Vg1 = — 105 V, dans les deux cas. D'autre part, nous avons Ig1 = 1,5 et 2mA ; modulation appliquée à l'écran par l'intermédiaire d'un transformateur de rapport 1. A l'étage final BF, un tube 6AQ5 ou EL84 suffit (étage avec contre-réaction).

Cet étage PA avec CV57 pourra être précédé (comme le PA813), soit de l'excitateur toutes bandes de la figure V-42, soit du multiplicateur de fréquence toutes bandes de la figure V-47-A, ce dernier étant lui-même précédé d'un excellent pilote VFO. Précisons, en effet, que le tube CV57 fonctionne parfaitement bien encore sur la bande 28Mc/s.

Rappelons que les tubes tétrodes de puissance à faisceaux dirigés, qu'il s'agisse du CV57, du 813, ou autre, ont une tendance marquée à l'auto-oscillation parasite. Le remède, on le sait, consiste en l'installation de petites résistances au carbone de 40Ω environ, ou de petites bobines d'arrêt, dans les connexions à la grille de commande et à l'écran ; revoir cette étude au cours du paragraphe 7 du chapitre V.

Malgré toutes précautions extérieures prises, c'est-à-dire absence de couplage inductif ou capacitif entre circuits de plaque et de grille, on constate parfois une auto-oscillation pure et simple du PA voisine de la fréquence d'accord.

Le remède consiste alors à opérer un léger neutrodynage, neutrodynage d'ailleurs recommandé sur 10, 15 et 20 m. Pour cette opération toujours prévoyante, mais parfois nécessaire, nous recommandons le montage simple de la figure V-96.

## § 8. — Break-in radiotéléphonique

On peut réaliser du « trafic rapide » en radiotéléphonie en prévoyant, par exemple, le passage d'émission à réception et inversement par la manœuvre d'un seul inverseur, cet inverseur entraînant toutes les commutations nécessaires soit directement, soit par relais. Un exemple de cette conception est donné dans la description d'une « station complète », chapitre XIV, et il permet effectivement un *trafic rapide.*

Mais on réalise dans ce cas ce que l'on pourrait appeler du « faux break-in ». En fait, nous avons vu, chapitre V, § 9, en quoi consistait exactement le break-in : le correspondant doit pouvoir *couper* l'émission qu'il écoute dès qu'il ne comprend pas certains passages du message, cas de QRM ou autre, ou s'il a une question urgente à poser, ou, d'une façon générale, dès que l'écoulement du trafic le nécessite.

DUPLEX. — Une méthode de trafic rapide radiotéléphonique très répandue est le « duplex ». Dans ce cas, émetteur et récepteur de chaque correspondant fonctionnent en *même temps,* si bien que le trafic s'écoule exactement comme dans une liaison téléphonique ordinaire.

Néanmoins, certaines précautions sont à prendre :

*a*) Blindage effectif du récepteur, afin de le soustraire le plus possible au champ H.F. intense de l'émetteur voisin ;

*b*) Suppression de l'antifading, afin d'éviter le blocage du récepteur (ligne V.C.A. connectée à la masse) ;

*c*) Choix de deux longueurs d'onde assez distantes l'une de l'autre ;

*d*) Nécessité d'avoir deux antennes différentes, évidemment (l'une pour l'émission, l'autre pour la réception) et assez distantes.

Des liaisons duplex intéressantes et facilement réalisables peuvent être faites « entre bandes » : un amateur transmet sur 40 mètres et l'autre sur 80 mètres, par exemple.

Sur la même bande, l'exploitation est un peu plus délicate (proximité des deux longueurs d'onde), mais cependant très possible : un correspondant se place à une extrémité de bande, et l'autre correspondant à l'autre extrémité.

Mais revenons au *break-in.* La coupure du correspondant se fait dans les blancs de l'émission et, dans le cas présent (radio-

téléphonie), dans les « blancs » de modulation.

En graphie, dans les « blancs » de la manipulation, l'émission est coupée automatiquement par le manipulateur ; en téléphonie, dans les « blancs » de modulation, la porteuse subsiste. Il fallait donc trouver des procédés à constante de temps assez faible, qui suppriment toute trace de porteuse dès l'absence de modulation.

**Circuit « break-in » de Southworth W5JJ.**

Ce montage permet la mise en service automatique de l'émetteur dès qu'une parole vient frapper le microphone ; aucune alimentation extérieure n'est nécessaire. Le schéma de principe est donné sur la figure XII-11.

Les bornes I et II (primaire du transformateur B.F. ordinaire Tr, rapport 1) sont connectées en dérivation sur la sortie

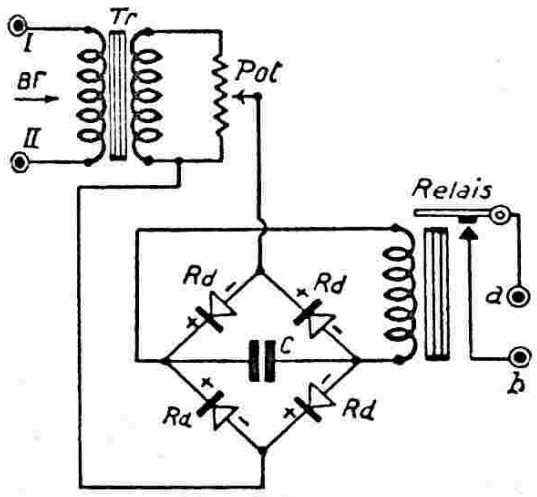



*Fig. XII-11*

de l'amplificateur B.F. Le redresseur sec, Rd, redresse la composante B.F. et permet l'alimentation en courant continu du relais.

Les bornes a et b du relais sont connectées en parallèle sur le commutateur « émission-réception » de la station, côté émission bien entendu : la fermeture du relais amenant le fonctionnement de l'émetteur (en général, fermeture des connexions point milieu/masse des transformateurs d'alimentation H.T. de l'émetteur).

Enfin, d'autre part, nous avons :

Pot. : potentiomètre de 100.000 ohms ;

Rd : redresseur sec en pont (magnésium/sulfure de cuivre, ou cuivre/oxyde de cuivre, ou sélénium, etc.) ; par exemple, Westinghouse type M5 ou M10, suivant la sensibilité du relais (5 ou 10 mA) ;

C : condensateur au papier de 0,5 µF ; on peut augmenter cette valeur pour accroître la constante de temps du système (afin d'éviter que le relais coupe entre les mots).

On doit ajuster le potentiomètre de façon à placer le niveau du fonctionnement du relais au volume sonore normal de la voix devant le microphone.

D'autre part, il y a lieu de modérer le gain B.F. du récepteur, afin que les sons émanant du haut-parleur ne viennent pas impressionner trop violemment le microphone et... enclencher le relais (autre solution : faire l'écoute du correspondant au casque).

Inutile de dire que les relais doivent être très sensibles.

Enfin, on devra utiliser un récepteur à faible constante de temps pour la ligne V.C.A. (ou encore relier la ligne antifading à la masse), le récepteur devant cesser d'être bloqué dès que l'émetteur cesse de fonctionner.

## § 9. — Emetteur commercial Géloso - type G 222 TR (OM)

Il s'agit ici d'une réalisation commerciale destinée à l'amateur. Cet émetteur permet le trafic sur toutes les bandes décamétriques (10, 15, 20, 40 et 80 m). Son schéma complet est représenté sur la figure XII-12.

La puissance-alimentation de l'étage final 6143 est de 75 watts maximum avec une puissance HF de l'ordre de 50 watts. La modulation est appliquée sur l'anode et l'écran du tube PA final 6146. En CW, la manipulation s'effectue dans la cathode du tube driver 5763. L'oscillateur-pilote V.F.O. est un montage Clapp avec tube pentode 6CL6 stabilisé par un régulateur à gaz OA2.

La section B.F. comporte un tube 12AX7 double triode en cascade en préamplificateur de microphone, puis un tube 12AU7 (un élément en amplificateur de tension et un élément en déphaseur) ; l'étage de puissance comprend deux tubes 807 en push-pull classe AB1.

Les redressements pour les HT et la polarisation sont effectués par des cellules au sélénium. L'émetteur comporte également un appareil de mesure commutable sur les divers circuits, un commutateur « émission-réception » inversant l'antenne et commutant les H.T. du récepteur et de l'émetteur, et un commutateur permettant la mise en service du V.F.O. seul pour le pré-réglage en fréquence.

Le circuit de sortie de l'étage PA/HF est du type Jones (ou circuit en $\pi$) permettant le couplage et l'adaptation à toutes antennes soit unifilaires, soit à attaque par câble coaxial (impédances comprises entre 40 et 1 000 Ω).

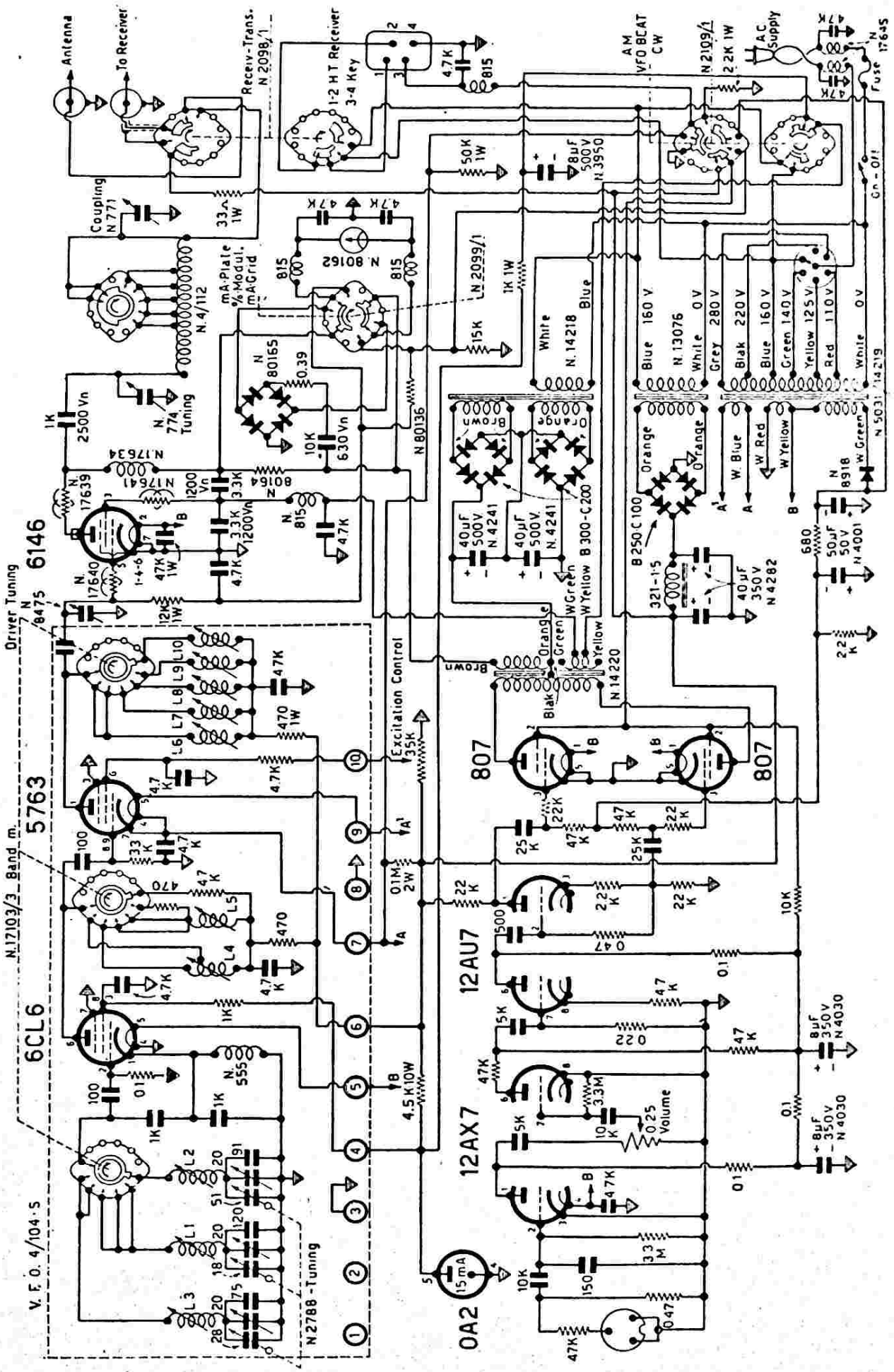

Antenna
To Receiver
Receiv-Trans. N 2098/1
1-2 HT Receiver
3-4 Key
AM VFO BCAT CW
N 2109/1
2.2K 1W
AC Supply
Fuse
Coupling N 771
N 4/112
mA-Plate
% Modul.
mA-Grid
N 80162
N 2099/1
N 80165
N 80136
N 774 Tuning
N 17634
N 17639
N 17641
N 17640
6146
Driver Tuning N 8475
N 17103/3 Band m.
5763
6CL6
V. F. O. 4/104-S
N 2788 - Tuning
Excitation Control
807
12AU7
12AX7
0A2
15 mA
Volume
N 14218
N 13076
N 14220
B 300-C200
B 250-C100
N 5031/14219
N 8918
N 4001
N 4282
N 4030
N 4241
N 3950
N 8475
N 555
Blue
White
Brown
Orange
Green
Yellow
Blak
Grey
Red
W. Blue
W. Red
W. Yellow
W. Green
Gn - Off

*Fig. XII-12*

## § 10. — L'émetteur type « TSR 21 » toutes bandes (OM)

Cet émetteur — type TSR 21 — permet le trafic sur toutes les bandes décametriques, c'est-à-dire sur les bandes 10, 15, 20, 40 et 80 mètres, avec la puissance maximum autorisée de 100 watts.

La figure XII-13 nous montre le schéma fonctionnel simplifié de cet émetteur. Nous allons étudier séparément chaque partie et nous en donnerons les schémas détaillés correspondants Chaque schéma aura des lettres ou des chiffres repères cerclés et l'on pourra ainsi reconstituer le schéma de l'ensemble-émetteur sans erreurs possibles en reliant les connexions portant les mêmes numéros.

quement par la manœuvre d'un commutateur multiple à 5 circuits et 5 positions : 3,5, 7, 14, 21 et 28 Mc/s. Nous utilisons 4 tubes tétrodes 6AQ5 et 1 tube pentode EL84 dont voici les fonctions étage par étage. La sortie du VFO est reliée à l'entrée D de notre groupe excitateur-multiplicateur au moyen d'un câble coaxial (type 75 Ω télévision !). Le premier étage 6AQ5 I (fig. XII-14) fonctionne en simple étage tampon « regonflant » l'oscillation appliquée (oscillation bande 3,5 Mc/s disponible à la sortie du pilote). Nous retrouvons donc cette oscillation bande 3,5 Mc/s amplifiée aux bornes du circuit anodique $L_1$ $C_1$ du tube 6AQ5-I.

Pour le trafic bande 3,5 Mc/s, le commutateur multiple canalise l'oscillation disponible sur l'étage final EL84 de l'excita-

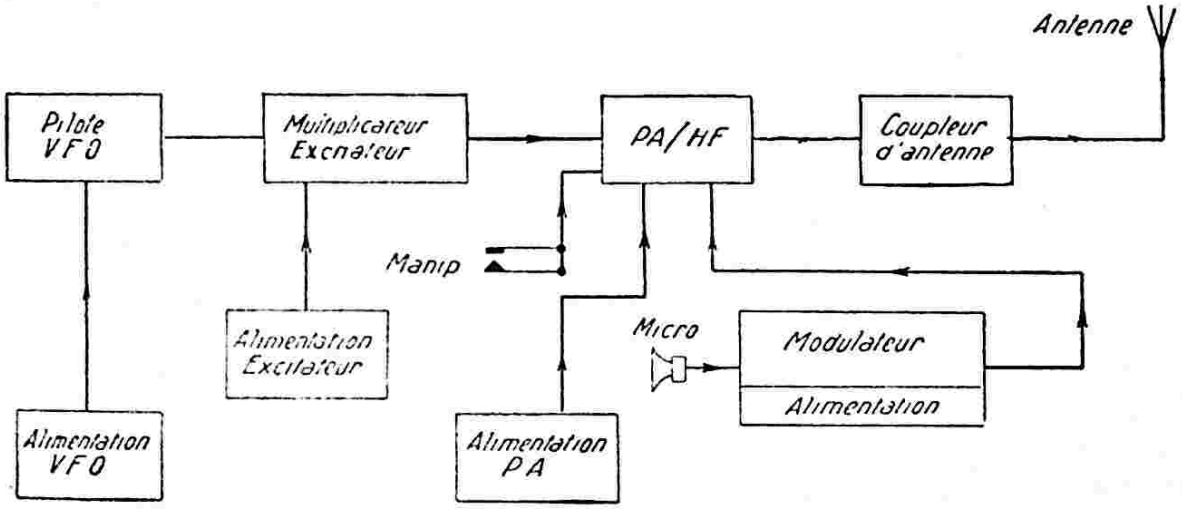



*Fig. XII-13*

### PILOTE VFO

Il s'agit du même pilote VFO que celui utilisé dans l'émetteur décrit au § 12 de ce chapitre. Nous n'insistons donc pas davantage ; nous nous limiterons à rappeler que le schéma général de ce VFO a été donné sur la figure V-39 (avec toutes indications utiles pour la réalisation pratique) et que l'adjonction du relais de commande du VFO est représenté sur la figure XII-29. Les tubes utilisés sont également les correspondants modernes EF86, EF86, 6C4 et 6AQ5 ; aucune valeur des éléments n'est à modifier par ailleurs. L'alimentation est représentée également sur la figure XII-28.

### MULTIPLICATEUR DE FREQUENCE EXCITATEUR

Le schéma d'ensemble du multiplicateur réalisé est donné sur la figure XII-14. Le passage d'une bande à l'autre se fait unieur. Pour toutes les autres bandes, cette oscillation est envoyée sur la grille du second étage 6AQ5-II qui fonctionne en doubleur de fréquence.

Une oscillation dans la bande 7 Mc/s est disponible aux bornes du circuit anodique $L_2$ $C_2$.

Pour le trafic bande 7 Mc/s, le commutateur multiple canalise cette oscillation directement sur la grille de l'étage final EL84 du multiplicateur. Pour toutes les autres bandes de fréquences supérieures, cette oscillation est appliquée sur le troisième étage 6AQ5-III. Cet étage est utilisé pour le trafic dans les bandes 14, 21 et 28 Mc/s :

a) Pour la bande 14 Mc/s, il fonctionne en doubleur de fréquence ; il double l'oscillation 7 Mc/s appliquée sur sa grille. L'oscillation 14 Mc/s apparaissant aux bornes $L_3$ $C_3$ est canalisée sur l'étage de sortie EL84.

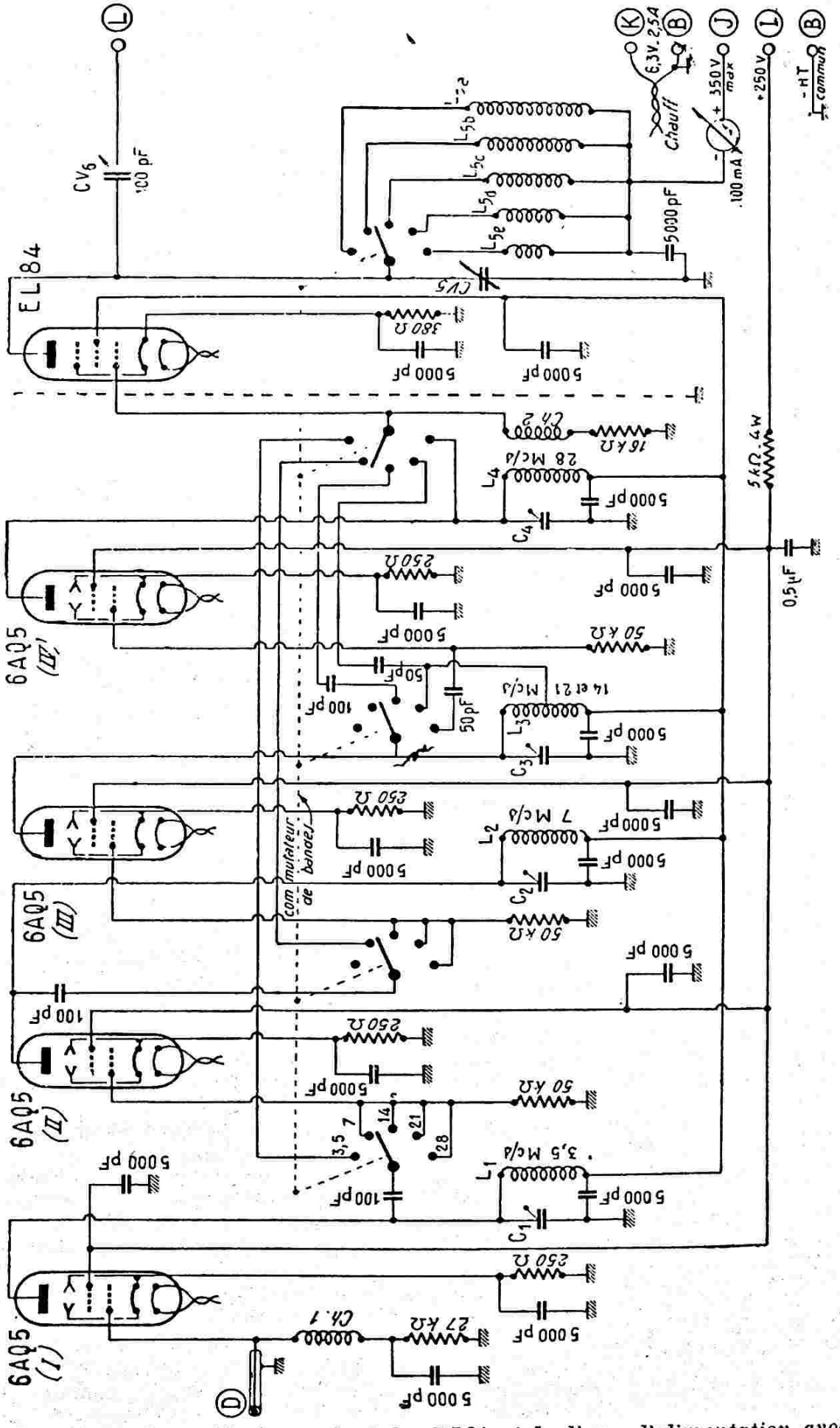



FIG. XII-14. — *La grille-écran du tube EL84 et la ligne d'alimentation anodique des tubes 6AQ5 sont à relier à la ligne I (+ 250 V)*

b) Pour la bande 21 Mc/s, il fonctionne en tripleur de fréquence ; il multiplie par 3 l'oscillation 7 Mc/s appliquée sur sa grille. L'oscillation 21 Mc/s apparaissant aux bornes de $L_3$ $C_3$ ($L_3$ étant en partie court-circuitée pour obtenir la résonance sur 21 Mc/s) est dirigée sur l'étage de sortie EL84.

c) Pour la bande 28 Mc/s, cet étage fonctionne de nouveau en simple doubleur (comme en a), mais l'oscillation 14 Mc/s disponible aux bornes de $L_3$ $C_3$ est appliquée sur la grille de l'étage suivant 6AQ5-IV fonctionnant en doubleur de fréquence à son tour. Une oscillation dans la bande 28 Mc/s est donc mise en évidence dans le circuit anodique, aux bornes de $L_4$ $C_4$, et appliquée à la grille de l'étage de sortie EL84.

Les quatre premiers tubes (6AQ5) fonctionnent, comme il se doit, en classe C archipolarisée et à faible régime. Pour exciter correctement l'étage P.A. qui suit le multiplicateur, il est nécessaire de disposer d'une oscillation d'amplitude convenable dans la bande considérée. C'est le rôle de l'étage EL84 qui fonctionne en amplificateur tampon, classe C, pour toutes les bandes. La commutation des bobines $L_6$, selon la bande de travail, s'effectue toujours par le commutateur multiple unique. Il convient de parfaire la résonance du circuit anodique, sur la **fréquence** de trafic, en réglant $CV_5$ (minimum de courant anodique accusé par le milliampèremètre). Par ailleurs, le condensateur variable à air $CV_6$ permet de doser l'excitation appliquée à l'étage H.F./P.A. de l'émetteur.

La tension anodique de l'étage EL84 est de 350 volts maximum. Par ailleurs, en fonctionnement normal de cet étage, on a : $Vg_2 = 250$ V ; $Ig_2 = 7$ mA environ ; $Ia = 45$ mA environ. Un milliampèremètre intercalé, au moment de la mise au point, entre la résistance de grille de 16 kΩ et la masse, devra indiquer un courant de l'ordre de 5 mA. Ainsi, compte tenu de la polarisation cathodique de sécurité, on aura : $Vg_1 = -100$ V environ. De cette façon, cet étage est capable de fournir une puissance de sortie approximative de 8 watts H.F. ...de quoi exciter correctement un P.A. même « gourmand », sur n'importe quelle bande.

Du point de vue disposition pratique, voici à titre de suggestion, le montage adopté. Ce multiplicateur de fréquence a été câblé sur un châssis rectangulaire très allongé, en respectant la disposition indiquée sur le schéma théorique de la figure XII-14. Le panneau avant est fixé sur un bout (l'un des côtés étroits du rectangle), si bien que le châssis se présente « en long » (et non pas en « large »).

L'étage de sortie EL84 est monté tout de suite contre le panneau avant et les autres étages en file indienne d'avant en arrière. L'entrée de l'appareil se trouve donc à l'arrière et la sortie à l'avant. Cette disposition est motivée par les faits suivants :

Le milliampèremètre doit être sur le panneau avant. De plus, et surtout, les commandes de $CV_5$ et de $CV_6$ doivent être sorties sur le panneau avant. Tandis que les autres réglages ($C_1$, $C_2$, $C_3$ et $C_4$) sont faits, une fois pour toutes, au moment de la mise au point.

En conséquence, pour avoir des connexions courtes, l'étage EL84 est monté le plus près possible du panneau avant et séparé des autres étages par un blindage en aluminium (pointillés sur la figure).

Sur le panneau avant, se trouve également le bouton de commande du commutateur de bandes. Ce commutateur comprend 5 galettes en stéatite (5 positions chacune). Chaque galette doit être placée en regard de l'étage à commuter, ceci dans le but de faire des connexions courtes ; des entretoises de longueur convenable maintiennent les galette en position correcte. En d'autres termes, le commutateur multiple traverse le châssis sur presque toute sa longueur ; il est fixé, d'une part, par le canon fileté de l'axe (au panneau avant et, d'autre part, à l'aide d'une petite équerre à l'extrémité opposée (sur l'arrière du châssis). Une fois de plus, le montage pratique respecte la disposition montrée sur le schéma de principe.

Le contacteur, par lui-même, doit être très aéré. Dans son câblage, éviter les fils collés au châssis ; mais, au contraire, câbler très dégagé, de façon à minimiser les capacités parasites qui risqueraient de perturber le bon fonctionnement de l'appareil.

Comme nous l'avons déjà dit, à part le circuit de sortie $L_5$ $CV_5$, tous les autres circuits s'ajustent une fois pour toutes, à la mise au point, vers le milieu de la bande considérée. Nous allons donner, ci-dessous, les caractéristiques de ces divers circuits.

$L_1$ = 40 spires, écartement entre spires de 3 mm, sur mandrin en carton bakélisé de 40 mm de diamètre ; à accorder vers 3,6 Mc/s par $C_1$.

$L_2$ = 26 spires, écartement entre spires de 3 mm, sur mandrin en carton bakélisé de 40 mm de diamètre à accorder vers 7,1 Mc/s par $C_2$.

$L_3$ = 12 tours sur un mandrin lisse en stéatite de 20 mm de diamètre ; longueur de l'enroulement : 40 mm environ ; prise

à 5 1/2 tours comptés à partir du côté plaque. Ce circuit est à accorder, par $C_3$, vers 14,2 Mc/s pour la bande 20 m, et vers 21,3 Mc/s pour la bande 15 m. Bien entendu, ces deux accords doivent avoir lieu pour le **même réglage** de $C_3$. Avec la position indiquée pour la prise sur le bobinage (5 1/2 tours court-circuités), on arrive facilement à ce résultat en agissant, le cas échéant, sur l'écartement entre spires des deux portions du bobinage.

$L_4$ = 5 tours, écartement de 3 mm entre spires, sur un mandrin en stéatite de 20 mm de diamètre ; à accorder vers 29 Mc/s par $C_4$.

$L_{5a}$ = identique à $L_1$.

$L_{5b}$ = identique à $L_2$.

$L_{5c}$ = identique à $L_3$, c'est-à-dire 12 tours.

$L_{5d}$ = identique à $L_6$, mais avec 6 1/2 tours seulement.

$L_{5e}$ = identique à $L_4$.

L'accord précis à la résonance des bobines $L_5$ sur la fréquence de trafic (selon la bande) s'effectue par le manœuvre de $CV_5$ (déviation minimum accusée par le milliampèremètre).

Pour tous ces bobinages, le fil employé est du fil de cuivre émaillé de 12/10 de mm de diamètre.

D'autre part, nous avons :

$C_1$ = $C_2$ = condensateur ajustable à air de 100 pF ;

$C_3$ = $C_4$ = condensateur ajustable à air de 50 pF ;

$CV_5$ = condensateur variable à air, bâti stéatite, de 100 pF.

$CV_6$ = dosage de l'excitation transmise au PA ; identique à $CV_5$.

Il est possible d'adopter des condensateurs à faible interlame, les risques d'amorçage d'étincelles étant restreints dans les conditions de fonctionnement exposées.

Enfin, nous avons :

$Ch_1$ = $Ch_2$ = bobine d'arrêt 2,5 mH type National R 100. Tous les condensateurs fixes d'une capacité égale ou inférieure à 5 000 pF sont obligatoirement du type mica au céramique.

La mise au point de ce multiplicateur de fréquence est donc relativement facile ; il suffit de régler chaque circuit sur les fréquences approximatives (milieux de bandes) indiquées précédemment.

Pour cela on commence par la bande la plus basse en fréquence (3,5 Mc/s), puis on règle successivement étage par étage en tournant chaque fois le commutateur dans la position correspondante. La fréquence de réglage est évidemment donnée par notre VFO connecté à l'entrée.

Naturellement, il faut bien faire attention de ne pas se tromper sur le rang de l'harmonique à sélectionner. Pour cela, une vérification à l'ondemètre à absorption est indispensable. Ce contrôle élémentaire étant exécuté, il suffit de chercher à obtenir le maximum d'éclat d'une boucle de Hertz couplée à la bobine de l'étage à accorder, ceci en réglant le condensateur ajustable associé à ladite bobine.

L'alimentation de ce multiplicateur excitateur n'offre rien de particulier ; elle est représentée sur la figure XII-15. Les connexions MB sont utilisées, nous le verrons plus loin, pour la mise en service de l'ensemble de l'émetteur à partir du tableau de commande. Cette alimentation doit être montée sur un châssis séparé, différent du châssis du multiplicateur-excitateur.

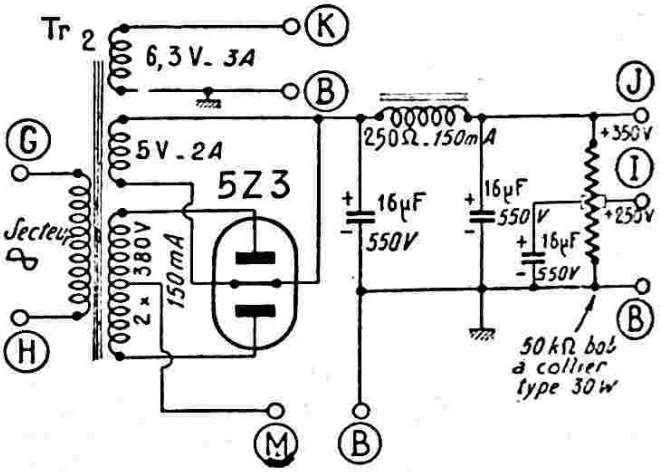



*Fig. XII-15*

## ETAGE HF DE PUISSANCE (PA)

Le rôle de l'étage PA est d'amplifier au maximum l'oscillation HF provenant des étages précédents. Cette amplification est évidemment fonction du type de tube équipant cet étage final ; en d'autres termes, la puissance de l'émetteur dépend uniquement des caractéristiques du tube de l'étage PA.

C'est aussi sur cet étage que l'on applique la manipulation (signaux Morse) ou la modulation. Les oscillations HF amplifiées (manipulées ou modulées) sont ensuite envoyées dans l'antenne pour être rayonnées.

Notre étage PA est équipé d'un tube 4D32 dont le brochage est montré sur la

figure XII-16. Nous en donnons ci-dessous les conditions **maxima** d'emploi dans les deux fonctions qui nous intéressent :

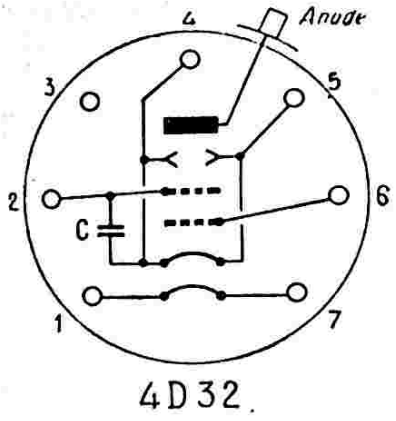



*Fig. XII-16*

1° **En télégraphie :** $V_a$ = 600 V ; $V_{g2}$ = 300 V ; $V_{g1}$ = — 100 V ; $I_a$ = 215 mA ; $I_{g2}$ = 30 mA ; $I_{g1}$ = 10 mA ; R écran = 10 000 Ω 10 W.

2° **En téléphonie :** modulation appliquée sur la plaque et l'écran : $_a$ = 550 V ; $V_{g1}$ = — 100 V ; $I_{g1}$ = 6 mA ; $I_{g2}$ = 17 mA ; $I_a$ = 175 mA ; R écran = 15 000 Ω 10 W.

En télégraphie, la puissance alimentation maximum $V_a . I_a$ est donc de 129 watts donnant une puissance utile haute fréquence de 100 watts environ.

En téléphonie, la puissance alimentation maximum $V_a . I_a$ est de 96 watts donnant une puissance utile HF de l'ordre de 70 watts.

Autres caractéristiques du tube 4 D 32 :
Capacité interne grille-plaque = 0,27 pF ;
Fréquence maximum d'utilisation = 60 Mc/s ;
Puissance anodique dissipée maximum = 50 watts ;
Chauffage = 6,3 V 3,75 A.

On notera aussi la présence d'un condensateur de découplage entre écran et cathode à l'intérieur du tube, ainsi que les deux sorties de cathode (1).

Le schéma de notre étage final PA est représenté sur la figure XII-17.

L'excitation HF émanant du groupe multiplicateur est appliquée sur la grille de commande du tube 4D32 (ligne L).

Le circuit anodique de sortie est constitué par $L_1$ et $CV_1$. La bobine $L_1$ est amovible ; elle est montée sur deux colonnettes en stéatite à bornes. On place la bobine $L_1$ correspondant à la bande de trafic choisie ; nous donnerons plus loin les caractéristiques de ces bobines.

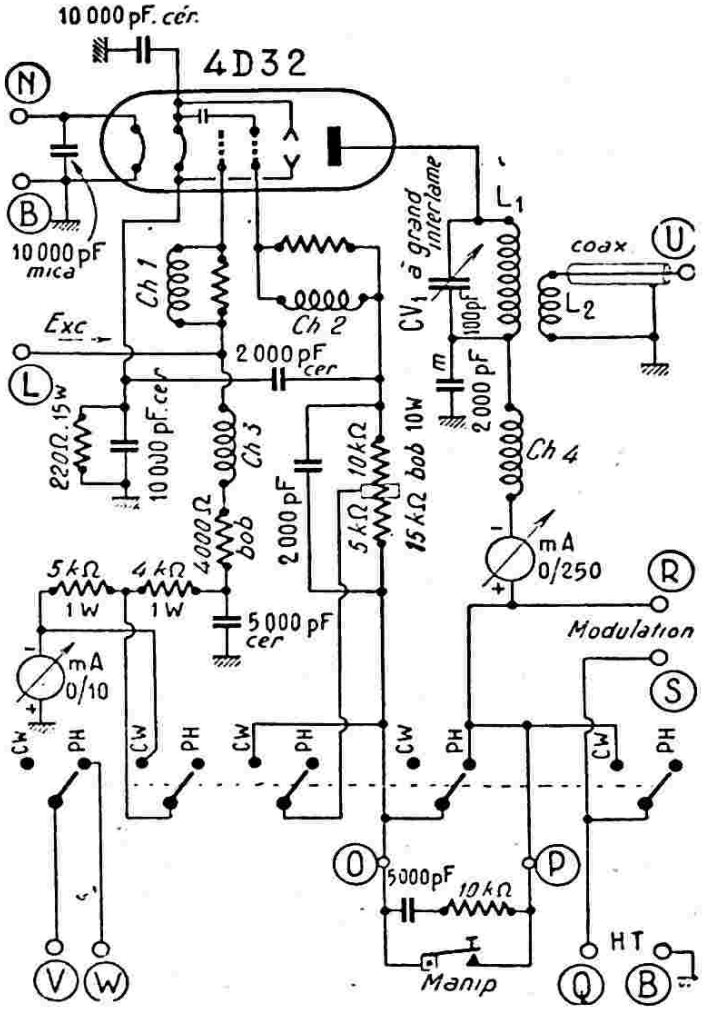



*Fig. XII-17*

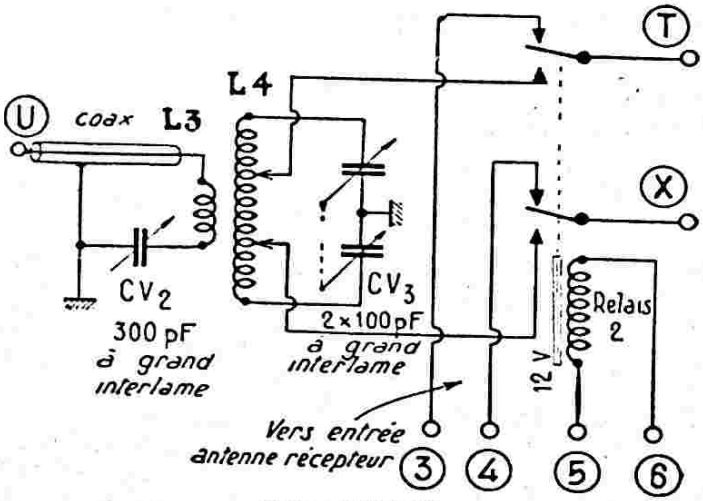



*Fig. XII-18*

La bobine $L_2$, enroulée autour de $L_1$ côté « froid » effectue le transfert de l'énergie HF au circuit de couplage d'antenne (fig. XII-18) par l'intermédiaire d'un câble coaxial U.

(1) Tube 4D32, fabriqué par Raythéon. Mandataire en France : S.A. Tranchant-Electronique, 22 bis, rue de Terre-Neuve, à Paris (20e).

Les bobines d'arrêt $Ch_1$ et $Ch_2$ sont destinées à éviter des auto-oscillations à fréquence élevée ; elles sont constituées par 5 tours de fil isolé bobinés sur le corps d'une résistance au carbone de 10 000 Ω.

D'autre part, $Ch_3$ = $Ch_4$ = bobine d'arrêt 2,5 mH type R 100 National.

Un milliampèremètre (0/10 mA) est intercalé dans le circuit de grille ; il mesure le courant de grille (dosage de l'excitation par réglage $CV_6$ figure XII-14).

Un autre milliampèremètre intercalé dans le circuit de plaque (0/250 mA) permet de régler le circuit $L_4$ $CV_1$ à la résonance et de vérifier la charge apportée par l'antenne.

La manipulation s'effectue par coupure de l'alimentation de l'écran du tube de puissance. Le manipulateur muni de son filtre (5 000 pF + 10 kΩ) se branche aux douilles O et P.

La modulation est appliquée sur l'anode et l'écran ; la sortie de l'amplificateur BF de modulation se relie aux bornes RS.

Le passage de « télégraphie » (CW) à « téléphonie » (PH) s'effectue par la manœuvre d'un inverseur multiple à 5 circuits, 2 positions, sur galette de stéatite. Toutes les commutations nécessaires sont effectuées par cet unique bouton : commande du modulateur (lignes V W), modifications des résistances de grille de commande et de grille écran, etc... Il suffit simplement, par ailleurs, de ré-ajuster l'intensité de grille de commande à la valeur convenable, par la manœuvre de $CV_6$ (sortie de l'excitateur). Lectures à obtenir au milliampèremètre de grille :

10 mA en CW ;
6 mA en PH.

Le circuit de couplage d'antenne, du type parallèle, est réprésenté sur la figure XII-18. Pour les dimensions de l'antenne que nous allons donner, le circuit de couplage $L_4$ $CV_3$ est en montage parallèle **pour toutes les bandes** de 3,5 à 28 Mc/s.

L'antenne, type Lévy, représentée sur la figure XII-19, convient aussi pour toutes les bandes.

En voici les dimensions :

Longueur totale AB = 41,60 m ; coupure centrale au point C par des isolateurs Pyrex ; isolateurs d'extrémités, type Pyrex également. Longueur CD du feeder bifilaire = 20,40 m.

Antenne et feeder sont réalisés en fil de cuivre émaillé de 16/10 de mm. L'écartement entre les deux fils du feeder est de 13 cm ; cet écartement est maintenu constant de loin en loin par quelques barrettes de polyéthylène. Les arrivées T et X du feeder sont évidemment à relier aux bornes du même nom du circuit de couplage (fig. XII-18).

A la sortie du circuit de couplage, nous avons un relais bipolaire inverseur (Rel. 2) sur stéatite. Ce relais est excité en position « émission » et l'antenne est alors connectée sur l'émetteur (circuit de couplage).

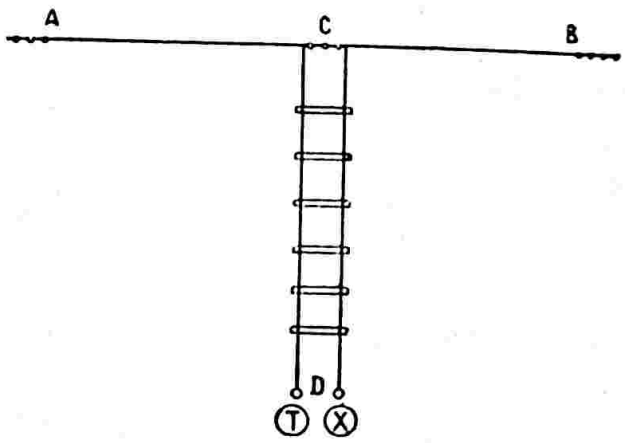



*Fig. XII-19*

En position « réception », le relais n'est plus excité ; il se décolle et commute l'antenne sur l'entrée symétrique du récepteur de trafic par le bifilaire 3-4. L'excitation du relais (provenant du même redresseur que celle du relais 1 du pilote VFO) est appliquée par la ligne 5-6.

Passons maintenant aux caractéristiques des bobinages $L_1$, $L_2$, $L_3$, $L_4$, selon la bande de trafic :

**Bande 80 m :**

$L_1$ = 30 tours ; fil de cuivre de 20/10 de mm ; écartement entre spires égal au diamètre du fil ; mandrin stéatite de 64 mm de diamètre.

$L_2$ = 10 tours de même fil, bobinés jointifs, sur une forme de 74 mm de diamètre intérieur, et glissée sur $L_1$, côté froid.

$L_3$ = 10 tours de même fil, bobinés jointifs, sur une forme de 50 mm de diamètre intérieur, placée à l'intérieur de $L_4$ et au milieu.

$L_4$ = 24 tours, sur air, diamètre intérieur 64 mm ; bobinage réalisé en tube de cuivre de 4 mm de diamètre ; écartement de 4 mm entre spires. Les spires sont maintenues rigides entre elles, les unes par rapport aux autres, au moyen de quatre plaquettes de polystyrènes percées de trous. Pour cette bande 80 m, cette bobine $L_4$ doit, en outre, comporter une capacité fixe à air de 75 pF connecté à ses extrémités.

**Bande 40 m :**

$L_1$ = 12 tours. Les autres caractéristiques sont celles que nous avons indiquées précédemment ; nous ne le répéterons pas chaque fois.

$L_2$ = 6 tours.
$L_3$ = 6 tours.
$L_4$ = 6 tours.
$L_5$ = 18 tours.

**Bande 20 m :**

$L_1$ = 8 tours.
$L_2$ = $L_3$ = 3 tours.
$L_4$ = 10 tours.

**Bande 15 m et 10 m :**

$L_1$ = 4 tours.
$L_2$ = $L_3$ = 2 tours.
$L_4$ = 6 tours.

On trouve l'accord, soit sur 10 m, soit sur 15 m, uniquement par la manœuvre de $CV_1$ (fig. XII-17) et de $CV_3$ (fig. XII-18).

Terminons avec notre étage PA, en examinant son alimentation représentée sur la figure XII-20. La haute tension maximum délivrée (bornes BQ) est de 600 volts.

Le primaire de $Tr_1$ est évidemment prévu pour la tension normale du réseau dont on dispose (120 ou 220 volts) ; le secondaire délivre 2 × 650 V pour la tension normale (non dévoltée) au primaire.

Le filtre HT est à bobine en tête ($SF_1$) et comporte des condensateurs au papier.

A la sortie, se trouve une résistance de saignée (bleeder) de 10 000 Ω 50 W bobinée.

Le transformateur $Tr_3$ assure le chauffage des deux valves 5R4 (montées en monoplaque) ; le transformateur $Tr_2$ fournit le chauffage au tube 4 D 32 de l'étage PA (fils N et B). Aucun redresseur de polarisation pour le PA n'a été prévu. Est-il nécessaire de préciser que cette polarisation est obtenue automatiquement par effet cumulatif des résistances de cathode et du circuit de grille de commande du tube 4 D 32 (fig. XII-17).

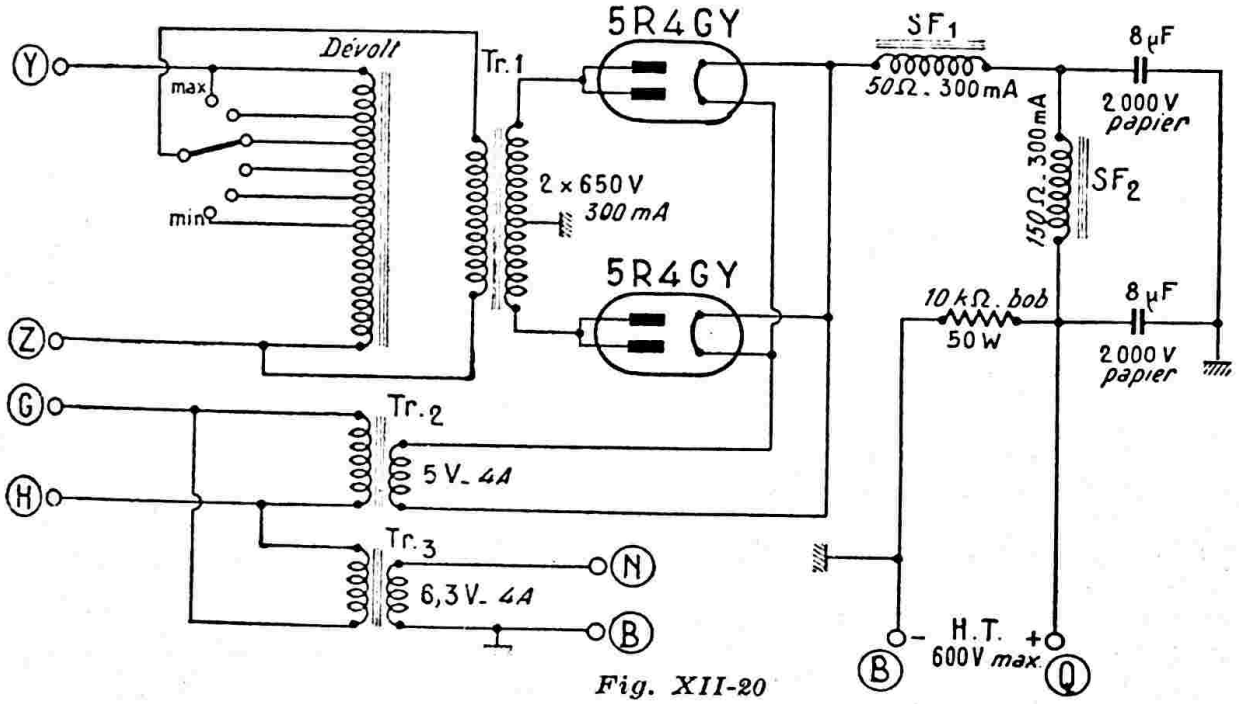



*Fig. XII-20*

**Remarques :**

1° La longueur du coaxial reliant $L_2$ à $L_3$ peut être quelconque.

2° Le condensateur $CV_2$ (fig. XII-18) est utile pour l'équilibrage du circuit de couplage : liaison du circuit anodique $L_1$ $CV_1$ qui est asymétrique au circuit d'antenne $L_4$ $CV_2$ qui, lui, est symétrique.

3° Nous avons utilisé un procédé de manipulation extrêmement simple. Néanmoins, les « mordus » de la graphie pourront très bien adopter un procédé de manipulation plus perfectionné : par blocage de grille ou par tube-clamp.

Bien entendu, l'alimentation (fig. XII-20) est montée sur un châssis parfaitement séparé de l'amplificateur HF-PA.

## MODULATEUR

Il ne s'agit pas d'un amplificateur BF ayant de hautes prétentions... visant la haute fidélité, par exemple. Mais c'est tout de même un amplificateur BF de bonne qualité permettant d'obtenir environ 80 watts modulés en puissance maximum, c'est-à-

dire plus qu'il nous en faut. En effet, théoriquement, en signaux B.F. sinusoïdaux, il nous faut 50 watts modulés pour une alimentation du P.A. à 100 watts. Nous avons donc une large marge de sécurité, une bonne réserve d'amplification, et comme nous serons loin de travailler à la puissance maximum de modulateur, nous aurons donc le minimum de distorsions.

Le schéma général de cet amplificateur B.F. est donné sur la figure XII-21. Deux entrées sont prévues, l'une pour un microphone piézoélectrique, l'autre pour un pick-up piézoélectrique également. Chacun de ces organes se règle séparément, respectivement par les potentiomètres $P_1$ et $P_2$ (niveau de modulation).

La préamplification pour le microphone est assurée par le tube pentode EF86. Pour cet étage principalement, les retours à la masse se font en un seul point commun, à proximité immédiate de la fiche coaxiale d'entrée du microphone, et sans boucle magnétique (ceci afin d'éviter tout accrochage HF ou ronflement).

L'étage suivant,, équipé d'une double triode ECC82, éléments en cascade, assure l'amplification de tension. Le condensateur $C_4$ de 4,7 pF est destiné à empêcher la tendance à l'auto-oscillation des deux éléments triodes ECC82 (1). Le potentiomètre $P_3$ permet de régler la courbe de réponse « amplitude-fréquence » vers les aiguës.

Nous avons ensuite le tube ECC82 (2) remplissant les fonctions de déphaseur et de redresseur de polarisation. La première triode inverse la phase des signaux fournis par la seconde triode du tube précédent ECC82 (1). La symétrie est corrigée dans les conditions variables du fonctionnement grâce à une contre-réaction sortie-entrée de cet élément triode déphaseur (résistance de 1 MΩ).

La deuxième section du tube ECC82 (2) est connectée en diode (grille reliée à la cathode) et redresse une tension de 50 volts eff. délivrée par une enroulement spécial du transformateur d'alimentation. La tension redressée négative obtenue est utilisée pour la polarisation des grilles de l'étage final push-pull (— 44 V à ajuster par la résistance à collier $R_4$).

L'étage final comporte deux tubes EL34 en push-pull, réglés en classe B sans courant de grille, avec $V_a$ = 800 V et $V_{g2}$ = 400 V **à pleine charge.** Le réglage de la polarisation est très important, car il exerce une grande influence sur le taux de distorsion. Cette polarisation **sera donc soigneusement** ajustée à — 44 V comme indiqué, et l'on vérifiera ensuite que le courant anodique de repos (sans signal) est bien de 40 mA pour les deux tubes EL34 (2 × 20 mA).

La résistance de 750 Ω dans les écrans et les résistances de 1 kΩ dans les grilles sont destinées à éviter toute tendance à l'auto-oscillation.

Une boucle de contre-réaction du secondaire du transformateur de sortie à la cathode de la seconde triode ECC82 (1) réduit les distorsions totales aux environs de 1 % pour les puissances normales d'utilisation.

L'alimentation est montée sur le même châssis que l'amplificateur BF proprement dit. On utilise un redresseur en doubleur de tension pour les anodes EL34. Le filtre est à bobine d'entrée $SF_1$ (noyau de 28 × 28 mm ; 550 tours de fil de cuivre 4/10 de mm) ; ce qui améliore la régulation de la tension pour l'étage classe B.

D'autre part, nous avons $SF_2$ = 8 à 10 H, 280 Ω, 100 mA.

Le transformateur d'alimentation Tr.Al. présente les caractéristiques suivantes :

Primaire = selon tension du secteur (120 ou 220 V).

Secondaires :

I = 5 V 2 A.
II = 450 V 500 mA.
III — 5 V 2 A.
IV = 6,3 V à point milieu 5 A.
V = 50 V 20 mA.

Le transformateur de sortie Tr. S. Section du noyau (56 × 32 mm) offre les impédances suivantes :

Primaire P = 10 kΩ de plaque à plaque

Secondaire S = 15 Ω.

Le transformateur de modulation Tr. Mod. présente les impédances suivantes :

Primaire P = 15 Ω.

Secondaire S = 3 200 Ω.

Ce dernier secondaire doit pouvoir supporter une intensité de 192 mA. La section du noyau magnétique est de 65 × 65 mm ; prévoir un léger entrefer dans le circuit magnétique pour éviter la saturation.

La modulation est appliquée à l'étage PA-HF par la ligne RS.

Le transformateur de modulation Tr. Mod. a été représenté sur la figure XII-21 pour une meilleure compréhension du dessin. Pratiquement ce transformateur est monté sur le châssis de l'étage PA (figure XII-17, bornes RS), et c'est la ligne 7-8 (impédance 15 Ω) qui est « longue » et effectue la liaison du modulateur vers le PA.

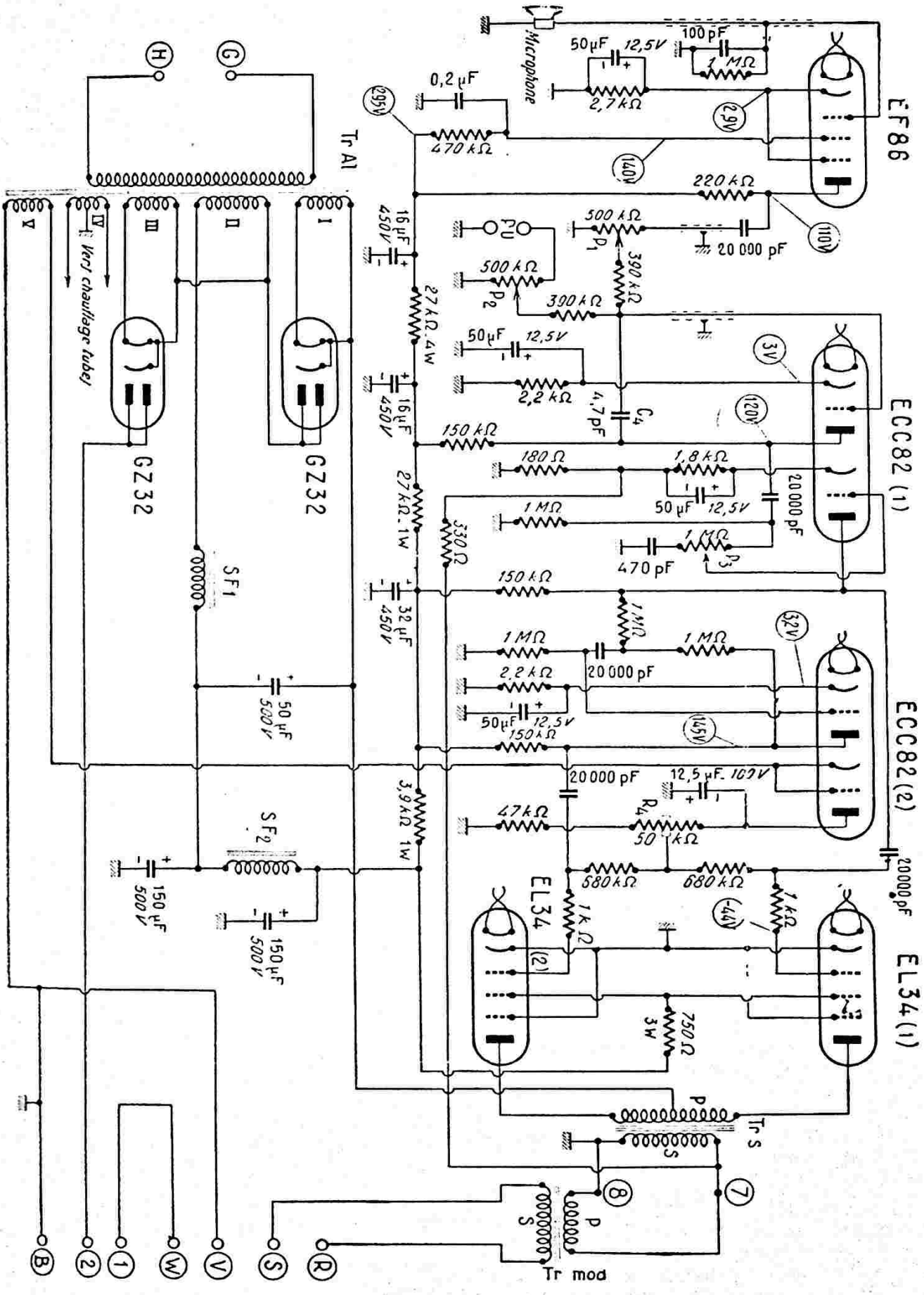

Microphone
EF86
ECC82 (1)
ECC82 (2)
EL34 (1)
EL34 (2)
Tr Al
Tr S
Tr mod
GZ32
GZ32
SF1
SF2
Vert chauffage tubes
PU
0,2 µF
470 kΩ
50 µF 12,5V
100 pF
1 MΩ
2,7 kΩ
220 kΩ
500 kΩ
20 000 pF
390 kΩ
2,2 kΩ
4,7 pF
150 kΩ
180 Ω
1,8 kΩ
1 MΩ
470 pF
330 Ω
27 kΩ 4W
27 kΩ 1W
16 µF 450V
32 µF 450V
50 µF 500V
150 µF 500V
3,9 kΩ 1W
47 kΩ
680 kΩ
1 kΩ
750 Ω 3W
12,5 µF 100V
20 000 pF
H
G
B
2
1
W
V
S
R
8
7

*Fig. XII-21*

Les lignes VW 1-2 permettent la coupure de l'alimentation HT du modulateur : la première par l'inverseur CW/PH de l'étage PA ; la seconde à partir du tableau de commande « Emission-Réception » que nous allons voir maintenant.

## DISTRIBUTION ELECTRIQUE ET COMMANDE EMISSION-RECEPTION

Les détails de cette partie sont représentés sur la figure XII-22, figure suffisamment explicite pour se passer de commentaires.

Le passage d'émission E à réception R (et inversement) s'effectue à l'aide d'un unique inverseur à galette en stéatite 6 circuits, 2 positions.

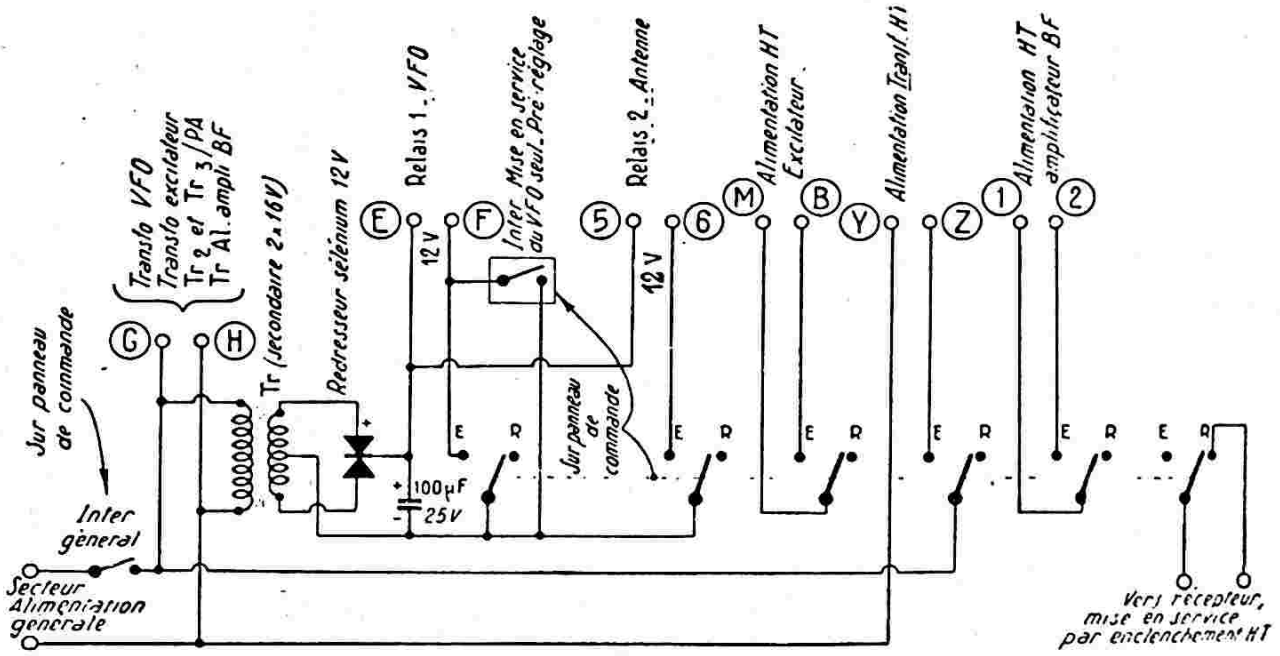



*Fig. XII-22*

L'excitation des deux relais (VFO et antenne) est fournie par un redresseur auxiliaire (transformateur à secondaire 2 × 16 V et redresseur au sélénium). Un interrupteur séparé permet le fonctionnement normal du VFO seul pour le pré-réglage de fréquence (enclenchement du relais 1 seul, sans la manœuvre de l'inverseur général E/R qui mettrait l'émetteur complet en service).

Le rack exécuté en fer-cornière comporte quatre rayons les uns au-dessus des autres, également espacés, et un panneau-avant. Les dimensions du rack ne sont absolument pas critiques ; nous les laissons à l'appréciation du constructeur. Un conseil cependant : Ne pas réaliser un rack juste aux dimensions requises par les châssis à loger. Mais, au contraire, prévoir largement plus grand, en pensant aux transformations ultérieures éventuelles de l'émetteur, aux augmentations de puissance, à l'installation d'un monitor de contrôle, au montage d'une section HF pour le 144 Mc/s, etc...

Mais n'anticipons pas et revenons à notre présente installation. Voici la répartition judicieuse des châssis à adopter sur les quatre rayons du rack. De bas en haut :

1° Tous les châssis d'alimentation ;

2° Le modulateur et son alimentation ;

3° Le pilote VFO et l'excitateur multiplicateur ;

4° L'étage PA et le circuit de couplage d'antenne.

Les appareils de mesure, les commandes des condensateurs variables des potentiomètres, des inverseurs, etc..., seront « sortis » sur le panneau avant du rack.

## § 11. — Emetteur compact 75 W (OM) à commutateur de bandes

La caractéristique première de cet émetteur réside dans sa construction très compacte en coffret métallique. Certes la présentation est laissée au goût de l'amateur, mais il est possible de faire un ensemble relativement peu encombrant.

Notre appareil a été monté dans un coffret de 500 × 350 × 350 mm ; mais il est même possible de faire encore plus petit.

Ce coffret reçoit, par l'arrière, deux châssis munis de glissières, ces deux châssis étant disposés l'un au-dessus de l'autre. Sur le châssis inférieur, nous avons toutes les alimentations ; sur le châssis supérieur se trouvent l'émetteur proprement dit et son modulateur.

Cet émetteur est prévu avec un commutateur total de bandes ; aucun bobinage n'est à changer manuellement pour passer d'une bande à l'autre.

Le panneau avant comporte les appareils de mesure indispensables et les diverses commandes ; nous verrons cela en détails ultérieurement, au fur et à mesure de l'étude du schéma.

L'étage final H.F.-P.A. est équipé d'un tube 807, tube bien connu des amateurs-émetteurs, très répandu aussi, et qui reste parmi l'un des meilleurs des tubes d'émission.

A toutes fins utiles, signalons en passant que le tube 807 est également immatriculé : VT60 et VT60A (pour la R.A.F.) ; VT100 et VT100A (pour l'U.S.-Army) ; 4Y25 (chez Mazda) ; ATS25, ATS25A et ZA3496 (pour la British Army). Tous ces tubes sont rigoureusement identiques et donnent évidemment des résultats équivalents.

Nous obtenons ainsi une puissance-input de 75 watts en télégraphie (CW) et de 60 watts en téléphonie (Ph.), la modulation étant appliquée simultanément sur l'anode et l'écran du tube H.F. final 807.

Nous avons divisé le schéma général de cet émetteur en trois parties : la section H.F. (fig. XII-23), le modulateur (fig. XII-24) et les alimentations (fig. XII-25). Les connexions à relier ensemble portent le même numéro ; aucune erreur n'est donc possible.

## SECTION HF (fig. XII-23)

Nous avons tout d'abord le pilote VFO équipé d'un tube ECF82-6U8. L'oscillateur utilise la section triode de ce tube ; il s'agit d'un montage-Clapp oscillant sur 1,75 MHz. Son alimentation anodique est stabilisée par un tube régulateur à gaz OB2 (108 volts). Avec ce montage oscillateur convenablement réalisé, on obtient une dérive en fréquence inférieure à 80 Hz après 10 minutes de chauffage, et après une vingtaine de minutes, on peut dire que la fréquence ne varie pratiquement plus.

La section pentode qui fait suite fonctionne en étage-tampon semi-apériodique ; il amplifie un peu la tension d'oscillation fournie par l'élément triode, mais il sert surtout à supprimer tout effet de charge ou de réaction sur cet oscillateur. On notera que l'écran de cet élément pentode est également alimenté par la tension stabilisée à 108 V.

La bobine oscillatrice $L_o$ comporte 40 tours de fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm de diamètre enroulés sur une longueur de 80 mm sur un mandrin en stéatite de 30 mm de diamètre. On enroule ce fil de préférence à chaud, si bien qu'en se contractant le fil et son mandrin forment un enroulement parfaitement rigide.

$C_o^1$ et $C_o^2$ sont deux condensateurs ajustables à air, le premier agissant en padding (fréquences basses) et le second agissant en trimmer (fréquences hautes). Ces deux capacités sont très utiles lors du réglage définitif, pour la « mise en place » de la bande sur le cadran du VFO. C'est par la manœuvre du condensateur variable $CV_o$ (de 150 pF), commandé par un bon démultiplicateur (Wireless 4252) avec cadran, que l'on se règle sur la fréquence choisie pour le trafic.

La bobine d'anode $L_s$ comporte 160 tours de fil de cuivre de 5/10 de mm sous soie, bobinés jointifs sur un tube de carton bakélisé de 10 mm de diamètre avec noyau de ferrite. Il est également possible de remplacer cet enroulement par une bobine d'arrêt type National R 100.

Pour obtenir une bonne stabilité, la température du pilote VFO ne doit que très peu varier. Pour cela, l'ensemble des circuits et composants du VFO sont montés à l'intérieur d'un petit boîtier métallique séparé, de forme parallélipédique, en tôle rigide et épaisse. Pour la commodité du câblage une face ou deux de ce boîtier peuvent se démonter (fixation par vis Parker) ; les tubes ECF82 et OB2 sont montées sur la partie supérieure de ce boîtier. Bien entendu, des trous sont percés pour le passage d'un tournevis (pour le réglage de $C_o^1$ et $C_o^2$) et pour le passage de l'axe $CV_o$ venant se raccorder au flector du cadran-démultiplicateur fixé sur le panneau-avant du coffret de l'appareil. Le boîtier VFO n'est pas en contact total avec le grand châssis supérieur ; il est fixé à ce dernier au moyen de quatre tiges filetées avec écrous et entretoise, afin de ménager un couloir d'air entre les tôles, favorable au refroidissement.

Notons enfin la présence de l'inverseur Inv. 4 (commutation A) permettant le fonctionnement en télégraphie ou en téléphonie, le manipulateur étant branché aux douilles réservées à cet effet. La manipulation s'effectue donc par coupure de l'oscillation du pilote (coupure des retours de cathodes du tube ECF82).

L'inverseur Inv. 4 comporte une seconde galette sur laquelle se trouvent les commu-

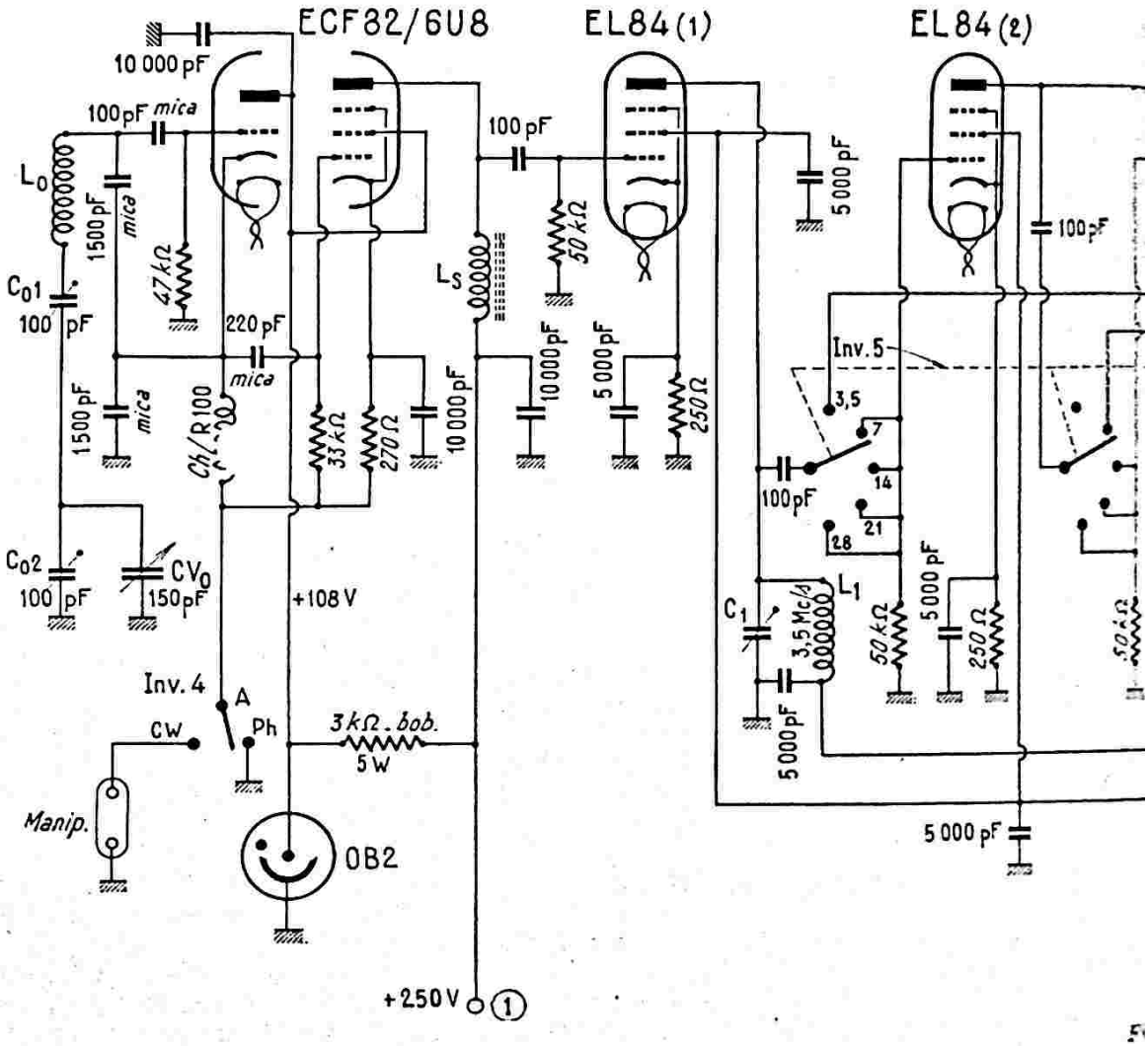
tations B et C agissant à la sortie du modulateur.

Dernière remarque concernant le montage du pilote VFO ; il faut éviter le couplage entre les bobines $L_o$, Ch et $L_s$ ; si besoin est, on effectue un cloisonnement à l'intérieur du boîtier.

Nous arrivons maintenant aux étages intermédiaires multiplicateurs de fréquence ; nous en avons quatre équipés d'un tube EL84.

Pour le trafic dans la bande 7 MHz, l'excitation H.F. disponible est appliquée, par le commutateur multiple Inv. 5, directement sur la grille de l'étage PA 807. Pour toutes les autres bandes de fréquences supérieures, cette oscillation est appliquée sur la grille du tube EL84 (3) :

*a*) Pour la bande 14 MHz, cet étage fonctionne en doubleur de fréquence ; l'oscillation 14 MHz apparaissant aux bornes du circuit $L_3$ $C_3$ est appliquée à l'étage final PA.




Un premier doublage de fréquence est obtenu par le tube EL84 (1) aux bornes du circuit $L_1$ $C_1$ accordé dans la bande 3,5 MHz. Pour le trafic sur cette bande, le commutateur multiple Inv. 5 canalise l'excitation H.F. disponible directement sur la grille du tube PA 807.

Pour toutes les autres bandes, cette oscillation est appliquée sur la grille du tube EL84 (2) qui effectue un second doublage de fréquence (circuit $L_2C_2$ accordé dans la bande 7 MHz).

*b*) pour la bande 21 MHz, il fonctionne en tripleur de fréquence ; il multiplie par trois l'oscillation à 7 MHz qui lui est appliquée. L'oscillation 21 MHz apparaissant aux bornes du circuit $L_3$ $C_3$ ($L_3$ étant en partie court-circuitée pour obtenir la résonance sur 21 MHz) est dirigée sur la grille de l'étage final PA.

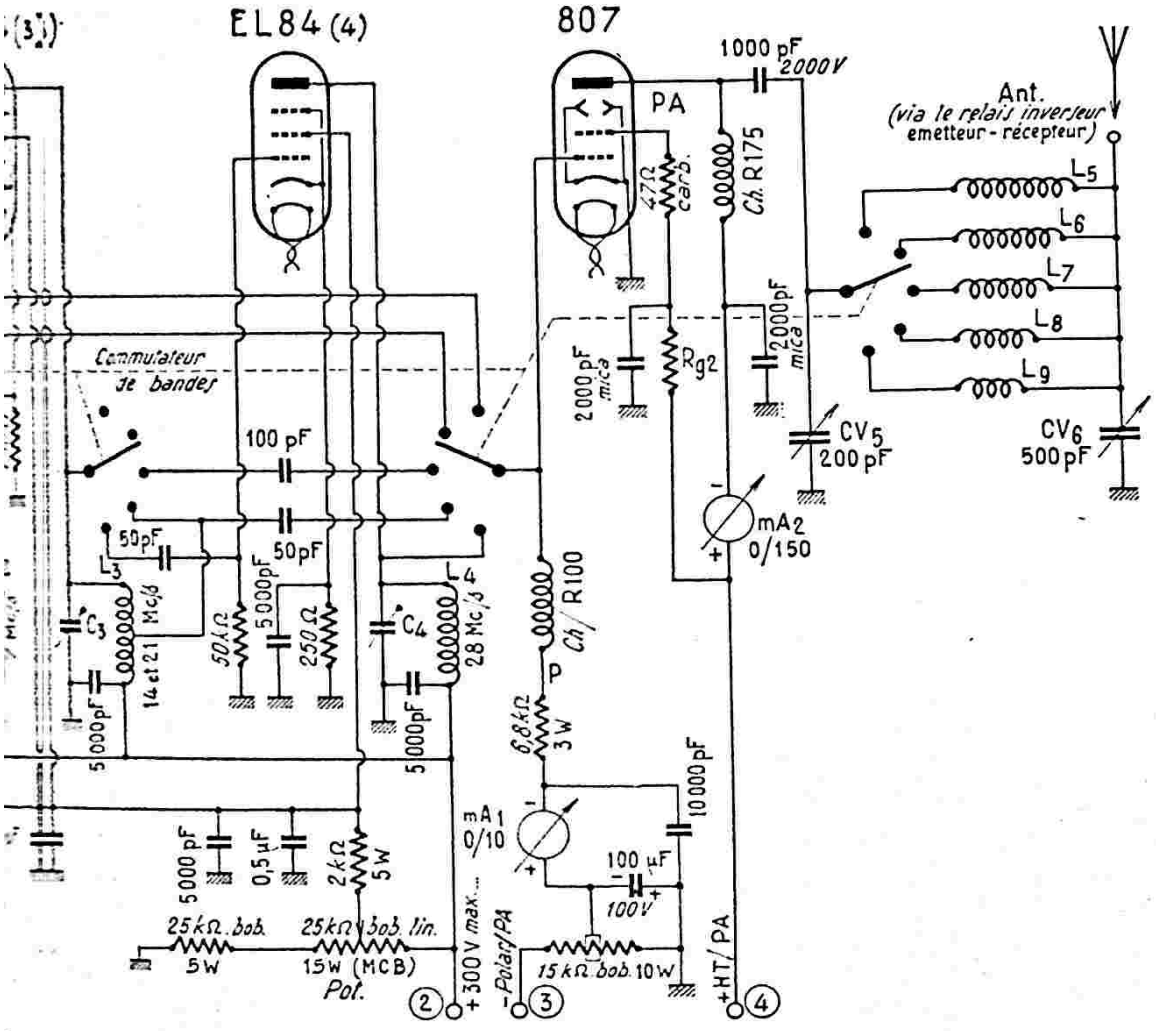
*c*) Pour la bande 28 MHz, cet étage fonctionne de nouveau en simple doubleur (comme en *a*) mais l'oscillation à 14 MHz disponible aux bornes de $L_3$ $C_3$, est appli-

quée à la grille du tube EL84 (4) fonctionnant à son tour en doubleur de fréquence. L'excitation HF disponible aux bornes de $L_4$ $C_4$ (28 MHz) est donc canalisée finalement à la grille du tube PA 807.

Tous ces tubes multiplicateurs de fréquence fonctionnent en classe C ; ils sont polarisés, d'une part, par une résistance dans leur retour de cathode, cette dernière polarisation freinant la consommation de la lampe lorsque l'étage n'est pas utilisé ou lorsque l'oscillation- pilote est coupée.

toute sa largeur. Cet inverseur, par lui-même, doit être très aéré ; dans son câblage, éviter les fils collés au châssis ; au contraire, câbler très dégagé, de façon à minimiser les pertes et les capacités parasites qui risqueraient de nuire au bon fonctionnement de l'appareil.

Tous les circuits accordés des étages multiplicateurs de fréquence se règlent une fois pour toutes, à l'aide du condensateur ajustable correspondant, à peu près vers le milieu de la bande de fréquences consi-




Toutes les communications de bande sont effectuées par l'inverseur à 5 galettes en stéatite (5 positions chacune), la cinquième galette étant réservée pour l'étage PA (circuit de sortie). Chaque galette doit être placée juste à côté de l'étage à commuter, ceci dans le but de faire des connexions très courtes ; des entretoises de longueur convenable maintiennent les galettes en position correcte et aux espacements requis. En d'autres termes, ce commutateur multiple traverse le châssis supérieur sur presque

dérée. Nous donnons ci-dessous les caractéristiques de ces circuits :

$L_1$ = 40 spires, écartement entre spires de 3 mm, sur mandrin en carton bakélisé de 40 mm de diamètre ; à accorder vers 3,6 Mc/s par $C_1$.

$L_2$ = 26 spires, écartement entre spires de 3 mm, sur mandrin en carton bakélisé de 40 mm de diamètre à accorder vers 7,1 Mc/s par $C_2$.

$L_3$ = 12 tours sur un mandrin lisse en stéatite de 20 mm de diamètre ; longueur

de l'enroulement : 40 mm environ ; prise à 5 1/2 tours comptés à partir du côté plaque. Ce circuit est à accorder, par $C_3$ vers 14,2 Mc/s pour la bande 20 m, et vers 21,3 Mc/s pour la bande 15 m. Bien entendu, ces deux accords doivent avoir lieu pour le *même réglage* de $C_3$. Avec la position indiquée pour la prise sur le bobinage (5 1/2 tours court-circuités), on arrive facilement à ce résultat en agissant, le cas échéant, sur l'écartement entre spires des deux portions du bobinage.

$L_4$ = 5 tours, écartement de 3 mm entre spires, sur un mandrin en stéatite de 20 mm de diamètre ; à accorder vers 29 Mc/s par $C_4$.

Pour tous ces bobinages, le fil employé est du fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm de diamètre.

D'autre part, nous avons :

$C_1$ = $C_2$ = condensateur ajustable à air de 100 pF ;

$C_3$ = $C_4$ = condensateur ajustable à air de 50 pF.

Lors de la mise au point, on commence par la bande la plus basse en fréquence (soit 3,5 MHz) et on règle successivement étage par étage en tournant chaque fois l'inverseur Inv. 5 dans la position correspondante. L'oscillation d'origine, à la fréquence requise avant la multiplication, est évidemment fournie par le pilote VFO (ECF82) réglé convenablement par $CV_0$. L'accord optimal des divers circuits peut être indiqué par la lecture de l'intensité de grille de l'étage PA ($mA_1$/0-10) ; il faut rechercher la déviation maximum de l'aiguille. Naturellement, il faut bien faire attention de ne pas se tromper sur le rang de l'harmonique à sélectionner ; une simple vérification à l'ondemètre à absorption fournit ce renseignement.

L'intensité lue au milliampèremètre (mA1) du circuit de grille du PA fournit donc une indication quant à la valeur de l'excitation H.F. appliquée à cet étage. Cette intensité de grille, pour être normale, doit se situer entre 2 et 3 mA, restant bien entendu qu'il est toujours préférable d'avoir un peu trop d'excitation que pas assez. Or, il se trouve que l'amplitude de l'excitation H.F. fournie à la grille du tube PA varie selon la bande de fonctionnement ; cela est dû à une baisse de rendement lorsque la fréquence augmente et à des variations des capacités résiduelles (capacités de câblage et capacités d'entrée des tubes) selon la position de l'inverseur Inv. 5. Pour compenser ces variations et pour permettre d'ajuster l'excitation H.F. de grille du PA à une valeur normale, nous avons prévu un potentiomètre bobiné linéaire de 15 watts, 25 kΩ, agissant sur la tension d'écrans de tous les tubes multiplicateurs de fréquence. Par ce potentiomètre agisant sur l'amplification fournie par les tubes EL84, il est donc possible d'ajuster exactement le courant de grille de commande de l'étage PA à la valeur requise pour toutes les bandes.

L'étage P.A. est polarisé par un redresseur auxiliaire. Cette polarisation dépend des conditions de fonctionnement adoptées pour le tube 807, conditions qui seront exposées plus loin. On ajuste la tension de polarisation par le réglage du collier sur la résistance bobinée de 15 kΩ 10 W ; ce réglage doit être fait l'émetteur en fonctionnement et pour une intensité de grille normale (environ 3 mA). La tension de polarisation est mesurée en connectant *provisoirement* un voltmètre entre le point P et la masse.

L'écran du tube 807 est alimenté par une résistance $Rg_2$ dont la valeur dépend des conditions de fonctionnement du tube. Une résistance de 47 Ω carbone est soudée au ras de la cosse « écran » du support de lampe, afin de supprimer les oscillations parasites.

Le circuit d'alimentation de plaque comporte un milliampèremètre de 0 — 150 mA ($mA_2$) et une bobine d'arrêt *Ch* type National R 175. Le circuit accordé est un « Jones » dont l'éloge n'est plus à faire : condensateur d'anode $CV_5$ de 200 pF ; condensateur d'antenne $CV_6$ de 500 pF. Ce circuit permet l'adaptation à toutes sortes d'antennes, aux impédances très diverses, en assurant une charge convenable à l'étage final H.F.

Le bobinages $L_5$ à $L_9$ inclus sont commutés par la dernière galette de l'inverseur Inv. 5 selon la bande de trafic. Nous avons : $L_5$ (3,5 MHz) = 40 tours jointifs de fil de cuivre émaillé de 12/10 de mm.

$L_6$ (7 MHz) = 20 tours jointifs de fil de cuivre émaillé de 12/10 de mm.

$L_7$ (14 MHz) = 9 tours de fil de cuivre nu de 20/10 de mm ; espacement de 2 mm entre spires.

$L_8$ (21 MHz) = 6 tours comme ci-dessus.

$L_9$ (28 MHz) = 4,5 tours comme ci-dessus.

Ces bobinages sont réalisés sur des mandrins en stéatite « National » de 32 mm de diamètre et 60 mm de long.

Les tableaux ci-dessous donnent quelques conditions-types d'utilisation du tube 8807 de l'étage PA selon la tension d'alimentation anodique. En effet, plusieurs tensions de plaque pour le PA peuvent être obtenues avec le redresseur H.T. décrit plus loin, selon la puissance de sortie désirée par l'opérateur ; en outre, pour les premiers réglages, il est recommandé de procéder avec une tension anodique réduite.

Les valeurs données dans ces tableaux ne sont pas absolument impératives ; il convient simplement de s'en approcher le plus possible.

**TELEGRAPHIE**

| | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| Tension plaque | 400 | 500 | 600 | 750 | V |
| Tension d'écran | 250 | 250 | 250 | 250 | V |
| Tension de polarisaion $G_1$ (point P). | — 50 | — 50 | — 50 | — 50 | V |
| Tension H.F. de pointe sur $G_1$ | 80 | 80 | 80 | 80 | V |
| Courant de plaque | 95 | 95 | 100 | 100 | mA |
| Courant d'écran | 9 | 9 | 9 | 8 | mA |
| Valeur de $Rg_2$ | 16 | 28 | 40 | 62 | kΩ |
| Dissipation de $Rg_2$ | 2 | 3 | 4 | 5 | W |
| Courant continu de $G_1$ | 2,5 | 2 | 3 | 3 | mA |
| Puissance d'excitation H.F. | 0,18 | 0,14 | 0,22 | 0,22 | W |
| Puissance de sortie H.F. | 25 | 30 | 37,5 | 50 | W |
| Puissance alimentation input | 38 | 47,5 | 60 | 75 | W |

**TELEPHONIE**

| | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| Tension plaque | 325 | 400 | 475 | 600 | V |
| Tension d'écran | 225 | 225 | 225 | 275 | V |
| Tension de polarisation $G_1$ (point P). | — 45 | — 50 | — 50 | — 78 | V |
| Tension H.F. de pointe sur $G_1$ | 70 | 70 | 70 | 100 | V |
| Courant de plaque | 80 | 80 | 83 | 100 | mA |
| Courant d'écran | 9 | 9 | 9 | 9 | mA |
| Valeur de $Rg_2$ | 11 | 20 | 28 | 36 | kΩ |
| Dissipation de $Rg_2$ | 1 | 2 | 3 | 4 | W |
| Courant continu $G_1$ | 3 | 3 | 2 | 2 | mA |
| Puissance d'excitation H.F. | 0,2 | 0,2 | 0,1 | 0,1 | W |
| Puissance de sortie H.F. | 15 | 19 | 24 | 37,5 | W |
| Puissance alimentation input | 26 | 32 | 39,4 | 60 | W |
| Impédance présentée par le P.A. | 4 | 5 | 5,7 | 6 | kΩ |
| Rapport de transformation (pour $Z_{pp}$ modulateur de 3,4 kΩ) | 1 | 1,22 | 1,26 | 1,34 | (env.) |

Quant aux valeurs du rapport de transformation données pour la téléphonie et à adopter pour le transformateur de sortie du modulateur, elles ne sont valables que dans le cas présent, c'est-à-dire pour un modulateur terminé par un push-pull de tubes EL34 fonctionnant dans les conditions exposées plus loin (impédance de plaque à plaque de 3 400 Ω).

Le schéma de cette section H.F. se termine évidemment par la sortie « antenne ». Pratiquement, cette sortie est connectée à un relais inverseur (fig. XII-25) qui assure automatiquement la commutation de l'antenne, soit sur l'émetteur, soit sur le récepteur de la station.

Il est à noter que l'émetteur peut être simplifié si l'on ne désire pas trafiquer sur toutes les bandes prévues. Supposons que l'on veuille se limiter aux gammes 20, 40 et 80 m, par exemple. Dans ce cas, le tube EL84 (4) peut être supprimé ; la prise intermédiaire sur $L_3$ est inutile, et le circuit $L_4$ $C_4$ disparaît, ainsi que les bobines $L_8$ et $L_9$.

## SECTION B.F. (fig. XII-24)

L'amplificateur B.F. modulateur est également monté sur le châssis supérieur, donc à côté de la section H.F.

Cet amplificateur est relativement simple. Nous avons un tube EF86 (préamplification

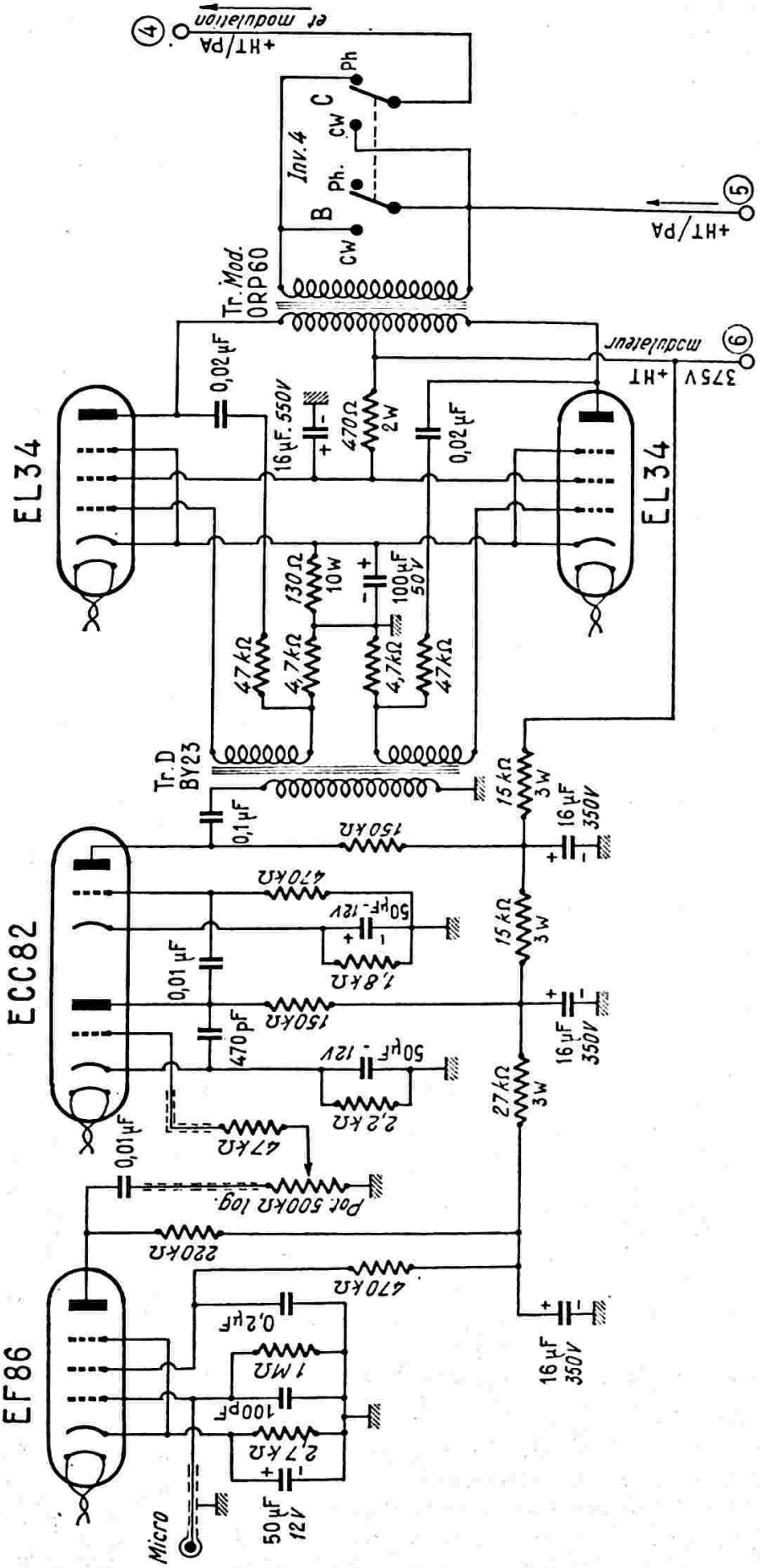

④ +HT/PA et modulation
Ph
C
CW
Inv.4
Ph.
B
CW
⑤ +HT/PA
Tr. Mod. ORP60
⑨ modulateur
375V +HT
0,02 µF
16 µF. 550V
470Ω 2W
0,02 µF
EL34
EL34
130Ω 10W
100µF 50V
47kΩ
4,7kΩ
4,7kΩ
47kΩ
Tr. D BY23
0,1 µF
150kΩ
15kΩ 3W
16µF 350V
470kΩ
50µF - 12V
1,8kΩ
0,01 µF
150kΩ
470 pF
50µF - 12V
2,2kΩ
15kΩ 3W
16µF 350V
27kΩ 3W
ECC82
0,01µF
47kΩ
Pot. 500kΩ log.
220kΩ
470kΩ
16µF 350V
0,2µF
1MΩ
100pF
2,7kΩ
50µF 12V
EF86
Micro

*Fig. XII-24*

microphonique) suivi d'un tube ECC82 dont les deux éléments triodes sont montés en cascade. Le déphasage pour l'étage push-pull final est assuré par un transformateur Tr.D. (L.I.E. Belin BY23 ; rapport 1/1,5 + 1,5).

L'étage modulateur final comporte deux tubes EL34 en push-pull classe AB sans courant grille, alimentés sous 375 volts. Deux circuits de contre-réaction sont prévus de plaque à grille (taux de 10 % environ). L'impédance optimum de plaque à plaque est de 3 400 Ω. La puissance modulée maximum susceptible d'être délivrée par cet étage final est de 35 watts ; ce qui est très suffisant pour moduler à fond notre étage P.A.-H.F. avec tube 807.

Le transformateur de modulation (Tr. Mod.) est un modèle ORP60-Omnirap. Normalement, un modèle ORP30 peut suffire, mais le type ORP60 offre une plus grande marge de sécurité et de qualité de transmission. En outre, ce modèle sera utile si plus tard on monte deux tubes 807 au P.A. pour lesquels une cinquantaine de watts B.F. sont nécessaires (fournis par un même push-pull de tubes EL34, mais fonctionnant dans d'autres conditions).

Nous n'avons représenté qu'un seul rapport de transformation primaire/secondaire ; en réalité, ce transformateur comporte plusieurs prises tant au primaire qu'au secondaire, ce qui permet de nombreux rapports de transformation. Il convient donc de choisir le rapport de transformation convenable selon les conditions de fonctionnement du tube PA807 ; c'est ce que nous avons indiqué dans notre tableau « Téléphonie ».

Pour toute autre condition de fonctionnement, rappelons que le rapport de transformation $k$ est donnée par la formule :

$$k = \sqrt{\frac{Z_{PA}}{Z_{PP}}}$$

dans laquelle nous avons :

$Z_{PA}$ = impédance présentée par l'étage P.A., c'est-à-dire quotient de la tension continue appliquée à la plaque par l'intensité continue de ce même circuit de plaque (pour une charge correcte apportée par l'antenne) ;

$Z_{PP}$ = impédance de plaque à plaque du push-pull modulateur (soit 3 400 Ω dans notre cas présent).

En ce qui concerne le transformateur de modulation, rappelons également la possibilité d'utilisation de *deux* transformateurs plus classiques, l'un abaisseur d'impédance, l'autre élévateur d'impédance, et connectés entre eux par leurs enroulements à basse impédance.

En sortie, nous avons les commutations B et C de l'inverseur Inv. 4 (télégraphie-téléphonie), la commutation A étant utilisée, rappelons-le, sur l'étage pilote pour la connexion du manipulateur.

En ce qui concerne le transformateur de déphasage Tr.D., il ne doit être fixé sur le châssis qu'au moment de la mise au point définitive. En effet, il sera monté en un endroit du châssis et orienté de façon qu'il ne soit pas le siège d'une induction provoquée par les transformateurs d'alimentation situés sur le châssis inférieur. Il suffit donc de rechercher le point et l'orientation (même si cette dernière est bizarre !) pour lesquels l'induction est nulle (absence de ronflement en téléphonie).

A propos de déphasage B.F., il est bien évident qu'une variante peut être envisagée. Il s'agit de celle consistant à monter un déphasage par lampe.

L'entrée « micro » est prévue pour un microphone piézoélectrique. Le gain de l'amplificateur s'ajuste par le réglage du potentiomètre de 500 kΩ, c'est-à-dire également la puissance B.F. de sortie, et en fin de compte, la profondeur de modulation de l'émission.

## SECTION « ALIMENTATION » (fig. XII-25)

Toutes les alimentations sont groupées sur le châssis inférieur.

Nous avons tout d'abord l'alimentation du pilote V.F.O. délivrant 250 volts redressés et filtrés : transformateur Tr.1 et valve EZ80.

Les caractéristiques détaillées de ce transformateur (ainsi que celles des autres transformateurs) sont indiquées directement sur le schéma.

Le chauffage des quatre tubes EL84 de l'excitateur et du tube 807 de l'étage P.A. est assuré par le transformateur séparé Tr.2.

Le transformateur Tr.3 fournit l'alimentation en chauffage et en H.T. pour le modulateur ( une valve GZ32 et H.T. de 375 volts à la sortie du filtre).

La haute tension d'alimentation de l'étage P.A. est obtenue par deux redresseurs connectés en série. Nous avons deux transformateurs Tr4 et Tr5 munis chacun de leur valve GZ32. Chaque transformateur comporte un enroulement haute tension à prises 2 × 280 V et 2 × 360 V (230 mA). De ce fait, selon que les deux transformateurs utilisent les connexions marquées 1, ou les connexions marquées 2 (comme sur le schéma), ou encore un transformateur sur 1 et l'autre sur 2, on peut obtenir trois valeurs

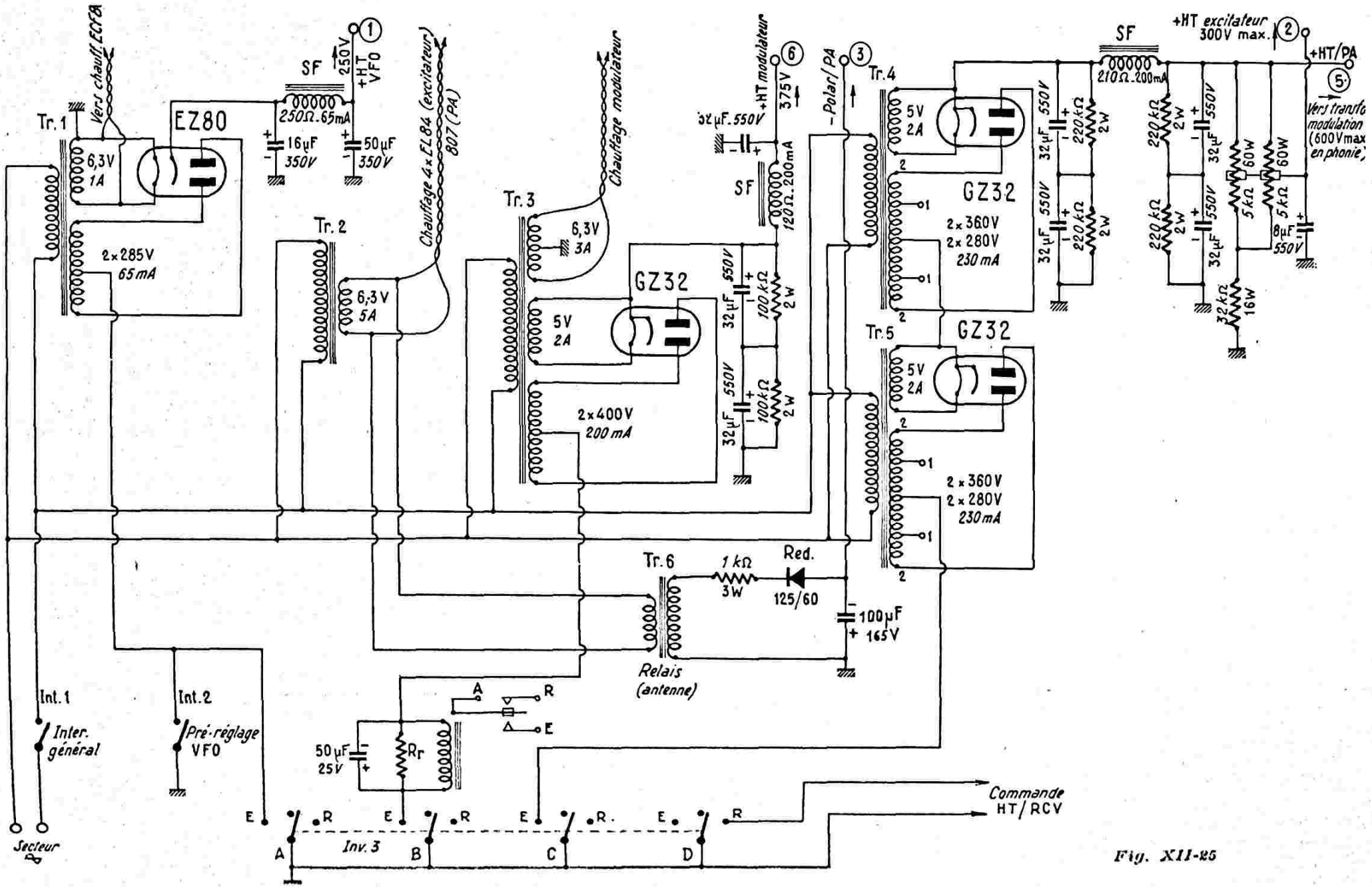

Vers chauff. ECF8
Tr. 1
EZ80
6,3V
1A
2×285V
65mA
SF
250V
+HT VFO
250Ω.65mA
16µF 350V
50µF 350V
Chauffage 4×EL84 (excitateur 807 (PA)
Tr. 2
6,3V
5A
Chauffage modulateur
Tr. 3
6,3V
3A
5V
2A
GZ32
2×400V
200mA
32µF.550V
+HT modulateur
375V
SF
120Ω.200mA
32µF 550V
100kΩ 2W
32µF 550V
100kΩ 2W
-Polar/PA
Tr. 4
5V
2A
GZ32
2×360V
2×280V
230mA
Tr. 5
5V
2A
GZ32
2×360V
2×280V
230mA
SF
+HT excitateur
300V max.
+HT/PA
210Ω.200mA
220kΩ 2W
32µF 550V
220kΩ 2W
220kΩ 2W
32µF 550V
220kΩ 2W
220kΩ 2W
32µF 550V
5kΩ 60W
5kΩ 60W
8µF 550V
32kΩ 16W
Vers transfo modulation (600V max en phonie)
Tr. 6
1kΩ 3W
Red. 125/60
100µF 165V
Relais (antenne)
Int. 1
Inter. général
Int. 2
Pré-réglage VFO
50µF 25V
Rr
A
R
E
Secteur
Inv. 3
B
C
D
Commande HT/RCV

Fig. XII-25

différentes de haute tension après filtrage pour l'alimention du P.A. (connexion numéro 5).

En sortie, nous avons des résistances bleeders formant diviseur de tension pour la dérivation à 300 volts nécessaire à l'alimentation H.T. des étages EL84 excitateurs. Nous avons une résistance bobinée de 32 kΩ 16 W (type MCB/PE20) et deux résistances de 5 kΩ 60 W en parallèle (type MCB/PE70 à collier). Les deux colliers sont à déplacer parallèlement et simultanément selon la valeur de la haute tension appliquée au P.A., de façon à obtenir la tension de 300 volts requise pour les étages excitateurs multiplicateurs de fréquence.

Enfin, la tension de polarisation de l'étage P.A. est obtenue par un petit redresseur auxiliaire comportant le transformateur Tr6 et le redresseur monoalternance au sélénium *Red* (type Soral BFL 125-60). Il s'agit d'un simple transformateur de sortie pour... haut-parleur (type 44 × 52 ; impédances de 5 Ω et de 2 000 Ω). Ce transformateur présente donc un rapport de 20, et en connectant son enroulement de gros fil en parallèle sur le secondaire de Tr2, on obtient une tension alternative de l'ordre de 120 à 125 volts largement suffisante pour l'obtention de la tension de polarisation requise, après redressement.

Dans le retour — H.T. du transformateur Tr3 (alimentation du modulateur), se trouve intercalé l'enroulement d'un relais-inverseur.

On peut prendre un relais 6 ou 12 volts, et l'on shunte tout simplement son enroulement par une résistance $R_r$ de valeur convenable, afin d'amener la tension aux bornes à 6 volts ou à 12 volts selon le cas. Il convient de choisir un relais présentant un bon isolement des contacts de l'inverseur (sur stéatite ou sur bakélite H.F.). En effet, ce relais est destiné à l'inversion automatique de l'antenne (relais *collé* en émission) ; l'antenne est connectée en A ; le contact E est relié à la sortie de l'étage PA, et le contact R est branché à la douille d'entrée d'antenne du récepteur de trafic de la station.

Dans le but d'éviter des inductions sur le transformateur déphaseur du modulateur, tous les transformateurs d'alimentation devront être montés de la même façon ; autrement dit tous les circuits magnétiques des transformateurs d'alimentation devront être orientés identiquement. Faute de quoi, il est évident qu'il serait impossible de trouver la position convenable d'induction nulle pour le transformateur déphaseur, puisqu'en annulant une induction on risquerait fort d'en récupérer une autre.

L'interrupteur Int. 1 est l'interrupteur général de tout l'émetteur. Ensuite, l'interrupteur Int. 2 permet la mise en fonctionnement du pilote V.F.O. *seul*, afin de procéder au pré-réglage sur une fréquence libre, ou sur la fréquence d'une station appelante ; après quoi, on ouvre Int. 2. L'émetteur est prêt à fonctionner. Le passage d'émission à réception, et inversement, s'effectue par la manœuvre de l'inverseur Inv. 3 (E = émission ; R = réception).

Nous avons :

A = commutation du pilote V.F.O. ; B = commutation du modulateur ; C = commutation de la H.T./P.A. ; D = commutation de la haute tension du récepteur utilisé conjointement (coupure du retour — H.T.).

Sur nos schémas, toutes les résistances sont du type 0,5 W, sauf indication spéciale sur le dessin.

L'ensemble est monté dans un coffret métallique ; nous l'avons dit et nous n'y reviendrons pas. Une porte d'accès est prévue sur le dessus, et à l'arrière également. Des ouvertures, genre persiennes, sont pratiquées pour favoriser le refroidissement.

Sur le panneau avant, nous avons les commandes, prises et appareils de mesure suivants :

1° Réglage de la fréquence ($CV_3$ avec cadran et trotteuse).

2° Condensateur variable « anode PA » ($CV_5$ avec gros bouton gradué).

3° Condensateur variable « antenne » ($CV_6$ avec gros bouton gradué).

4° Milliampèremètre grille PA (mA1).

5° Milliampèremètre anode PA (mA2).

6° Inverseur « téléphonie-télégraphie » (Inv. 4).

7° Commutateur des bandes (Inv. 5) ; selon la répartition des éléments sur le châssis supérieur, cette commande peut être « sortie » sur un côté (et non à l'avant), si on préfère.

8° Potentiomètre de réglage de l'excitation H.F. du P.A.

9° Potentiomètre B.F. (profondeur de modulation).

10° Douilles pour le branchement du manipulateur.

11° Prise coaxiale d'entrée pour le branchement du microphone.

12° Interrupteur général (Int. 1).

13° Pré-réglage V.F.O. (Iint. 2).

14° Inverseur « Emission-Réception » (Inv. 3).

Sur un côté ou à l'arrière du coffret, nous avons une borne isolée sur stéatite pour le branchement de l'antenne, ainsi qu'une douille femelle isolée pour la connexion du fil allant à l'entrée « antenne » du récepteur de la station.

## § 12. — Emetteur type « TX - 500/29 - SR »

Cet émetteur qui ne comporte pas moins de 29 lampes, a été utilisé pendant de longues années avec beaucoup de satisfaction à la station F3AV. Comme précédemment, nous donnerons le schéma fragmenté, par étapes successives, avec chiffres-repères pour les connexions.

L'émetteur à 4 étages principaux (VFO-MO-FD-PA) est présenté sous une forme compacte, en un seul meuble (rack métallique peint).

Son fonctionnement a été prévu sur les trois principales bandes : 20, 40 et 80 m.

A l'étage final HF (PA), il utilise un tube P500 de la S.F.R. modulé dans la troisième grille pour le fonctionnement en téléphonie.

L'antenne est du type Conrad-Windom.

VFO-Pilote, doubleurs, amplificateurs HF et BF, redresseurs HT et polarisation sont contenus dans le même meuble. Les seuls accessoires extérieurs sont : le microphone à cristal multicellulaire, le pick-up piézoélectrique, le manipulateur, le tableau de commande à distance, et... évidemment, l'antenne.

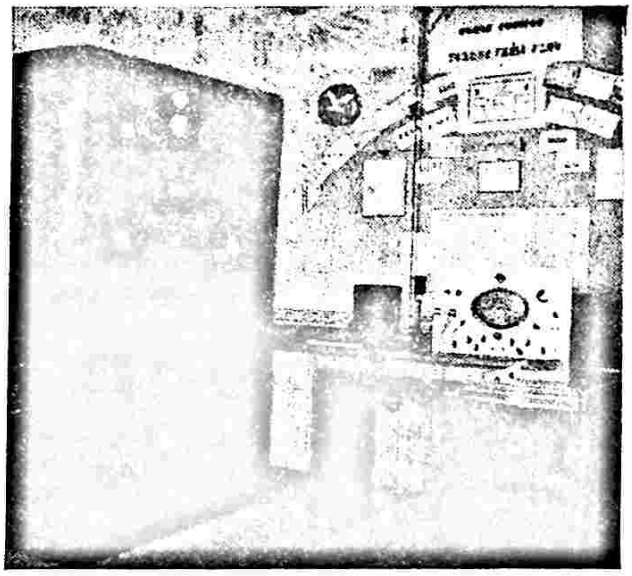


*Fig. XII-26*

L'aspect de l'émetteur est montré sur la figure XII-26 (meuble métallique de gauche).

Les bandes des 20, 40 et 80 mètres peuvent être exploitées par simple changement des bobinages des circuits oscillants.

L'amplificateur basse fréquence peut fournir une puissance modulée maximum de 20 watts (push-pull 6L6 classe A ultra-linéaire). Niveau d'entrée du préampli — 50 dB ; réponse : plus ou moins 2 dB de 30 à 10 000 périodes/seconde, courbe d'ailleurs modifiable par action sur les réglages de divers dispositifs de correction BF.

La modulation peut atteindre une profondeur de 100 %. A 90 %, la distorsion en amplitude est de 5 % maximum.

**Appareils de sécurité.**

Deux appareils de sécurité sont prévus, à savoir :

1° Les alimentations H.T. ne peuvent être mises en service tant que les lampes H.F. n'ont pas atteint leur température normale (le temps nécessaire à cela est d'environ une minute, et il est déterminé par un relais thermique temporisé).

2° Si, pour une raison quelconque, la polarisation de l'étage de sortie H.F. se trouve supprimée (destruction de la valve, claquage d'un condensateur de filtrage, etc.), la haute tension appliquée à cet étage est coupée automatiquement.

**Commande à distance.**

Une fois l'émetteur chauffé par la manœuvre de l'interrupteur réservé à cet effet, attendons le temps nécessaire à l'enclenchement du relais thermique temporisé ; alors, la mise en route peut s'effectuer par un commutateur à partir du tableau de commande situé sur la table de trafic.

Le passage d'émission à réception, et inversement, avec point mort entre les deux positions, se fait instantanément par ce commutateur (plusieurs fois par minute, si on le désire, pour une conversation en break-in, par exemple).

Cette manœuvre entraîne non seulement, chaque fois, la mise en circuit des alimentations H.T. de l'émetteur ou du récepteur, mais assure aussi automatiquement la commutation de l'antenne, par un relais inverseur à mercure.

Sur le tableau de commande, deux potentiomètres sont également prévus, l'un agissant sur le gain microphone, l'autre sur le gain pick-up.

**Contrôles.**

L'émission est contrôlée en permanence sur toutes les bandes par un monitor diode avec écoute au casque et contrôle de la valeur du champ H.F.

Notons, également, la présence d'un modulomètre et d'un tube cathodique C95 assurant l'observation permanente de la modulation.

**Encombrement.**

Nous donnons, à titre indicatif, les dimensions du meuble-rack (1) métallique :

Hauteur = 2 mètres ;
Largeur = 1 mètre ;
Profondeur = 0,80 m.

Les panneaux de côté s'ouvrent comme des portes donnant accès aux divers organes.

Sur le panneau avant, sont fixés tous les appareils de contrôle, milliampèremètres, voltmètres, témoins, commandes démultipliées des C.V. avec cadrans, etc.

Sur le troisième, le maître-oscillateur quartz, le V.F.O. et l'étage intermédiaire « buffer ».

Enfin, sur le quatrième, les amplificateurs de puissance H.F. et le circuit de sortie antenne.

Les divers éléments de l'émetteur sont ainsi bien séparés et aérés ; de plus, les dimensions du rack permettent un travail facile même à l'intérieur du meuble.

Une grosse barre de cuivre rouge réunit en leur centre les quatre rayons ; sur elle, viennent se connecter en étoile toutes les masses des différentes sections.

**Tubes utilisés.**

| | | |
|---|---|---|
| *Section H.F.* | V.F.O. | EF86, EF86, 6C4 et 6AQ5 |
| | Maître oscillateur quartz (M.O.) | 6L6 |
| | Etage doubleur de fréquence (F.D.) | 807 |
| | Etage de sortie H.F. (P.A.) | P500 SFR |
| *Section B.F.* | Préamplificatrice micro | EF86 |
| | Amplificatrice de tension micro | 12AX7 |
| | Amplificatrice de tension pick-up | 12AX7 |
| | Correctrice pick-up | 6C4 |
| | Mélangeuse | 6C4 |
| | Déphaseuse | 6C4 |
| | Etage push-pull modulateur | 6L6 |
| | | 6L6 |
| | Limiteuse BF | 6H6 ou 6AL5 |
| *Contrôle* | Monitor diode | 6H6 ou 6AL5 |
| | Modulomètre | 6C4 |
| | | 5Y3GB |
| **Alimentations** | V.F.O. | 5Y3GB |
| | Etages HF intermédiaires | 5Z3 |
| | | 5Z3 |
| | Etage HF final P.A. | DCG4/1 000 |
| | | DCG4/1 000 |
| | | DCG4/1 000 |
| | | DCG4/1 000 |
| | Amplificateur BF modulateur | 5Y3 |
| | | 5Y3 |
| | Polarisation P.A./$G_1$ | 83 |
| | Polarisation P.A./$G_3$ et manipulation par blocage de grille | 5Y3 |

L'intérieur est divisé par quatre rayons métalliques également. De bas en haut, nous avons :

Sur le premier, l'ensemble des alimentations, redresseurs et transformateurs H.T. et de chauffage.

Sur le second, le modulateur, le monitor et les tensions de polarisation de l'étage de sortie H.F.

(1) Appellation française : *baie*.

**PH et CW.**

Le passage de téléphonie à télégraphie (et inversement) se fait par la rotation d'une clé entraînant un commutateur multiple, qui règle les tensions adéquates, supprime le modulateur, connecte le manipulateur, etc. Cette manœuvre doit se faire haute tension *coupée* (émetteur non en fonctionnement).

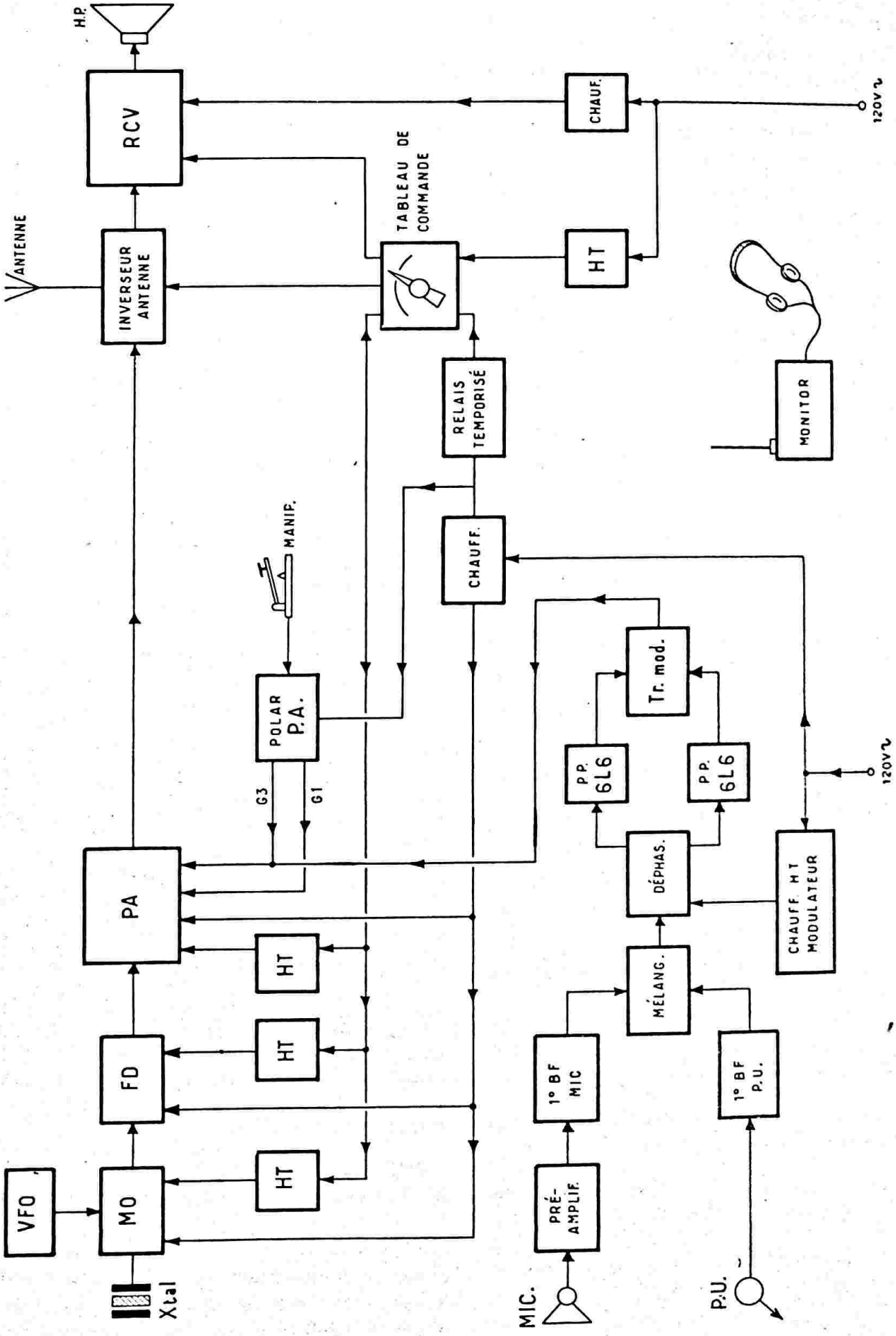

H.P.
RCV
CHAUF.
120V~
TABLEAU DE COMMANDE
ANTENNE
INVERSEUR ANTENNE
HT
MONITOR
RELAIS TEMPORISÉ
MANIP.
CHAUFF.
POLAR P.A.
Tr. mod.
G3
G1
PP. 6L6
PP. 6L6
120V~
PA
DÉPHAS.
CHAUFF. HT MODULATEUR
HT
MÉLANG.
HT
FD
1° BF MIC
1° BF P.U.
HT
VFO
MO
PRÉ-AMPLIF.
Xtal
MIC.
P.U.

*Fig. XII-27*

**TTémoins.**

Une rampe de onze témoins, située sur le panneau avant, permet de localiser rapidement le ou les circuits déficients, en cas de panne. En effet, chaque témoin est alimenté par les sections respectives du poste émetteur : chauffage, tensions anodiques, polarisation, modulateur, etc. (témoins numérotés de 1 à 11 sur les figures).

Après ce coup d'œil d'ensemble et avant d'aborder l'étude technique de chaque partie de l'émetteur, nous donnons (fig. XII-27), pour bien fixer les idées, le schéma synoptique de *l'ensemble de la station* (organes principaux).

**Construction.**

*Maître-oscillateur quartz (ou étage tampon) et étage doubleur de fréquence* (fig. XII-28).

Nous signalerons, tout d'abord, que toutes les capacités employées dans le montage de l'émetteur ayant une valeur de 10.000 picofarads *et au-dessous* sont du type à diélectrique mica. D'autre part, toutes les bobines d'arrêt haute fréquence marquées CH sont du type R100 National (2,5 millihenrys).

Le maître-oscillateur pilote utilise une 6L6 métallique montée en oscillatrice quartz à réaction cathodique (montage Jones). La réaction est créée par la bobine de choc CH insérée dans le retour de cathode du tube 6L6. Le blindage métallique de cette lampe est relié à la cathode (et non pas à la masse), de telle sorte qu'il existe un léger couplage capacitif entre cette électrode et la plaque.

Divers quartz sont utilisés, et l'on peut passer rapidement des uns aux autres par le jeu d'un petit commutateur. Une bonne précaution consiste à placer une petite ampoule fusible de 40 à 60 mA en série avec le cristal, au cas où ce dernier serait parcouru par un courant H.F. trop élevé ; en cas d'erreur de montage ou de fausse manœuvre, il est préférable de griller deux ou trois ampoules que de claquer un quartz !

Il convient de noter que les quartz modernes se comportent parfaitement bien avec ce montage, à condition de ne pas dépasser la valeur de 300 volts indiquée pour la H.T. (valeur maximum) ; la puissance H.F. demandée par ailleurs, pour l'excitation du tube 807, est, d'autre part, très faible.

Le V.F.O. utilisé est celui schématisé sur la figure V-39. Ne voulant pas nous répéter, nous prions le lecteur de se reporter au chapitre V, § 5. Les tubes utilisés sur le VFO sont les correspondants modernes, à savoir : EF86, EF86, 6C4 et 6AQ5 ; aucune modification de valeurs des éléments par ailleurs.

L'oscillation du circuit Clapp EF86 s'effectue dans la bande 1,75 Mc/s (soit bande 160 m) ; quant au circuit de sortie $L_2C_1$, il est accordé dans la bande 3,5 Mc/s (soit 80 m) : voir la *note* à ce sujet à la fin de l'étude de ce VFO-Fréquencemètre (chapitre V, § 5). Indiquons, néanmoins, un petit perfectionnement de ce VFO que nous lui avons apporté pour son utilisation au pilotage de notre émetteur. Ce perfectionnement réside dans l'adjonction du relais électromagnétique et du condensateur $C_8$ de 100 pF représentés sur la figure XII-29.

Contrairement à ce que l'on a l'habitude de faire, le pilote VFO est continuellement sous tension (chauffage et HT) ; après un certain temps de chauffage, aucune dérive de fréquence ne se manifeste... et il n'y a surtout pas ce glissement caractéristique de nombreux émetteurs lors de chaque remise en service. Comme il y a oscillation permanente du pilote, il est à craindre qu'elle gêne l'écoute. Non, car cette oscillation est alors rejetée loin de la fréquence de travail par le relais 1.

En effet, comme nous le verrons plus loin, en position « émission » le relais 1 est excité et le condensateur $C_8$ n'est d'aucune utilité. En position « réception », le relais 1 n'est plus excité et le condensateur $C_8$ est relié à la masse, ce qui décale la fréquence d'oscillation du VFO hors de la fréquence de trafic. Il est possible d'exciter seulement le relais 1 sans être obligé de faire fonctionner l'émetteur ; ce qui permet de choisir une fréquence libre pour le trafic ou de se caler sur la fréquence d'un QSO que l'on désire appeler.

La sortie du V.F.O. est connectée à la place de l'un des quartz au moyen d'un morceau de câble coaxial ; on passe du pilotage cristal au pilotage V.F.O. par sim-

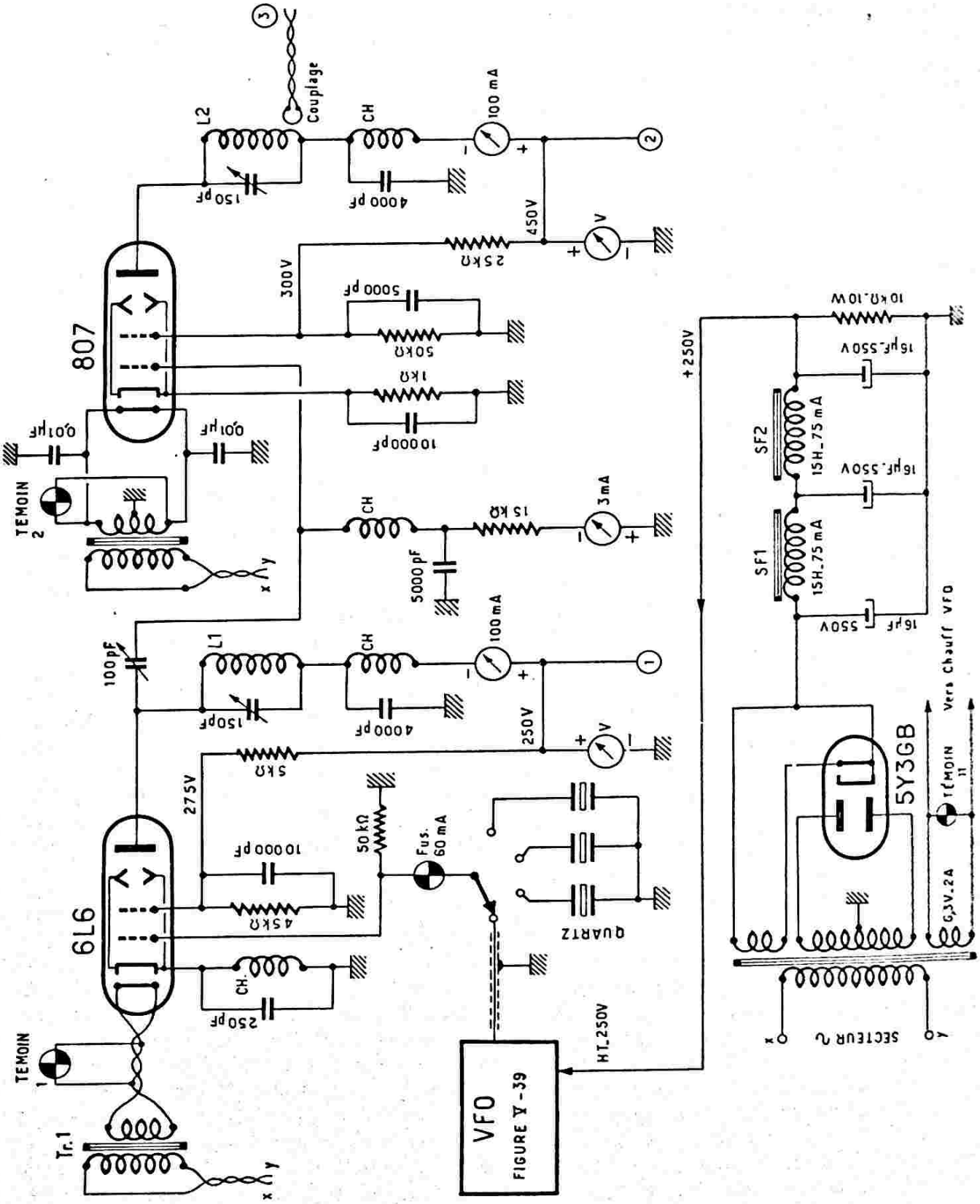

Couplage
L2
CH
100 mA
150 pF
4000 pF
450V
25kΩ
300V
5000 pF
50kΩ
1kΩ
10000pF
807
0,01µF
0,01µF
TEMOIN 2
15 kΩ
3mA
5000 pF
100 pF
L1
CH
100 mA
150pF
4000 pF
250V
5kΩ
275V
10000 pF
50 kΩ
Fus. 60 mA
45kΩ
6L6
CH.
250pF
QUARTZ
TEMOIN 1
Tr.1
HT.250V
VFO
FIGURE Y-39
+250V
10kΩ.10W
16µF.550V
SF2
15H.75 mA
16µF.550V
SF1
15H.75 mA
16µF 550V
5Y3GB
Vers Chauff VFO
TEMOIN 11
6,3V.2A
SECTEUR 2

*Fig. XII-28*

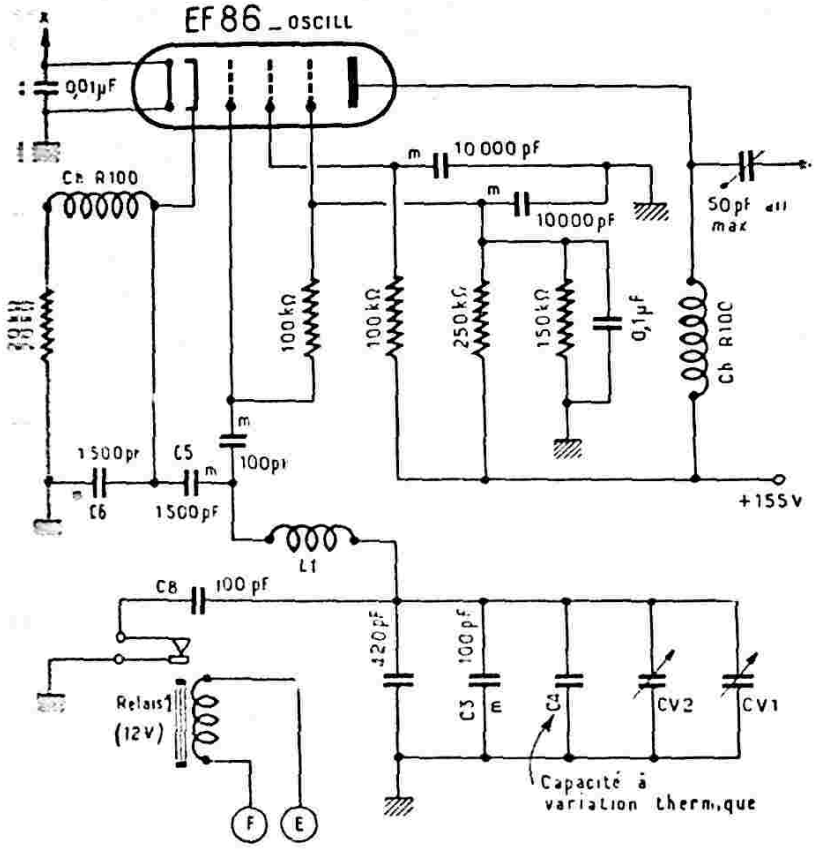



*Fig. XII-29*

ple manœuvre de l'inverseur sur stéatite de la figure XII-28.

Sur V.F.O., l'étage 6L6 fonctionne, alors, en tampon. On dispose, ainsi, d'un oscillateur pilote à fréquence variable, faisant office, en même temps, de *fréquencemètre* de précision.

L'étage intermédiaire est équipé d'un tube 807 fortement polarisé (par polarisation automatique). Cette dernière est obtenue : d'une part, par la résistance de cathode de 1.000 ohms ; d'autre part, par la résistance de grille de 15 000 ohms.

L'excitation H.F. provenant du pilote est transmise à cet étage séparateur par un condensateur variable à air de 100 pF, ce qui en permet le dosage. Le milliampèremètre grille de la 807 doit indiquer un courant de 2,5 à 3 mA environ.

Si toutes les précautions habituelles de câblage et de séparation entre étages ont été prises, le neutrodynage du tube 807 n'est pas nécessaire.

A l'étage pilote, les cristaux utilisés étant choisis dans la bande 3,5 Mc/s, notons que sur les « 80 mètres », l'étage 807 travaille simplement en tampon (et non en doubleur).

Milliampèremètres et voltmètres sont prévus nombreux, afin d'obtenir un contrôle permanent et une mise au point rapide, précise et sérieuse.

Le circuit antirésonnant plaque 807 envoie son énergie H.F. à l'étage de puissance final par une ligne à basse impédance de longueur quelconque (*une* spire de couplage à la base, côté froid).

Ces deux premières parties constituent déjà, à elles seules, un petit émetteur intéressant. Certains de nos lecteurs pourront très bien s'en tenir là et connecter une antenne sur $L_2$ en modulant la 807 dans l'anode, par exemple, avec l'amplificateur B.F. décrit plus loin. A ce moment, cependant, l'étage 807 ne doit plus travailler en tampon, mais en « puissance ». Aussi est-il nécessaire de remplacer la résistance de cathode de 1 000 ohms par une de 250 ohms, et la résistance de grille de 15 000 ohms par une de 6 000 ohms seulement.

Cet émetteur initial pourra, par la suite, être complété par l'étage de sortie H.F. que nous allons décrire maintenant, de manière à réaliser un poste plus puissant.

Mais, pour ceux qui veulent tout de suite plafonner, voyons donc le reste du montage.

*Etage amplificateur H.F. de puissance* (fig. XII-30).

Il est équipé d'un tube pentode P500 S.F.R. à chauffage direct (filament à oxydes). La tension de chauffage de ce tube doit être de 10 volts exactement ; aussi avons-nous prévu un survolteur-dévolteur commandant le primaire du transformateur de chauffage, afin de pouvoir compenser soigneusement les variations de tension du réseau.

La grille 1 est polarisée à — 250 volts par la ligne 4, et son excitation H.F. doit faire monter le milliampèremètre inséré dans son retour, aux environs de 6 à 7 mA.

La tension d'écran est amenée par la ligne 5 découplée à l'arrivée par une capacité de 2 000 pF ($V_{g2}$ = 850 V).

La manipulation se fait par blocage de $G_3$ (—300 volts en bloquant et 0 volt manipulateur abaissé), ligne 6.

Un écran aluminium, placé verticalement, sépare les circuits grille et plaque, et les deux bobines d'arrêt de ces circuits

sont placées respectivement dans deux petits blindages cylindriques (cuivre ou alu). Si aucun couplage capacitif ou inductif n'existe entre circuits grille et plaque, et si tous les découplages sont correctement réalisés, le neutrodynage de ce tube n'est pas nécessaire.

l'adaptation de l'antenne, et aussi une diminution importante du rayonnement des harmoniques.

Un ampèremètre thermique gradué de 0 à 1,5 A et placé en série dans la ligne-feeder 8, donne une indication relative de la valeur de l'énergie HF rayonnée.

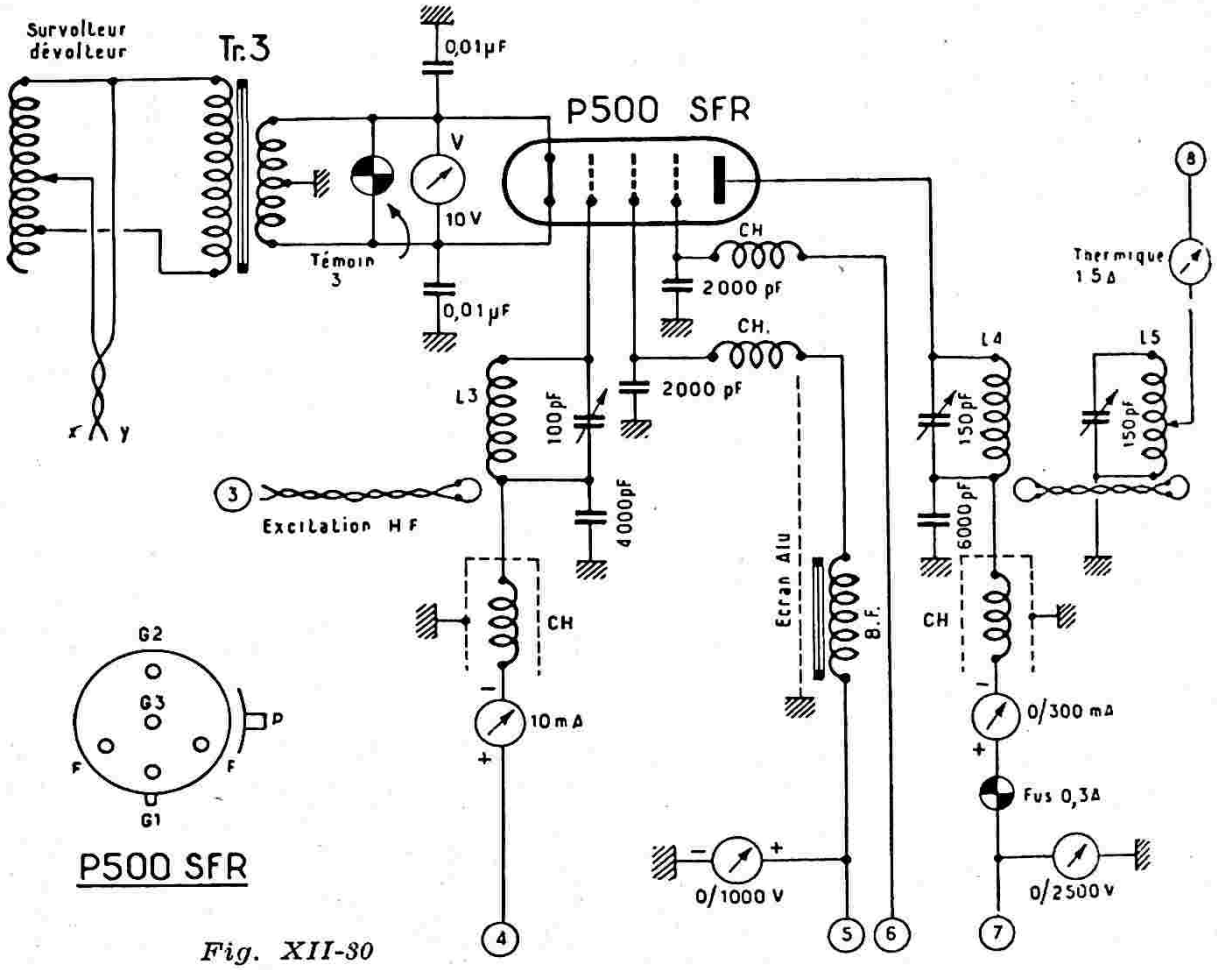



*Fig. XII-80*

La liaison d'antenne s'effectue par le système link-coupling (bobines $L_4$ et $L_5$ sensiblement identiques).

On obtient par ce système de liaison, un réglage plus souple du couplage et de

Le tableau ci-dessous donne les caractéristiques et les conditions d'emploi maxima du tube P500 de la S.F.R. en amplificateur HF classe C modulé par la grille d'arrêt ($G_3$).

| ● P500-S.F.R. ● Chauffage 10 volts, 5 ampères | |
|---|---|
| Tension continue de plaque | 2 040 V |
| Courant continu de plaque | 250 mA |
| Puissance appliquée à la plaque | 500 W environ |
| Puissance de sortie | 200 W |
| Puissance dissipée | 300 W |
| Tension continue d'écran $G_2$ | 850 V |
| Courant continu d'écran $G_2$ | 50 mA |
| Amplitude de tension H.F. $G_1$ | 350 V crête |
| Polarisation de base grille 1 | — 250 V |
| Courant moyen de grille 1 | 6 mA |
| Tension continue appliquée sur la grille d'arrêt $G_3$ | — 140 V |
| Rendement | 42 % |

Une légère ventilation du tube P500 est recommandée (fan-motor).

Penchons-nous un peu, maintenant, sur le problème de la modulation par la grille suppresseuse.

Les signaux de basse fréquence sont injectés dans la grille 3 par la ligne (6). La tension B.F. de modulation est superposée à la tension continue négative de cette grille (polarisation de base de $G_3$).

Donc, en l'absence de modulation, $G_3$ est polarisée négativement. Mais, en cours de modulation à 100 %, le régime de crête correspond aux conditions de fonctionnement en télégraphie classe C, dans lequel la tension $G_3$ est nulle. D'autre part, l'annulation du courant plaque et, par conséquent, de la puissance de sortie, sont obtenues par une polarisation négative suffisante de cette grille suppressor (environ —300 V).

On en conclut que le régime de porteuse est déterminé par une polarisation négative intermédiaire de $G_3$ (environ —140 V). Le calcul sera donc effectué pour *la crête* de la même façon que pour le régime télégraphique.

L'amplitude de la tension H.F. d'excitation appliquée à la grille de commande $G_1$, réglée sur le régime de crête, garde une valeur constante.

Un tel système de modulation est particulièrement intéressant, car il exige une puissance B.F. minime.

Pour parfaire encore la linéarité de la modulation et le bon fonctionnement du tube modulé, nous avons réalisé une modulation additive sur l'écran du tube PA, comme il a été recommandé chapitre X § 3 n° 3. Pour cela, sur la connexion 5 (fig. XII-30), entre le voltmètre V 1 000 volts et la bobine d'arrêt Ch, nous avons intercalé un bobinage à fer B.F. de 10 henrys environ : Procédé Eymac permettant d'obtenir une modulation additive d'écran simple et suffisante.

*Bobinages.*

Nous publions maintenant le tableau des bobines à utiliser suivant la bande que l'on désire exploiter. Notons, à ce sujet, que les quartz du pilote sont des cristaux 80 mètres, choisis de façon que leurs harmoniques tombent dans les bandes 40 et 20 mètres.

Naturellement, à chaque changement de bande, chaque circuit oscillant sera réaccordé par le réglage du C.V. correspondant.

*Polarisations $G_1$ et $G_3$-PA et Manipulation* (fig. XII-31 et 32).

Le redresseur représenté sur la figure XII-31 et équipé d'une valve 83, fournit la polarisation de la grille de commande ($G_1$) du tube PA (ligne 4) ; cette tension est de — 250 V par rapport à la masse et on l'ajuste en réglant le collier de la résistance de 5 kΩ 10 W bobinée, l'émetteur étant en fonctionnement normal, c'est-

| | Bande 80 mètres | Bande 40 mètres | Bande 20 mètres |
|---|---|---|---|
| $L_1$ | 36 tours sur un mandrin carton d'un diamètre de 35 mm; fil 10/10 émail; pas 3,5 mm (accordé sur λ fondamentale). | Identique à $L_1$ bande 80 mètres (accordé sur λ fondamentale). | 15 tours sur un mandrin carton d'un diamètre de 35 mm ; fil 10/10 émail; pas 3,5 mm (accordé sur 40 mètres; premier doublage de fréquence). |
| $L_2$ | 25 tours sur un mandrin carton d'un diamètre de 80 mm; fil 16/10 émail; pas 3,5 mm (accordé sur λ fondamentale). | 11 tours sur mandrin carton d'un diamètre de 80 mm; fil 16/10 émail; pas 3,5 mm (accordé sur 40 m, doublage de fréquence). | 5 tours sur mandrin carton d'un diamètre de 80 mm; fil 16/10 émail; pas 3,5 (accordé sur 20 mètres ; second doublage de fréquence). |
| $L_3$ | 25 tours sur air, diamètre 80 mm ; fil 20/10 émail ; pas 4 mm (accordé sur λ fondamentale). | 11 tours sur air, diamètre 80 mm; tube cuivre 6 mm, pas 12 mm (accordé sur 40 mètres). | 5 tours sur air, diamètre 80 mm ; tube cuivre 6 mm ; pas 12 mm (accordé sur 20 mètres). |
| $L_4$ | 24 tours sur air, diamètre 100 mm ; tube cuivre 6 mm ; pas 12 mm (accordé sur λ fondamentale, soit 80 mètres). | 11 tours sur air, diamètre 100 mm; tube cuivre 6 mm ; pas 12 mm (accordé sur 40 mètres). | 5 tours sur air, diamètre 100 mm ; tube cuivre 6 mm ; pas 12 mm (accordé sur 20 mètres). |
| $L_5$* | Identique à $L_4$. | Identique à $L_4$. | Identique à $L_4$. |

* A ajuster, cependant, selon les indications du chapitre XIII, § 5.

à-dire avec une intensité d'excitation de 6 mA dans $G_1$. Notons aussi le relais électromagnétique de sécurité qui coupe les alimentations HT (primaires des transformateurs) en cas de suppression de la polarisation (lignes 10 et 11).

Sur la figure XII-32, nous représentons le redresseur assurant la polarisation de la grille 3 du tube PA pour la modulation et la manipulation. Ce redresseur mono-alternance avec valve 5Y3 fournit une tension de l'ordre de 400 V aux bornes d'une résistance de 50 kΩ 10 W munie de deux colliers.

Un inverseur triple à deux positions permet le passage de télégraphie (CW) à téléphonie (Ph).

**En télégraphie,** le secondaire du transformateur de modulation est court-circuité et la grille 3 se trouve polarisée aux environs de — 150 V ; d'où, blocage du tube. Lorsqu'on abaisse le manipulateur, la grille 3 est à la masse et le tube fonctionne en classe C télégraphie ($G_3$ = 0 volt).

**En téléphonie,** le secondaire du transformateur de modulation est décourt-circuité et $G_3$ est polarisée à — 140 V (condition pour la modulation par la grille d'arrêt).

Un autre collier détermine une tension de — 280 V pour la polarisation du tube écrêteur-limiteur BF type 6H6 : la diode 1 limite les crêtes positives basse fréquence et la diode 2 limite les crêtes négatives.

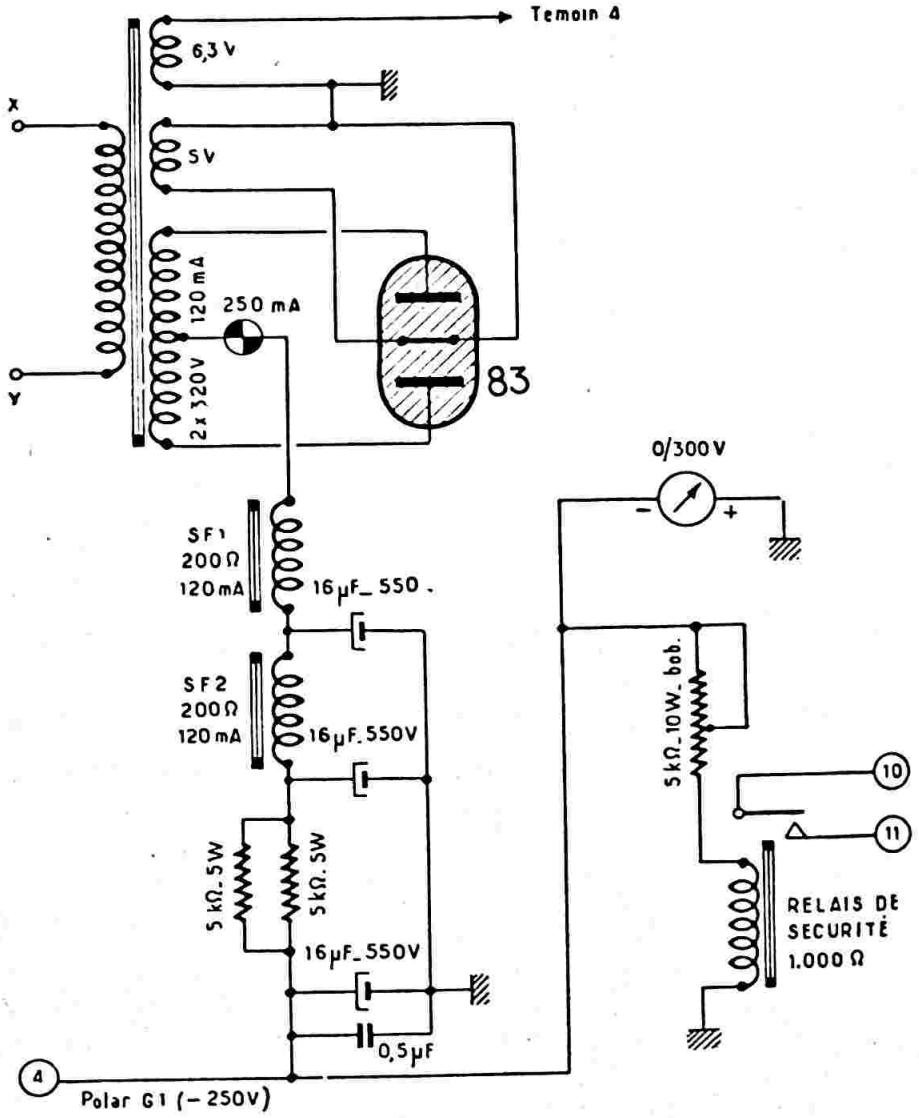



*Fig. XII-31*

Nous avons représenté le transformateur de modulation **Tr. Mod.** sur cette figure XII-32 pour une meilleure compréhension du schéma. En réalité, le transformateur de modulation et la double-diode limiteuse se trouvent à côté de l'étage PA. Le primaire de **Tr. Mod.** est attaqué par la sortie de l'amplificateur BF par l'intermédiaire d'une ligne à basse impédance (ligne I-II). Nous reparlerons de ce transformateur plus loin.

*Alimentation haute tension PA* (figure XII-33).

Il s'agit d'un redresseur-bridge utilisant quatre redresseuses monoplaques type DCG4-1 000 à vapeur de mercure ; les caractéristiques des trois transformateurs de chauffage sont données sur le schéma. Le filtre est évidemment du type à bobine d'entrée.

*b*) transformateurs $T_7$ et $T_8$ avec valve 5Z3 ;

*c*) transformateur $T_9$ avec deux valves 5Y3.

Le redresseur **a** peut être mis en série avec le redresseur **b** (position 2 de l'inverseur **Inv.**) ; dans ce cas, la tension sur la ligne 5 alimentant l'écran du tube PA est de 850 volts.

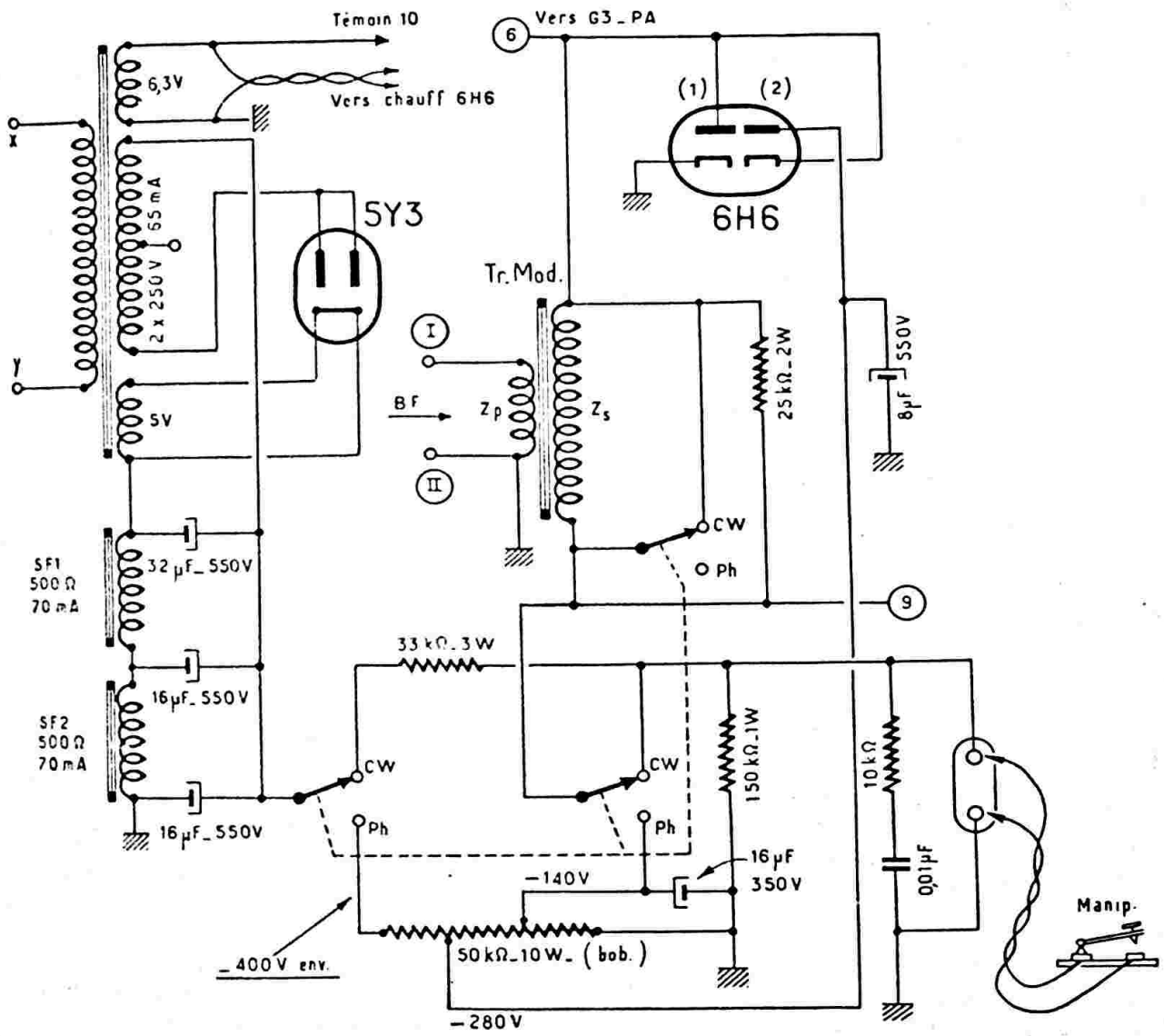



*Fig. XII-32*

Selon la position de l'inverseur de puissance **Inv. P.** et le réglage du survolteur-dévolteur commandant le primaire du transformateur $T_4$, il est possible de régler la tension filtrée (ligne 7) entre 750 V et 2 000 V.

*Alimentations $G_2$/PA, MO, FD et Modulateur* (figure XII-34).

Il s'agit, en fait, de trois alimentations distinctes :

*a*) transformateurs $T_5$ et $T_6$ avec valve 5Z3 ;

Par contre, si l'inverseur est en position 1, l'alimentation **a** est utilisée normalement avec le « moins » à la masse et la tension de la ligne 5 n'est plus que de 350 V environ.

Nous voyons donc déjà les variations de puissance possible dans l'alimentation du tube P500 du PA :

**Plein régime :** $V_a$ = 2 000 et $V_{g2}$ = 850 V avec **Inv. P** sur 2 (figure XII-33) et **Inv.** sur 2 (fig. XII-34).

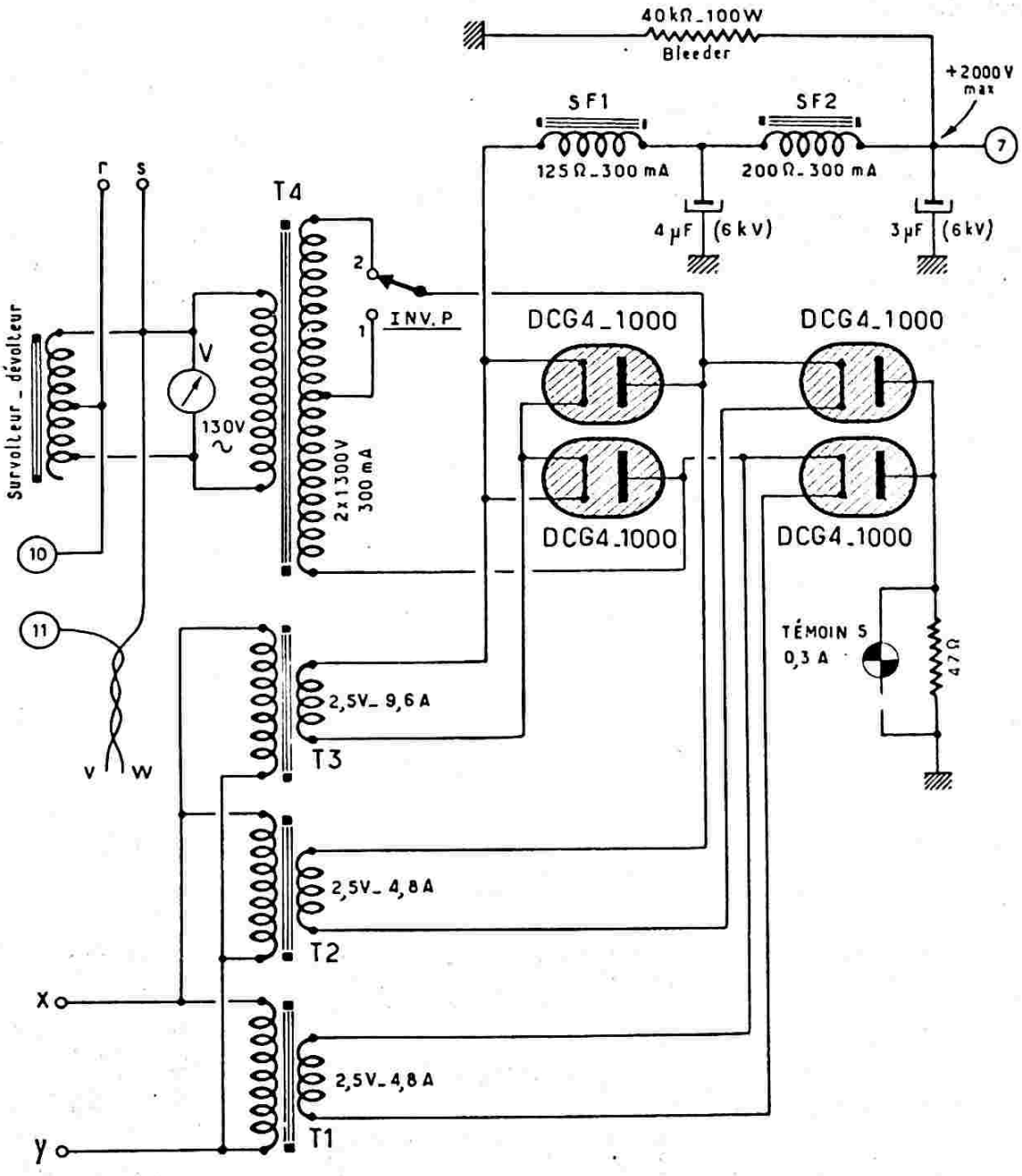



*Fig. XII-33*

**Puissance très réduite :** $V_a$ = 750 V et $V_{g2}$ = 350 V avec **Inv. P** sur 1 (fig. XII-33) et **Inv. sur 1** (fig. XII-34) ; soit à peu près la puissance d'un tube 807 ! ! ! Bien entendu, toutes les positions intermédiaires de puissance sont possibles (survolteur-dévolteur de la fig. XII-33) **entre** les deux puissances extrêmes que nous venons d'indiquer.

Le redresseur **b** fournit l'alimentation HT à l'étage FD 807 (ligne 2), soit + 450 V environ, et l'alimentation HT de l'étage MO 6L6 (ligne 1) soit + 250 V environ.

L'alimentation **c** est celle du modulateur : chauffage et haute tension. La haute tension sur l'amplificateur modulateur est commandé par un relais excité par l'alimentation **b** et coupant le point milieu HT du transformateur $T_9$.

Pour les trafic en télégraphie, l'alimentation du modulateur peut être totalement coupée ; ceci s'effectue en ouvrant l'interrupteur **Int.** du primaire de $T_9$.

Notons au passage, que toutes les lignes « secteur » rencontrées jusqu'ici et marquées **x y** sont reliées et connectées aux bornes **x y** du châssis de distribution électrique que nous verrons plus loin (fig. XII-37). Même remarque au sujet de la ligne **v w** fig. XII-33 qui est reliée aux bornes **v w** de la figure XII-37.

La ligne **r s** (fig. XII-33) est à relier aux douilles **r s** des transformateurs $T_6$ et $T_1$ de la figure XII-34.

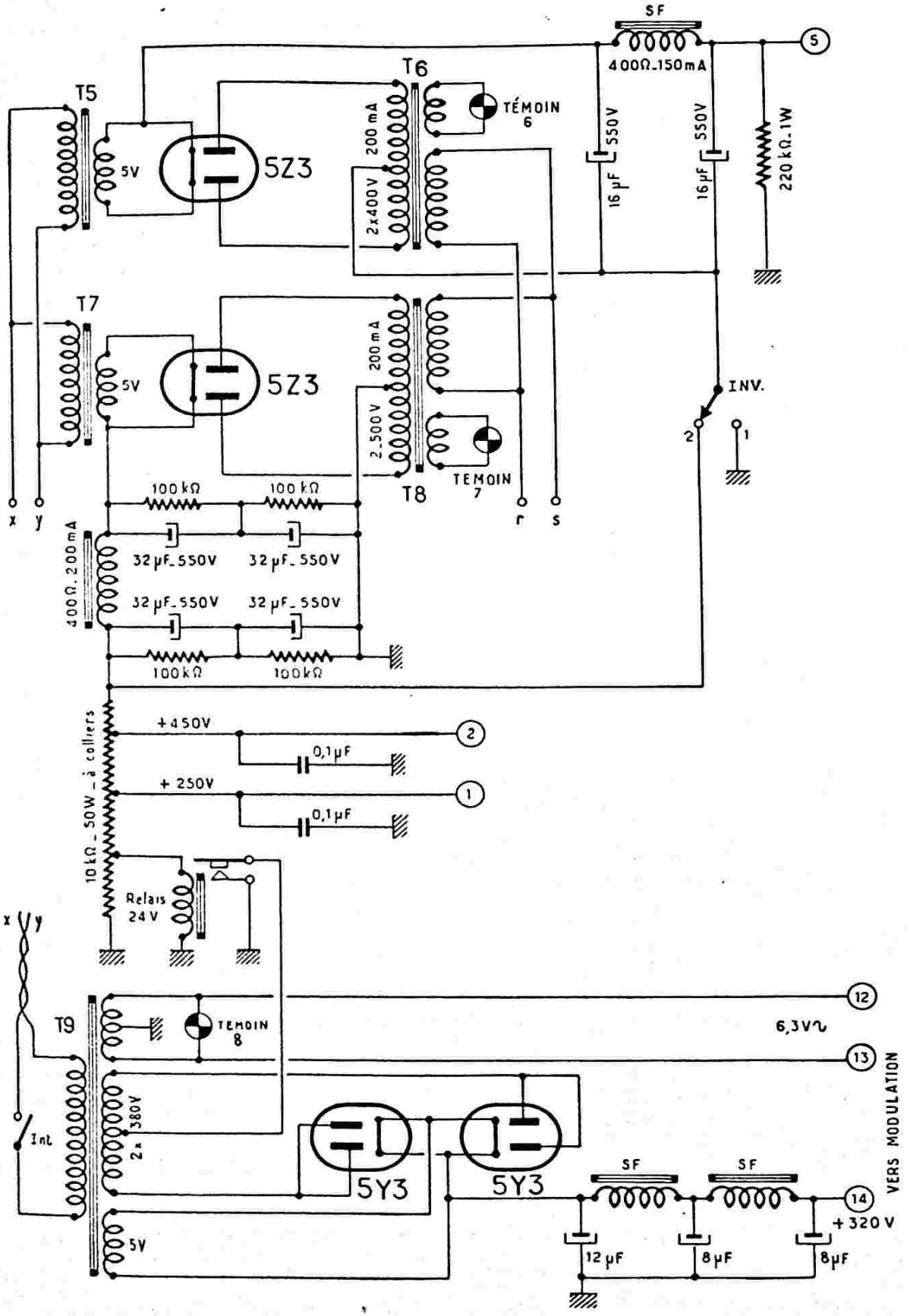

SF
400Ω-150mA
5
T6
T5
TÉMOIN 6
5V
5Z3
200 mA
2x400V
550V
16 µF
550V
16 µF
220 kΩ-1W
T7
5V
5Z3
200 mA
2.500 V
INV.
2
1
TEMOIN 7
T8
100 kΩ
100 kΩ
x
y
r
s
400Ω-200mA
32 µF-550V
32 µF-550V
32 µF-550V
32 µF-550V
100 kΩ
100 kΩ
+450V
2
0,1 µF
+ 250V
1
0,1 µF
10 kΩ-50W-à colliers
Relais 24 V
x
y
T9
TEMOIN 8
12
6,3V~
13
Int
2x 380V
5Y3
5Y3
SF
SF
14
+320 V
VERS MODULATION
5V
12 µF
8 µF
8 µF

*Fig. XII-34*

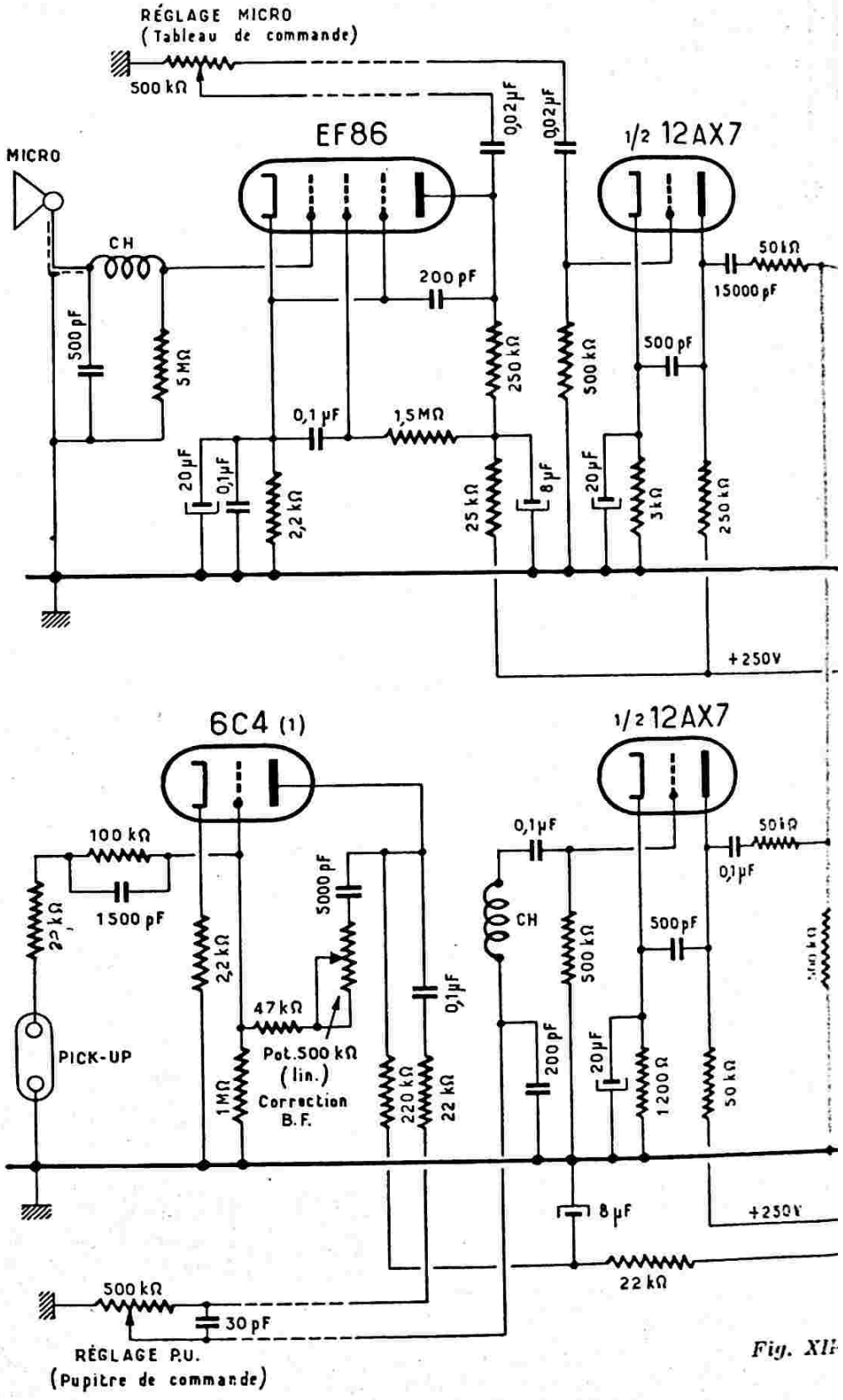
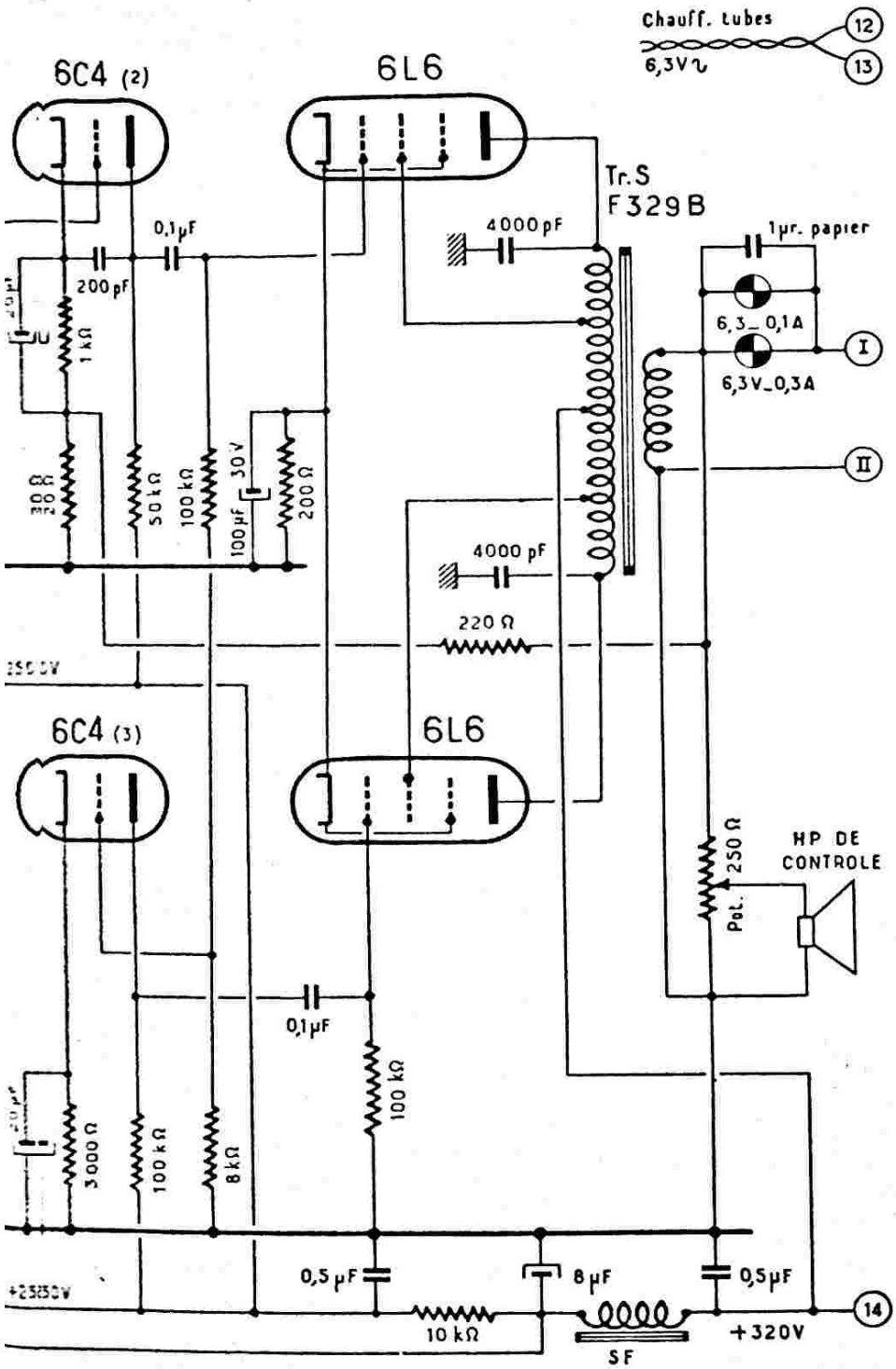

RÉGLAGE MICRO
(Tableau de commande)
500 kΩ
0,02 µF
0,02 µF
EF86
1/2 12AX7
MICRO
CH
500 pF
5 MΩ
200 pF
250 kΩ
500 kΩ
50 kΩ
15000 pF
500 pF
0,1 µF
1,5 MΩ
20 µF
0,1 µF
2,2 kΩ
25 kΩ
8 µF
20 µF
3 kΩ
250 kΩ
+250V
6C4 (1)
1/2 12AX7
100 kΩ
1500 pF
22 kΩ
2,2 kΩ
5000 pF
47 kΩ
Pot. 500 kΩ
(lin.)
Correction
B.F.
0,1 µF
1 MΩ
220 kΩ
22 kΩ
PICK-UP
0,1 µF
50 kΩ
0,1 µF
CH
500 kΩ
500 pF
200 pF
20 µF
1200 Ω
50 kΩ
8 µF
+250V
22 kΩ
500 kΩ
30 pF
RÉGLAGE P.U.
(Pupitre de commande)

*Fig. XI*


Chauff. tubes
6,3V
12
13
6C4 (2)
6L6
Tr.S
F329B
0,1µF
200 pF
4000 pF
1µr. papier
6,3_0,1A
6,3V_0,3A
I
II
1 kΩ
30 Ω
50 kΩ
100 kΩ
100µF
30 V
200 Ω
4000 pF
220 Ω
6C4 (3)
6L6
HP DE
CONTROLE
250 Ω
Pot.
0,1µF
100 kΩ
3000 Ω
100 kΩ
8 kΩ
0,5 µF
8 µF
0,5µF
10 kΩ
+320V
14
SF

Rappelons que l'alimentation du VFO a été représentée sur la figure XIV-28.

*Amplificateur BF-Modulateur* (fig. XII-35).

Le modulateur représenté sur la figure XII-35 peut délivrer une puissance maximum de 20 watts (push-pull de 6L6 classe A ultra-linéaire ; HT = 320 V). Le microphone est du type piézoélectrique multicellulaire ; il attaque un tube EF86 préamplificateur suivi d'un élément triode de 12AX7.

Par ailleurs, une entrée pour pick-up piézoélectrique est également prévue ; un étage muni d'un tube 6C4 (1) effectue la correction de la courbe d'enregistrement. Le potentiomètre **Pot.** de 500 kΩ linéaire permet de faire « basculer » la courbe de réponse des graves par rapport aux aiguës.

Le second élément triode du tube 12AX7 effectue une première amplification de tension de la lecture des disques.

Les deux potentiomètres de 500 kΩ (logarithm.) permettant les réglages du gain du microphone et du pick-up sont fixés sur le tableau de commande de la station.

Le tube 6C4 (2) est attaqué sur sa grille, simultanément par les signaux du pick-up et du microphone ; éventuellement, il peut donc en effectuer le mélange, en les amplifiant une dernière fois.

Enfin, le push-pull de sortie comporte deux tubes 6L6 montés en amplificateur ultra-linéaire avec le transformateur de sortie Tr.S. type F 329 B à prises d'écrans. Le déphasage est effectué par le tube 6C4 (3).

Pour la clarté du schéma, nous n'avons représenté aucun fil blindé ; mais il va de soi que toutes les connexions sensibles de grilles et de plaques sont blindées soigneusement, depuis les entrées microphone et pick-up jusqu'à la sortie anodique du tube 6C4 (2). Blinder également les tubes.

Les découplages sont prévus abondants et énergiques, et des bobines d'arrêt haute fréquence **Ch** sont placées en série dans les deux entrées. N'oublions pas que cet amplificateur travaille dans un « bain de HF » important, ce qui ne fait que faciliter les accrochages de toutes sortes.

Le transformateur de sortie Tr. S. présente les caractéristiques suivantes : impédance primaire $Z_p$ = 8 000 Ω de plaque à plaque (avec prises d'écrans) ; impédance secondaire $Z_s$ = 8 Ω ; rapport = 32 (F329B - S.T.S. Millerioux).

Un petit haut-parleur à aimant permanent, réglable par un potentiomètre bobiné de 250 Ω, permet également un contrôle auditif. Une boucle de contre-réaction en tension est montée entre le secondaire du transformateur de sortie et la cathode du tube 6C4 (2).

Le secondaire de Tr.S. est relié au primaire du transformateur de modulation Tr. Mod. (représenté sur la figure XII-32) par l'intermédiaire de la ligne bifilaire I II. Notons cependant, en série dans la ligne I, la présence de deux ampoules à filament de tungstène (0,3 A + 0,1 A) réalisant une compression de la modulation, une stabilisation à un niveau à peu près constant (voir chapitre X, § 9). Un condensateur de 1 µF au papier en shunt sur les ampoules, évite l'affaiblissement des aiguës. Ce dispositif thermique de compression., allié au tube limiteur 6H6 (fig. XII-32), permet d'obtenir une modulation toujours énergique et efficace, avec un excellent relief, une bonne dynamique, mais avec l'impossibilité de dépasser le niveau maximum de 100 %.

Le secondaire du transformateur de modulation (fig. XII-32) est chargé par une résistance de 25 kΩ au carbone. Les caractéristiques de ce transformateur sont les suivantes : impédance primaire $Z_p$ = 10 Ω ; impédance secondaire $Z_s$ = 10 000 Ω ; rapport de transformation = 32. Il s'agit d'un transformateur S.T.S. Millerioux type FH210B.

Un voltmètre de crête B.F. est également monté entre les bornes 6 et 9 (secondaire du transformateur de modulation). Le schéma de ce voltmètre est donné sur la figure XII-36. Il s'agit d'un voltmètre à redresseur oxymétal monté spécialement et donnant une *lecture exacte jusqu'à* 15.000 *c/s environ*. En utilisant un milliampèremètre de déviation totale 0,5 mA, on peut, *par exemple*, établir un groupement série $R_1$, $R_2$ et $R_3$ de façon que la déviation maximum de l'aiguille corresponde à 200 volts efficaces. Dans ce cas, on a : $R_1$ = 150 kΩ, $R_2$ = 15 kΩ et $R_3$ = 1 kΩ. En réalité, en effet, le cadre mesure les tensions efficaces ; on fera l'étalonnage sur la fréquence du réseau (50 c/s) comparativement à un autre *voltmètre ordinaire*, mais sur le cadran, *on notera les indications en « volts maxima »* (volts de crête), d'après la relation $E_{crête} = E_{eff} \sqrt{2}$ (en admettant que les ondes vocales soient sinusoïdales !)

Précisons que, du fait du montage spécial de ce voltmètre, l'étalonnage fait à 50 c/s est cependant valable pour toutes les fréquences du registre sonore.

Pour les conditions maxima d'emploi du tube P 500 exposées précédemment, avec $V_{g3}$ = — 140 V, il est évident qu'il nous faut 140 volts BF de crête pour atteindre la profondeur de modulation maximum (100 %).

*Distribution du réseau à la station* (fig. XII-37).

Ce châssis comporte toutes les dérivations du réseau alternatif d'alimentation et le relais temporisé ne permettant l'enclenchement de la H.T. que lorsque les tubes ont atteint une température suffisante.

Voyons comment fonctionne ce relais : Sur le schéma, nous sommes dans la position « arrêt ». Pour mettre l'émetteur en route, nous fermons d'abord l'interrupteur Int.$_1$ ; à ce moment, les lampes H.F. sont chauffées, le modulateur est sous tension, la polarisation appliquée au P.A., etc., en un mot, tout ce qui est connecté à la ligne x y. Mais en fermant Int.$_1$, nous avons « donné du mou » à la chaînette de rappel et envoyé le courant sur la résistance de chauffage du bilame du relais thermique.

Au bout d'un certain temps — et ce temps se règle une fois pour toutes, à environ 60 secondes, par l'intermédiaire de la résistance variable de réglage RT — lorsque le bilame est suffisamment chaud, il se cambre et vient donner contact au réseau sur le primaire d'un transformateur abaisseur, Tr.$_8$.

Le secondaire, 6 volts de ce transformateur débite sur le solénoïde S d'un relais magnétique à noyau plongeur, convenablement amorti mécaniquement, afin d'éviter toute vibration, tout ronflement exagérés.

Le noyau est alors aspiré, l'ampoule de mercure bascule, et le courant peut être envoyé sur la ligne v w commandant les alimentations H.T., par la manœuvre du bouton de mise en route sur le tableau de commande (lignes 16 et 17 y aboutissant).

L'opérateur est averti de l'enclenchement du relais temporisé par l'éclairage du témoin 9.

Pour arrêter l'émetteur (*fin de trafic*), placer le bouton de commande du tableau au point zéro : les H.T. sont coupées. Puis, supprimer le chauffage, en ouvrant Int.$_1$ ; la chaînette de rappel ramène alors le relais magnétique dans sa position de démarrage. (Cela uniquement pour la fermeture de la station, et restant bien entendu que le passage d'émission à réception — et inversement — s'opère exclusivement par la manœuvre du bouton inverseur du tableau de commande).

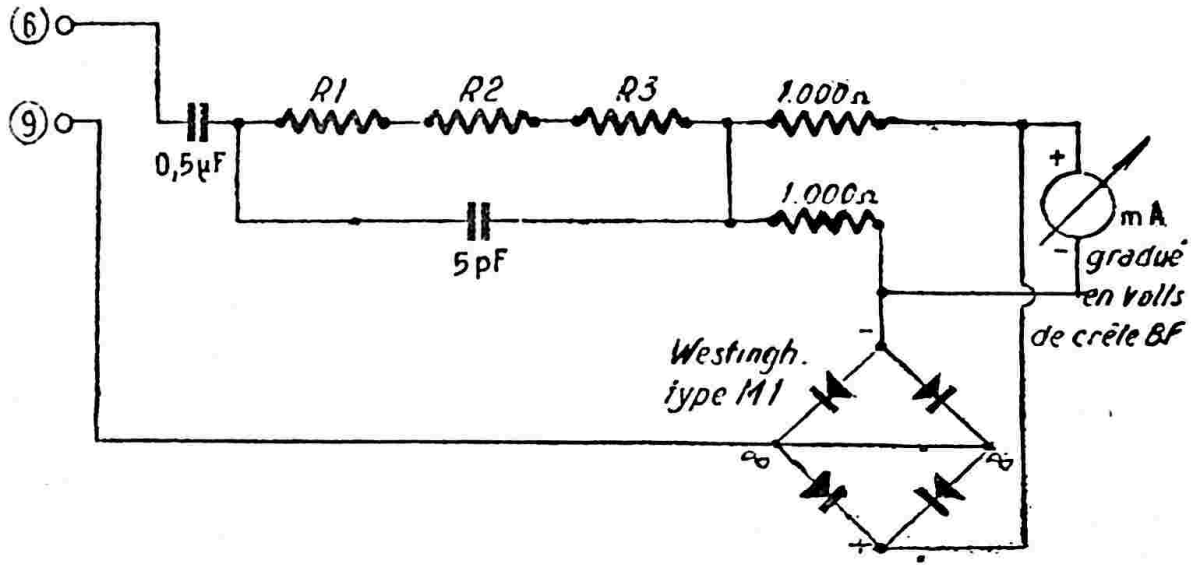



*Fig. XII-36*

Au départ du réseau, notons deux fusibles, un interrupteur bipolaire (interrupteur général de la station), un ampèremètre et un voltmètre (appareils pour courant alternatif gradués respectivement jusqu'à 10 ampères et 150 volts).

Un témoin secteur (petite ampoule de 8 watts) s'allume dès l'enclenchement de l'interrupteur général commandant l'ensemble de la station (émetteur et récepteur).

Deux condensateurs au papier de 1 µF sont montés en by-pass, pour l'écoulement à la terre de la H.F. fuyant par le réseau.

Un petit transformateur Tr. 10 (genre transfo de sonnerie) fournit une tension de l'ordre de 4 à 6 volts destinée à l'alimentation des deux témoins « Emission-Réception » du tableau de commande, par les lignes 18 et 19.

Un transformateur Tr. 11 suivi d'un redresseur au sélénium, fournit une tension continue de 12 volts environ pour l'excitation du relais du V.F.O. et du relais inverseur d'antenne.

Enfin, notons la dérivation pour l'alimentation secteur du récepteur.

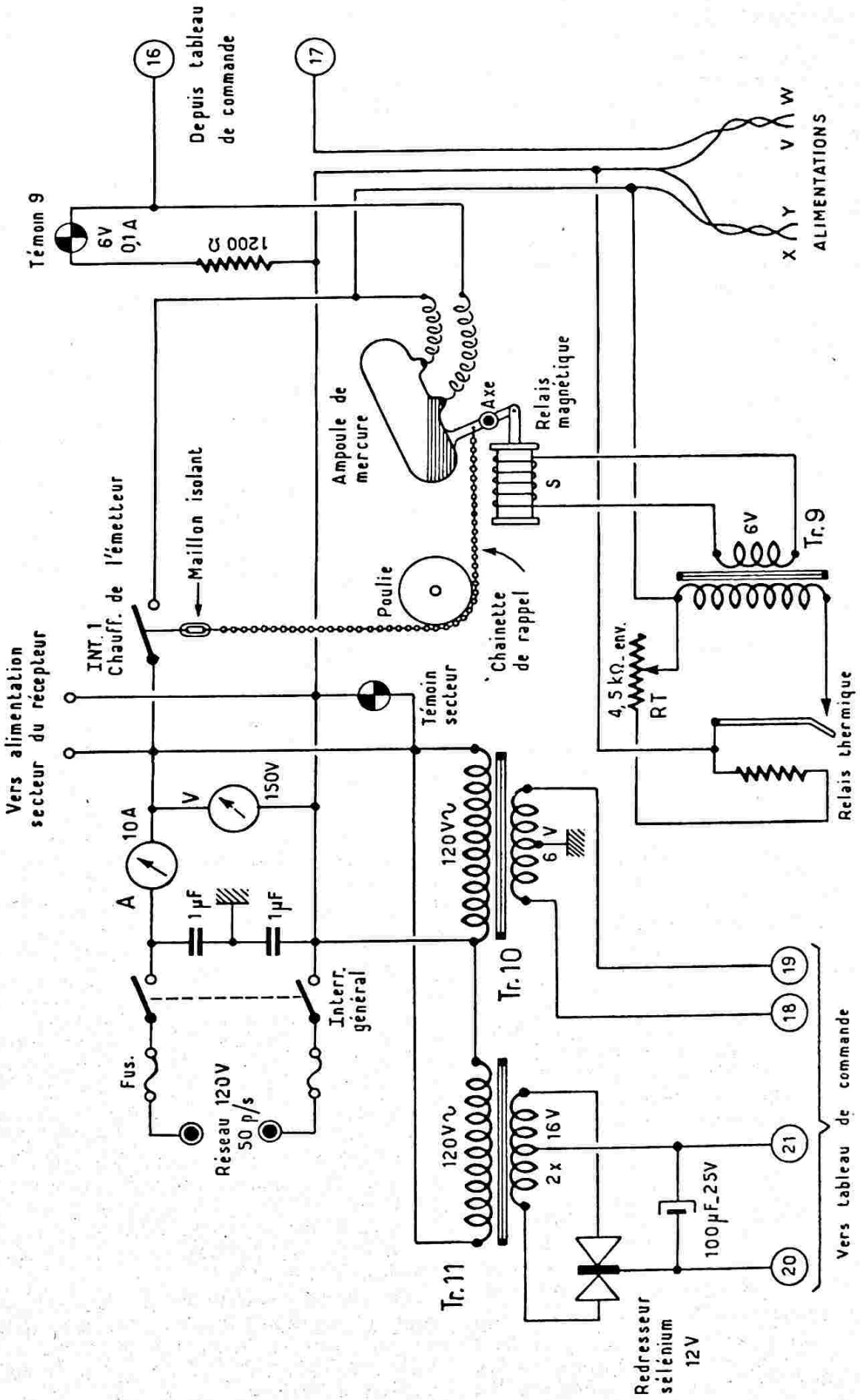

Depuis tableau de commande
16
17
Témoin 9
6V
0,1 A
1200 Ω
ALIMENTATIONS
X Y V W
Ampoule de mercure
Axe
Relais magnétique
S
6V
Tr. 9
Maillon isolant
INT. 1
Chauff. de l'émetteur
Poulie
Chainette de rappel
4,5 kΩ env.
RT
Relais thermique
Vers alimentation secteur du récepteur
Témoin secteur
10A
V
150V
A
1 µF
1 µF
120V~
6 V
Tr. 10
Interr. général
Fus.
Réseau 120V 50 p/s
120V~
2 x 16V
Tr. 11
100 µF_25V
Redresseur sélénium 12V
19
18
21
20
Vers tableau de commande

*Fig. XII-37*

*Tableau de commande* (fig. XII-38).

Pour un trafic aisé, le tableau de commande est fixé sur la table de travail, bien à portée de la main de l'opérateur. Il comprend, rappelons-le, les deux potentiomètres de réglage « microphone » et « pick-up » et un inverseur **monobouton** à trois positions : « émission — zéro — réception », assurant un démarrage immédiat de l'émetteur et du récepteur (les circuits de chauffage restant toujours en service). Cet inverseur assure aussi l'excitation du relais d'antenne (relais sur stéatite HF) et celle du relais du VFO.

4.000 ohms sur la table de trafic permet un contrôle permanent de l'émission.

Le tube 6H6 est chauffé par l'alimentation du modulateur. Il peut être remplacé par une diode à cristal de germanium type OA85.

Le circuit oscillant d'accord L — CV comprend un condensateur variable de 500 pF et une bobine à prises L, dont on court-circuite plus ou moins de spires, par un petit inverseur, suivant la bande de travail (20, 40 ou 80 mètres). Cette bobine L est exécutée sur un mandrin de carton bakélisé d'une diamètre de 35 mm.

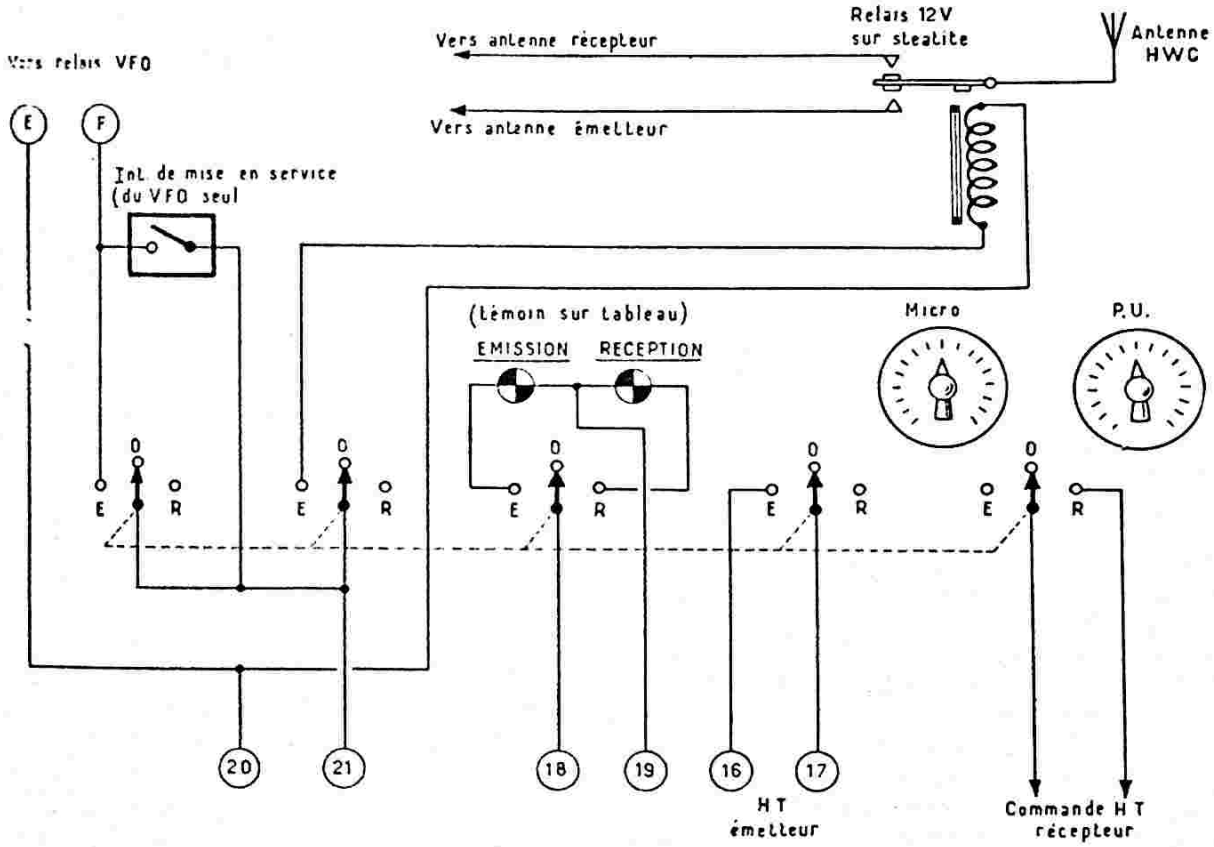



*Fig. XII-38*

Le relais du VFO peut être enclenché seul par fermeture d'un interrupteur séparé prévu à cet effet (pré-réglage de fréquence).

*Contrôles de l'émission.*

1° Le monitor (fig. XII-39) est monté à l'intérieur du rack de l'émetteur (à côté du modulateur). Il est équipé avec un tube 6H6. La cathode de ce tube est découplée par une capacité de 500 pF. Un milliampèremètre à cadre de 3 mA, fixé sur le panneau avant du meuble-rack, donne une valeur relative du champ, et un casque de

Elle comporte en tout 30 tours (bande 80 m.). Pour la bande 40 m., on *court-circuite* 16 tours ; pour la bande 20 m., 24 tours (fil émaillé 10/10 de mm).

La bobine d'antenne $L_a$ enroulée par-dessus, comporte 6 tours de fil 3/10 de mm sous soie.

Le collecteur d'ondes A est, en réalité, une petite antenne verticale de 4 mètres, tendue à l'extérieur du bâtiment. La liaison entre l'antenne et le monitor (ou le modulomètre) est effectuée par un câble coaxial, blindage relié à la terre. Par cette disposition, on est certain que le monitor n'est influencé que par la HF rayonnée

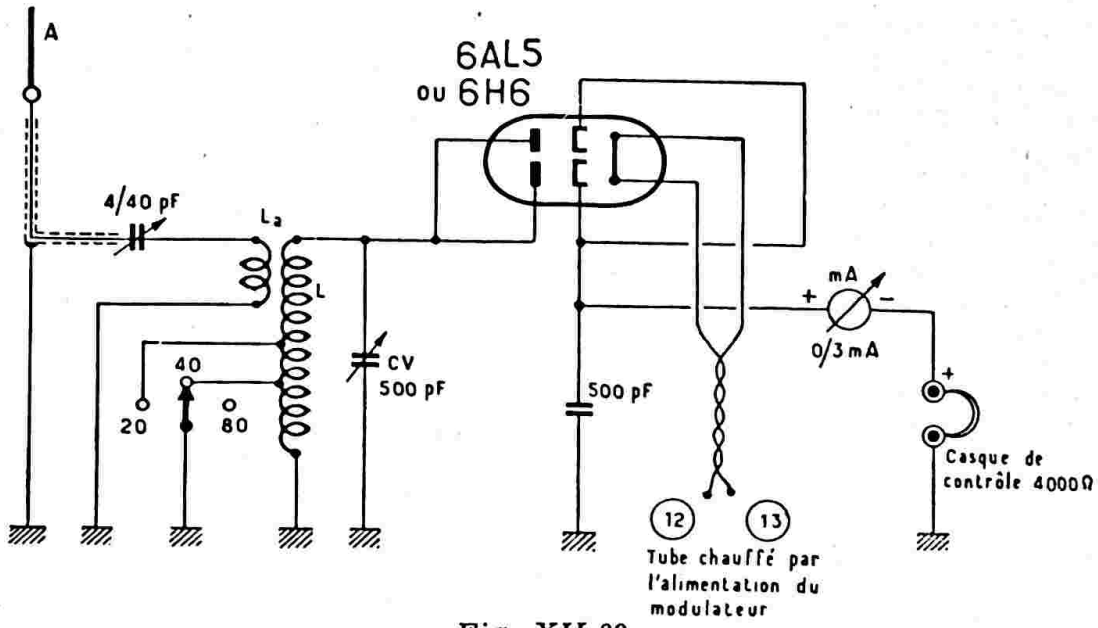



*Fig. XII-39*

par l'antenne d'émission (et non par le rayonnement des bobines du PA ou des ondes stationnaires sur le secteur ou autres conducteurs). On intercale entre la bobine $L_a$ et l'arrivée du câble coaxial, un condensateur ajustable de 4/40 pF permettant de doser l'énergie appliquée au monitor-contrôleur de champ. Il est également possible de réaliser un couplage indirect : bobine auxiliaire « antenne-terre » couplée à la bobine L.

2° Un modulomètre à *lecture directe* est utilisé ; il s'agit de l'appareil représenté sur la figure XXI-32. On est rapidement fixé sur le taux de modulation, grâce à cet appareil soigneusement étalonné (tube triode 6C4 avec redresseur alimentation HT tube 5Y3GB).

3° Enfin, un oscilloscope cathodique muni d'un tube C 95 Mazda, dont les plaques de déflection verticale sont attaquées par deux spires légèrement couplées à la self du P.A. de l'émetteur, permet l'examen permanent de la profondeur et de la linéarité de la modulation (voir chapitre X § 8).

*L'antenne*

L'antenne utilisée sur les bandes 20, 40 et 80 m est du type Conrad-Windom ; voir figure XII-40.

Le brin rayonnant AB est constitué par un fil de cuivre émaillé de 20/10 de mm. Ce brin horizontal est supporté entre deux tubes métalliques fixés sur les toits, et plaçant ainsi la partie AB à 18 m au-dessus du sol environ. Les haubans des tubes sont coupés environ tous les deux mètres par un isolateur en porcelaine, afin d'éviter l'absorption et les résonances parasites.

Le brin rayonnant est tenu par une chaîne d'isolateurs pyrex à chaque extrémité. Cet aérien est attaqué par un feeder F unique, qui s'en éloigne perpendiculairement.

A titre documentaire, nous communiquons les dimensions de cette antenne

AB = 41,50 mètres ;
AC = 13,70 mètres ;
CF = longueur quelconque.

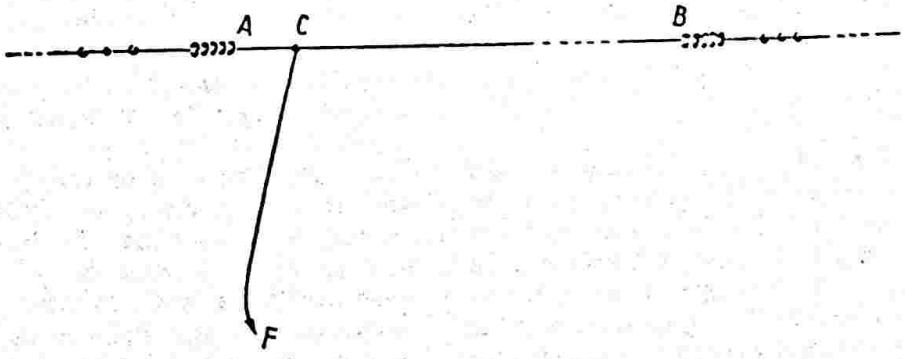



*Fig. XII-40*

Rappelons que c'est le même aérien qui est utilisé à l'émission et à la réception, d'où la nécessité de l'inverseur automatique d'antenne.



**Conclusion.**

Nous arrêtons ici ces descriptions d'émetteurs radiotéléphoniques ; le lecteur trouvera tous les renseignements souhaitables sur les antennes et leur couplage à l'émetteur dans le chapitre suivant.

Signalons cependant qu'un autre émetteur phonie-graphie, toutes bandes, de conception très moderne (émetteur utilisé par l'auteur) est encore décrit au § 2 du chapitre XIV.

Quant à l'équipement radiotéléphonique mobile sur voiture auto, nos lecteurs trouveront des exemples d'installation au chapitre XVII.

CHAPITRE XIII

# Les antennes

## PREMIERE PARTIE

## ANTENNES SPECIALES DE RECEPTION O.C.

Ce qu'il importe d'établir dans les conditions maxima de dégagement, c'est le *brin d'antenne* proprement dit. On peut, en fait, actuellement, réaliser des descentes fort longues avec des pertes minimes.

On sait qu'une antenne vibre sur certaines fréquences, suivant sa longueur ; ce que l'on ne sait pas, bien souvent, ce sont précisément pour quelles fréquences elle résonnera ! On a planté un poteau ou deux, tendu un fil, amené la descente et... ça marche ! Mais n'y aurait-il pas moyen de faire mieux ?

Ce qui nous intéresse, nous O.M., ce sont d'abord les bandes d'amateurs ; or, les stations d'amateurs travaillent ordinairement avec des puissances très faibles, et ne serait-il pas raisonnable de tout mettre en œuvre pour faciliter leur réception ? Nous voulons dire par là de soigner le montage de l'antenne comme nous avons soigné le récepteur. Il est donc sage de prévoir, de *calculer* l'antenne pour qu'elle soit susceptible de résonner sur les fréquences que l'on désire capter (bandes d'amateurs).

Avant de passer à l'étude du brin d'antenne propre, penchons-nous un instant sur les fils de descente (appelés aussi quelquefois « feeders » ; mais ce terme est plutôt réservé aux antennes d'émission).

Différents types de descentes d'antenne peuvent être utilisés :

1° Les descentes à fil unique ;

2° Les descentes doubles : *a*) Fils torsadés (basse impédance) ; *b*) Fils parallèles avec transposition (haute impédance).

Dans le deuxième cas, ce genre de descente réalise, de plus, un effet antiparasite appréciable dans certains cas. Cet effet est basé sur l'annulation des signaux et des parasites, qui attaquent directement à la fois les deux fils de descente.

Les descentes à fils torsadés sont réalisées par des câbles spéciaux fortement imperméabilisés ; elles présentent, en général, une impédance caractéristique de 70 à 100 ohms. Quant aux descentes à fils

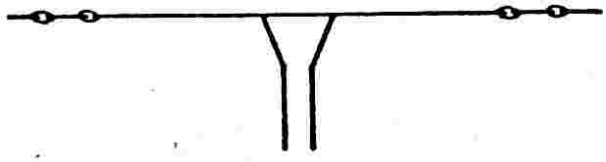


*Fig. XIII-1*

parallèles à transposition, elles sont facilement réalisables par l'amateur. On peut faire une telle descente en utilisant deux fils de 12/10 de mm. en cuivre émaillé, espacés entre eux de 5 centimètres, avec un bloc de transposition tous les 40 centimètres ; l'impédance caractéristique d'une telle descente est de l'ordre de 500 ohms environ.

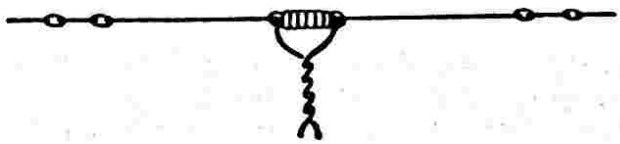


*Fig. XIII-2*

Un brin d'antenne correctement établi présente, pour un signal reçu donné, une impédance relativement élevée. Il est donc nécessaire d'adapter cette impédance élevée à l'impédance relativement faible de la descente. C'est chose très facile, car l'impédance d'une antenne varie à chaque point de sa longueur (minimum au centre, maximum aux extrémités ; fig. XIII-1). Dans un doublet, c'est-à-dire une antenne constituée par deux brins isolés et placés

dans le prolongement l'un de l'autre, l'impédance au centre est très voisine de 70 ohms et augmente si l'on se déplace vers les extrémités (fig. XIII-2). Outre ce moyen d'adaptation d'impédances, on peut utiliser aussi tout bonnement un transformateur ou autotransformateur (fig. XIII-3).



*Fig. XIII-3*

Le même souci d'adaptation d'impédances se présente de nouveau à l'arrivée au récepteur ; en effet, les appareils de réception possèdent ordinairement une self d'entrée d'antenne présentant une impédance assez élevée par rapport à l'impédance de la descente. Un autre transformateur, ou autotransformateur, est donc nécessaire à l'arrivée.

De plus, ce transformateur élimine les oscillations en phase recueillies par les fils de descente (signaux et parasites) ; par contre, il transmet au récepteur les oscillations déphasées recueillies par le collecteur d'ondes (signaux incidents des stations à recevoir).

Notons que le transformateur d'arrivée doit être calculé avec soin dans le cas d'une descente à basse impédance ; alors qu'avec une descente à haute impédance, il peut très souvent être supprimé : on attaque la bobine d'entrée de couplage antenne du récepteur directement par les deux fils de descente.

Disons enfin qu'une antenne présente la plus grande sensibilité pour une longueur d'onde égale à 2,1 × *l*, *l* étant la longueur géométrique propre du brin aérien. Cette longueur d'onde de résonance est un peu supérieure au double de la longueur géométrique, par suite de la charge des feeders, de la proximité des masses environnantes, du sol, etc. On voit donc qu'une antenne ondes courtes parfaitement accordée est facilement réalisable, sans tomber dans le domaine des dimensions extraordinaires (1).

**Quelques réalisations pratiques.**

Beaucoup d'antennes de réception d'origine étrangère (américaine principalement) se trouvaient facilement en France avant 1939. Elles étaient livrées complètes et prêtes à installer. Quelques constructeurs français ont sorti, depuis, des antennes du même genre.

L'antenne accordée de réception la plus simple est certainement l'antenne Windom (fig. XIII-4). La descente est faite par un fil unique D, qui peut avoir une longueur quelconque, et qui part du brin antenne AB de façon que l'on ait AC = AB/3. Cet aérien, du fait de sa descente à fil unique, ne présente pas d'effet antiparasite. On coupe le brin AB tel que AB = 0,95 λ/2, λ étant la longueur d'onde en mètres de la bande que l'on désire recevoir avec le maximum de sensibilité. Notons

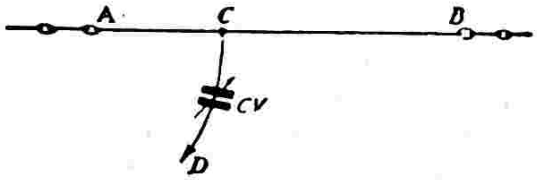



*Fig. XIII-4*

que cette pointe de sensibilité créée par la résonance de l'antenne se produit non seulement sur la bande pour laquelle l'aérien a été calculé, mais aussi sur les harmoniques de cette bande. Et cela est très bien, puisque les bandes d'amateurs sont précisément placées en harmoniques les unes par rapport aux autres. Cette remarque est valable également pour toutes les antennes accordées qui vont suivre.

On voit, d'après ces quelques lignes, pourquoi un amateur peut utiliser à la réception, tout simplement, son antenne d'émission, qui a été calculée précisément pour vibrer sur la bande de travail.

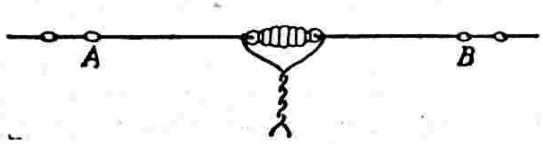



*Fig. XIII-5*

On attaque le récepteur avec la descente D, en la connectant à une extrémité de la bobine d'entrée de couplage, l'autre extrémité étant reliée à la masse. Il est cependant recommandé d'intercaler à la base de D, juste avant l'entrée du récepteur, un petit condensateur variable de 50 à 100 pF. On remarque que le rôle de ce C.V. est très efficace et qu'il présente un accord de sensibilité maximum bien déterminé pour chaque bande.

(1) Il n'en serait pas de même pour une antenne spéciale « grandes ondes », par exemple.

Passons maintenant au doublet avec descente basse impédance (fig. XIII-5). La descente est faite en fils torsadés sous gaine caoutchouc et tresse goudronnée (im-

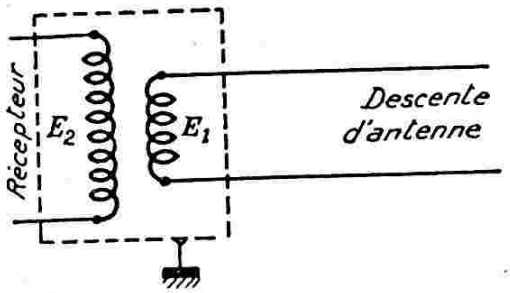



*Fig. XIII-6*

pédance 70 ohms). Les fils de la descente sont soudés de part et d'autre d'un isolateur pyrex réalisant la coupure du brin d'antenne (doublet). Cette descente peut avoir une longueur quelconque, mais elle nécessite un transformateur à l'arrivée au récepteur. On réalise ce transformateur de la manière suivante (fig. XIII-6) : sur un mandrin de 25 mm. de diamètre, on bobine un enroulement de 10 tours jointifs de fil de cuivre 8/10 de millimètre, deux couches soie ; enroulement $E_1$ attaqué par les fils torsadés de descente. Puis, à une distance de 5 mm. de cet enroulement, on bobine l'enroulement $E_2$, soit 20 tours jointifs de fil 8/10 deux couches soie, qui attaque l'entrée du récepteur.

La longueur du brin aérien AB est déterminée par la relation :

$$AB = \frac{0{,}95\ \lambda}{2}$$

Une autre réalisation, enfin, créée par la G.E.C., est donnée sur la figure XIII-7 ; c'est là « V-doublet ». Pour tailler l'antenne afin qu'elle vibre de préférence sur une bande de longueur d'onde donnée $\lambda$, on fait :

$$AB = CD = \lambda/4$$
$$\text{et } BE = CE = BC = \lambda/8$$

(mais la partie BC n'est pas utilisée électriquement).

La descente peut se faire soit par un câble torsadé d'impédance caractéristique

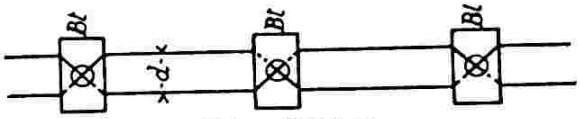



*Fig. XIII-8*

100 ohms, soit par une ligne à fils parallèles avec blocs de transposition. Dans ce dernier cas, on utilise deux fils de cuivre émaillé de 16/10 maintenus tendus et parallèles à une faible distance *d* (environ 10 mm.) par des blocs de transposition $B_l$ placés tous les 30 centimètres (fig. XIII-8). Un autotransformateur est utilisé à l'arri-

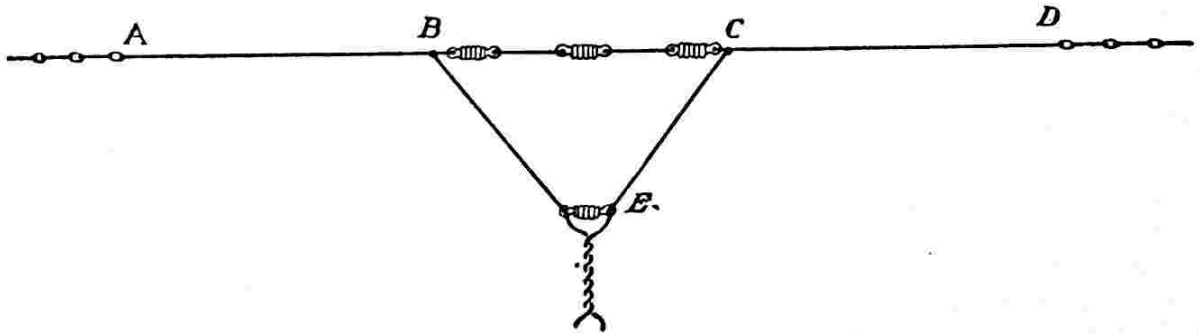



*Fig. XIII-7*

vée ; la figure XIII-9 donne le schéma de celui construit par la G.E.C.

Il existe, également, des antennes permettant « sans partialité » la réception de

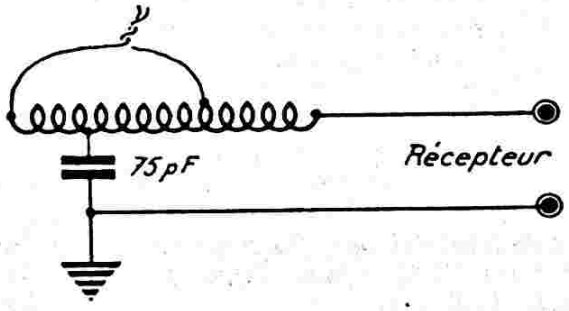



*Fig. XIII-9*

toute la gamme ondes courtes. On réalise, pour cela, soit un doublet offrant une résonance marquée dans le milieu de la gamme, soit un doublet asymétrique avec

transformateur d'adaptation spécial au départ, soit enfin un « double doublet », chaque doublet vibrant sur une fréquence différente.

Dans cet ordre d'idées, mentionnons la célèbre « Spider Web » ou toile d'araignée de la R.C.A., comportant cinq doublets vibrant respectivement sur 6, 12, 18, 35 et 60 mègacycles. Cette antenne tire son nom de la ressemblance qu'elle offre avec une toile d'araignée par la multitude de fils s'éloignant en rayons autour du transformateur de départ.

Il importe d'établir l'antenne proprement dite (brin aérien) aussi haut que possible, de façon qu'elle soit nettement au-dessus des perturbations parasites. Plus l'aérien est haut, meilleur est le rapport signal/bruit de fond, puisque l'on diminue les parasites et que l'on augmente la valeur de l'intensité de réception.

Enfin, l'antenne peut s'établir soit verticalement, soit horizontalement ; on préfère souvent cette dernière position, car les parasites ont tendance à créer une polarisation verticale. A un autre point de vue, notons que l'antenne verticale ne possède, par contre, aucun effet directif.

Ce qui nous intéresse, nous O.M., ce sont les bandes d'amateurs. Or, l'antenne de l'*émetteur,* comme nous le verrons dans la seconde partie, doit être soigneusement « taillée » pour vibrer sur la fréquence de travail.

Aussi, dans une station d'amateur, la solution est évidente : il suffit de prévoir un inverseur, à faibles pertes sur stéatite, qui commutera l'aérien, soit sur l'émetteur, soit sur le récepteur. Si l'antenne a été minutieusement établie pour un fonctionnement correct sur la fréquence d'émission, elle ne manquera pas de vibrer énergiquement sur la même bande étroite de fréquences à la réception. En résumé : simplification de l'installation aérienne et meilleur rendement.

A l'écoute, l'amateur novice se rendra compte très rapidement de l'indescriptible QRM qui règne parfois sur la populaire « bande 40 mètres ». Un procédé consiste à utiliser un *cadre orientable* pour l'élimination des stations brouilleuses et la sélection de *la* station désirée. Les cadres monoboucles du commerce, utilisés dans la position O.C. naturellement, donnent en général d'assez bons résultats. Néanmoins, la figure XIII-10 donne le schéma d'un cadre O.C. spécialement étudié pour être connecté à l'entrée d'un récepteur de trafic (bande 40 mètres, rappelons-le).

La spire unique formant le cadre a un diamètre de 80 centimètres ; elle est faite en tube de cuivre de 6 mm., et maintenue par des barrettes de stéatite fixées sur un pivot quelconque permettant la rotation. Un condensateur variable nain permet l'accord exact sur la fréquence du correspondant (capacité 150 à 200 pF). La liaison au récepteur se fait par l'intermédiaire d'un transformateur adaptateur H.F. à noyau de fer aggloméré : sur un tube de carton d'un diamètre de 10 mm. contenant un noyau de fer, on bobine 10 tours de fil 30/100 de mm. deux couches soie à spires jointives ; ainsi est fait le primaire P. Quant au secondaire S, il est constitué par 3 spires bobinées par dessus l'enroulement précédent avec interposition de deux couches de papier paraffiné (fil 30/100 de mm. également). La connexion au récepteur est faite par un fil souple

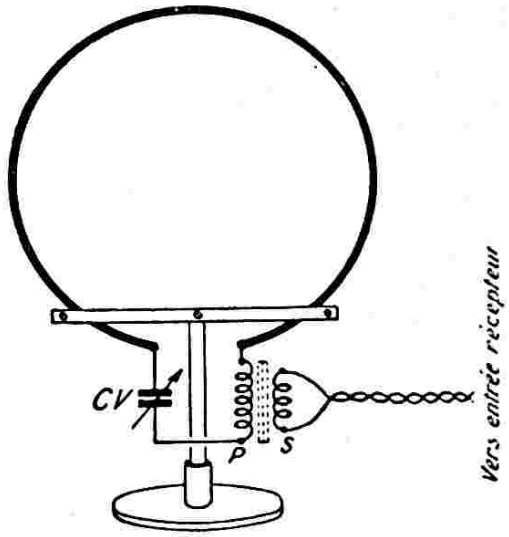



*Fig. XIII-10*

torsadé deux conducteurs. Il est préférable que la bobine d'entrée du récepteur soit isolée de la masse (voir récepteur de la figure VIII-3, par exemple) ; néanmoins, à défaut, il est possible d'attaquer le récepteur par les douilles « antenne-terre » classiques.

Il est facile en partant des indications données, de réaliser un cadre pour la bande 80 m, soit en augmentant le diamètre de la boucle collectrice, soit en augmentant proportionnellement les nombres de tours des enroulements P et S.

Outre leur utilité dans les cas déjà signalés, les cadres sont employés également comme collecteurs d'ondes dans les récepteurs pour rallye « radiogoniométrie » (recherche d'un émetteur grâce à la direction indiquée par le cadre) ; voir chapitre VIII - § 1 - 5°.

Pour terminer, nous dirons quelques mots sur les antennes de réception pour V.H.F. Sur ces fréquences, plus encore

que sur les autres moins élevées, l'antenne doit être soigneusement *dimensionnée* et adaptée. Généralement, à peu d'exceptions près, c'est toujours l'antenne d'émission (directive ou non) qui est utilisée à la réception ; le lecteur trouvera dans la seconde partie de ce chapitre la description de nombreuses antennes V.H.F. qui pourront être utilisées à la réception. Néanmoins, pour fixer tout de suite les idées, disons que l'on emploie souvent l'antenne type doublet de la figure XIII-5 ; chaque demi-brin a une longueur égale à la longueur d'onde à recevoir *divisée* par 4, *moins* une correction de 6 % pour les fréquences très élevées. L'impédance centrale (donc celle du câble de descente également) est de 72 ohms.

Dans d'autres cas, il est possible d'augmenter le gain de réception de l'antenne en lui donnant une directivité très marquée. Pour cela, outre le dipôle de réception AB EF, on dispose, à l'avant, d'un

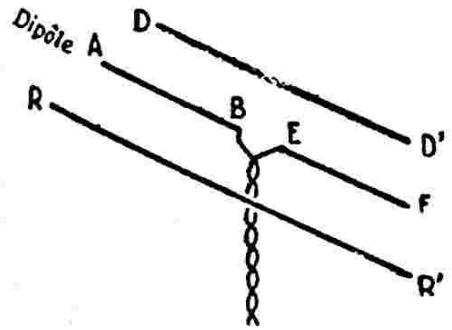



*Fig. XIII-11*

directeur DD', et à l'arrière, d'un réflecteur RR' (fig. XIII-11). Les éléments DD' et RR' sont placés à une distance de $\lambda/4$ par rapport au dipôle, ce qui ne modifie pas trop son impédance centrale. Ce dernier est calculé comme précédemment ; d'autre part, le réflecteur a comme longueur la longueur totale du dipôle multipliée par 1,05, et le directeur, la longueur totale du dipôle multipliée par 0,96. Vu son effet directif marqué, on devra orienter cette antenne dans la direction la plus favorable.

# SECONDE PARTIE

# ANTENNES D'EMISSION O.C.

## Avertissements

Il ne suffit pas d'utiliser au mieux nos 100 watts alimentation en les transformant avec un rendement intéressant en énergie H.F... Encore faut-il que ces watts H.F. soient rayonnés au mieux chez les correspondants. Il serait, en effet, stupide d'utiliser un émetteur produisant 70 watts haute fréquence, par exemple, si une portion réduite seulement de cette puissance était rayonnée dans l'éther.

Tout émetteur, quel qu'il soit — radiotélégraphique ou radiotéléphonique, pour QSO locaux ou QSO-DX — utilise une antenne. Et il faut se rendre à l'évidence et constater que c'est souvent l'aérien qui est le plus négligé (peut-être parce que le plus mal connu ?).

Répétons cependant bien fort le fameux slogan : « Tant vaut l'antenne, tant vaut le poste. »

Aussi cette seconde partie est-elle consacrée uniquement à l'étude et à la réalisation pratique de nombreux aériens à la portée de l'amateur.

Nous avons bloqué ensemble l'étude des antennes pour O.C. et O.T.C. Elles présentent, en effet, quelques points communs ; cependant, ces dernières sont parfois un peu spéciales ; aussi, nous leur accordons quelques passages supplémentaires au cours de ce chapitre (§ 10), bien que l'étude de la réception et de la production des ondes à U.H.F. ne soit faite qu'aux chapitres XV et XVI.

## § 1. — Antenne fictive

Lorsqu'un émetteur est terminé, il convient d'en faire la mise au point (1). Cette mise au point doit être faite sur antenne fictive, c'est-à-dire sur un système permettant de *charger* l'émetteur exactement comme un aérien quelconque, mais avec un système *non rayonnant*. Il n'est pas nécessaire de gratifier les bandes si étroites d'une suite de grincements, accrochages, surmodulation et défauts de tous genres, presque inévitables au début des réglages. N'encombrons pas l'éther inutilement ; c'est seulement lorsque tout sera parfaitement au point que nous pourrons connecter le véritable aérien rayonnant, par un couplage apportant la même charge optimum que nous aurons déterminée avec l'antenne fictive.

Plusieurs systèmes d'antenne fictive non rayonnante (2) ont été proposés.

La plus simple et la plus commode est certainement celle que nous schématisons sur la figure XIII-12.

On la réalise par un circuit oscillant $L_2$-$C_2$ accordé sur la même fréquence que

(1) En attendant la visite de l'Inspecteur de l'Administration !

(2) « Dummy antenna » des Américains.

le dernier circuit $L_1$-$C_1$ de l'amplificateur final H.F.

Le couplage permettant d'ajuster la charge sur le P.A. se fait par une ligne torsadée terminée par une bobine de 2 spires, Bob.

Nous verrons plus loin qu'une antenne rayonnante correctement accordée se comporte comme une *résistance pure ;* le circuit qui charge le dernier étage est à peu près dépourvu de composante réactive. Aussi, ce système d'antenne fictive permet, de plus, de se faire une idée de la puissance H.F. disponible à la sortie de l'émetteur. Il suffit de brancher sur la bobine $L_2$ une résistance pure, convenablement adaptée, qui charge le tube dans les mêmes conditions que l'antenne aérienne (même courant plaque normal à la résonance). Cette résistance est, en l'occurrence, une simple ampoule d'éclairage Amp, d'une puissance égale ou légèrement supérieure à celle qui est supposée disponible à la sortie de l'émetteur. On ajuste les prises a et b suivant la tension d'alimentation de la lampe (plus cette tension est élevée, plus a et b se rapprochent des extrémités de $L_2$). L'évaluation de la puissance se fait par *comparaison* de l'éclairement avec une lampe identique alimentée par secteur ou batterie, d'une façon normale. Ce dispositif apporte une légère composante réactive (self-induction ou capacité, suivant la lampe employée), mais il suffit de compenser le déréglage par une légère retouche du condensateur variable d'accord $C_1$.

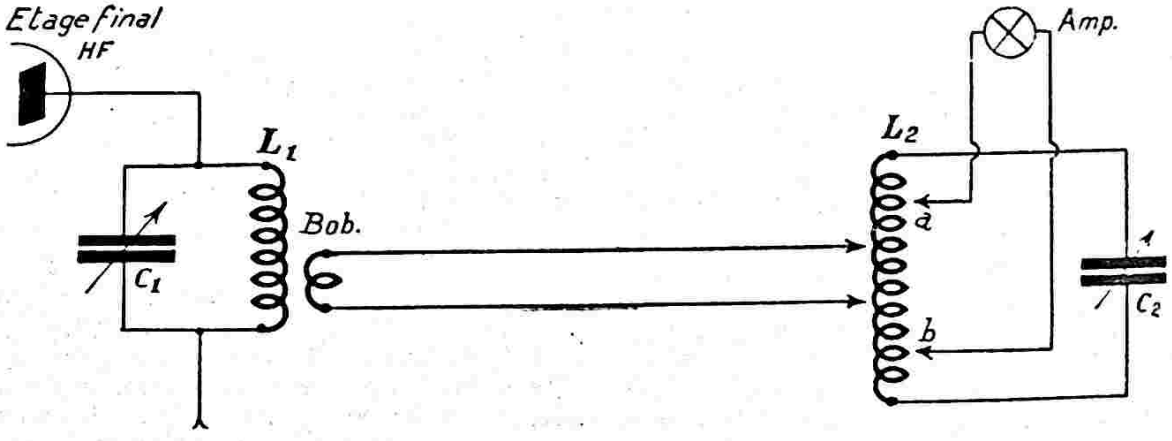



*Fig. XIII-12*

## § 2. — Antennes rayonnantes pour O.C. et O.T.C.

### Considérations générales

On se rappelle que les ondes ordinaires de radio, émises quelquefois avec des puissances très réduites (stations d'amateurs), sont reçues à des milliers de kilomètres ; en effet, le rayonnement habituel de ces fréquences ne parvient pas uniquement suivant l'onde directe, mais est aussi réfléchi par les hautes couches de molécules raréfiées (couche d'Heaviside, couche d'Appleton). Il n'en est pas de même pour les U.H.F. (au-dessus de 30 Mc/s), car plus les oscillations émises ont une fréquence élevée, plus la couche ionisée leur est perméable. L'onde n'est plus réfléchie, elle s'incurve dans l'épaisseur des couches concentriques et se perd ainsi. Il faut se contenter de l'onde directe ou onde de surface, dont la portée est « théoriquement » limitée, comme la propagation de la lumière, à la rotondité de la terre et aux obstacles (montagnes, forêts, agglomérations). Il en découle donc qu'on doit situer les antennes d'émission et de réception U.H.F. à des hauteurs maxima, sans obstacles entre elles.

Mais pratiquement, et fort heureusement, les oscillations de 30 à 60 Mc/s ne se propagent pas uniquement suivant l'onde directe. Les antennes des récepteurs O.T.C. ne sont pas sujettes à une rigoureuse visibilité de l'antenne émettrice ; cette condition n'est, d'ailleurs, qu'exceptionnellement satisfaite et elle est difficilement réalisable. En effet, le rayonnement bénéficie de phénomènes de réfraction et de diffraction résultant d'un genre d'émission secondaire produite par les points de l'obstacle rencontré et qui « repropagent » le train d'ondes au-delà de l'impact direct. En outre, la diffraction produit des zones où les ondes se recoupent, c'est-à-dire qu'elles se renforcent en certains points (ventres), mais par contre s'atténuent pour certains autres (zones de silence). Dans le cas d'un transceiver (émetteur-récepteur) avec antenne fixée sur le coffret, il est, en effet, courant de constater une amélioration de la réception par simple déplacement de l'appareil d'une pièce ou d'un étage à l'autre. D'au-

tres phénomènes, encore mal définis, interviennent aussi. Tout en permettant des liaisons intéressantes, souvent extraordinaires, ils encouragent les expérimentateurs sur U.H.F.

On sait que plus une onde a une λ faible, plus il est facile de la concentrer en un mince faisceau dirigé unique. D'une façon plus générale, une antenne quart d'onde présente un minimum accentué de son rayonnement dans des directions s'écartant peu de l'horizontale ; par contre, les intensités de champ mesurées augmentent avec l'altitude. Dans le cas des ondes ultra-courtes (encore !), on peut, soit au moyen de réflecteurs, soit en élevant le dipôle d'émission, imposer une propagation rasante à une imposante portion de l'énergie rayonnée. En ce sens, les ondes à U.H.F. ont un net avantage, puisque la longueur réduite des dipôles permet toujours de hisser ces derniers à quelques longueurs d'onde au-dessus du sol.

Une antenne verticale vibrant en onde entière, et dont le centre est situé à environ une demie λ au-dessus du sol, produit une radiation maximum suivant un angle de 34° par rapport à l'horizon (azimut) dans le plan vertical. En utilisant une antenne verticale, mais vibrant en demi-onde, située à la même hauteur, on ramène l'angle à 16°, et l'on tombe à 7° environ si l'on place le centre de cette même antenne à une distance égale à λ au-dessus du sol.

Pour une antenne horizontale, cette fois, vibrant en demi-onde et située à une hauteur de λ/2, l'angle de radiation maximum a une valeur de 32° environ ; et si nous

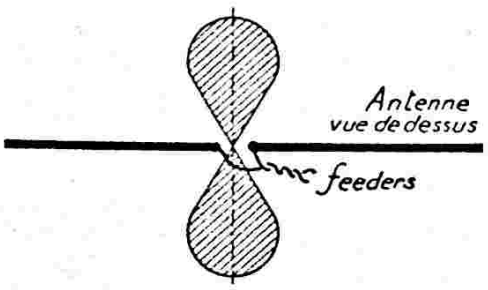



*Fig. XIII-13*

hissons ce même aérien à 3/4 de λ du sol, nous obtenons deux angles maxima de radiation, un vertical à 90°, l'autre suivant un angle de 21°.

Dans le plan horizontal, maintenant, un aérien vertical diffuse l'énergie utile également dans toutes les directions, tandis que l'antenne horizontale la répartit en la concentrant suivant des faisceaux en forme d'ellipses. Par exemple, un aérien horizontal en demi-onde isolé dans l'espace (cas strictement théorique, car l'influence de la terre n'est jamais négligeable) donne un diagramme de rayonnement dans le plan horizontal du genre de la figure XIII-13. Il faudra donc installer l'antenne dans une direction perpendiculaire à celle dans laquelle on désire être reçu au maximum.

**Antenne verticale ou antenne horizontale ?**

D'une manière générale, nous pouvons répondre ceci :

1° L'antenne verticale est souvent préférable sur V.H.F. ou U.H.F. *à courte distance* ; nous aurons d'ailleurs l'occasion de revenir ultérieurement sur cette question (§ 13, notamment). Elle peut être utilisée également sur des fréquences moins élevées (toutes bandes décamétriques de 10 à 80 m) pour des liaisons à grande distance et elle favorise ainsi nettement l'onde directe (l'onde de sol non réfléchie par la couche d'Heaviside).

2° L'antenne horizontale, par contre, semble assez souvent adoptée pour les bandes décamétriques (de 10 à 80 m). On la fait fonctionner ordinairement en demi-onde et on devrait toujours la tendre à une hauteur égale à une demie λ au-dessus du sol. En effet, l'angle de radiation obtenu (environ 32°) dans ces circonstances place l'aérien, pour le rayonnement par réflexion, dans les meilleures conditions possibles (plus grand « bond » dans l'éther). Mais, ces deux points sont impossibles à respecter si l'on veut faire fonctionner le *même aérien* sur *plusieurs bandes.*

D'autre part, à la suite de multiples essais pratiques, on s'est vite aperçu que de nombreuses circonstances impondérables ne manquent pas de se manifester et elles font que toutes les considérations précédentes sont bien souvent *strictement théoriques.* En effet, d'excellentes et confortables liaisons ont pû être réalisées dans les bandes décamétriques, soit à courte distance, soit en QSO-DX (selon la fréquence de trafic) avec des antennes verticales.

Bien entendu, pratiquement, dans le but d'éviter des hauteurs prohibitives, les antennes verticales pour les bandes décamétriques sont du type « raccourci » (par bobine à la base pour la bande 80 m) et comportent des « circuits-trappes » intercalés (pour le fonctionnement en multibande). L'avantage immédiat de telles antennes verticales est leur faible encombrement dans le plan horizontal ; c'est la solution de l'aérien de l'amateur résidant en ville. Il faut néanmoins disposer d'une excellente prise de terre (Antenne 14AVQ « Hi Gain », antennes V5 et V4-6 « Mosley »,

par exemple). Voir également la réalisation décrite au paragraphe 9-J.

L'antenne *verticale* (pour ondes décamétriques) ne pouvant rarement être montée ici à même le sol (parce qu'alors insuffisamment dégagée), on doit reconstituer à sa base un plan de terre fictif généralement constitué par les haubans — ici non isolés et appelés « radiants » — fixés au mât — support métallique lui-même relié électriquement à la terre par un câble de forte section.

## § 3. — Théorie générale des antennes d'émission O.C.

Sous ce titre, et avec l'autorisation de l'auteur, nous allons publier de larges extraits d'une remarquable étude faite par F. Babin (old-F8ML), parue dans *Radio R.E.F.* de mai 1939. Nous y avons, d'autre part, apporté d'importants compléments. (La *réalisation pratique* proprement dite des aériens sera vue au § 9.)

### 1° Champ électromagnétique à distance (au poste récepteur).

Lorsqu'on réalise un émetteur, qualité mise à part, on fait tendre tous ses efforts pour produire une action aussi énergique que possible sur le récepteur qui vous écoute : un émetteur se caractérise, aux environs du poste qui le reçoit, par le champ électromagnétique à haute fréquence qu'il crée. Ce champ a deux aspects, qu'on appelle champ magnétique et champ électrostatique ou électrique ; nous ne parlerons que de ce dernier : il suffit à caractériser l'onde et est plus pratique.

Le *champ électrostatique* à haute fréquence a une *grandeur* qu'on exprime en « microvolts par mètre » et une *direction ;* on dit qu'il est « polarisé ».

Un champ électrostatique E parallèle à une antenne de réception induit sur un morceau de cette antenne de longueur $h$ une force électromotrice V.

V microvolts $=$ $h$ mètres $\times$ E microvolts/mètre.

Pour une *antenne entière*, on totalise les effets en tenant compte de la production d'ondes stationnaires.

Jusqu'à quelques kilomètres de l'émetteur — mais pas à proximité immédiate cependant — E est parallèle à la direction des fils de l'aérien ; à grande distance, au contraire, quand l'onde s'est réfléchie sur les couches ionisées de la haute atmosphère, la direction du champ électrique est encore bien plus variable que son intensité et prend, *dans le plan de l'onde* (plan perpendiculaire à la direction de la propagation), toutes les directions possibles successivement ; on dit alors que la polarisation est circulaire.

On peut déduire de ces phénomènes que, pour le trafic entre correspondants très rapprochés, l'intensité de réception dépend beaucoup des dispositions relatives des aériens, l'emploi d'aériens parallèles étant le plus avantageux. Au contraire, l'intensité de réception restera la même chez un correspondant éloigné pour une direction quelconque de l'antenne dans le plan de l'onde incidente.

### 2° Circuit équivalent à un aérien d'émission.

L'émetteur fournit de la puissance H.F. à l'antenne d'émission ; sans plus nous occuper, pour le moment, de ce qui se produit à grande distance, voyons comment réagit l'aérien qu'on couple à l'émetteur.

On sait que, sur une longueur d'onde déterminée, un aérien peut être remplacé, en toute rigueur, par une self ou une capacité en série avec une résistance.

La self ou la capacité peut être nulle : on dit alors que l'antenne est accordée et équivalente à une résistance pure ; la contribution de la pince coupante à la mise au point d'une antenne consiste, précisément, à transformer une antenne en résistance pure, relativement à la source d'alimentation qu'est l'émetteur.

### 3° Puissance dissipée et puissance rayonnée.

La puissance active fournie à l'antenne est égale au produit de la résistance équivalente définie plus haut par le carré de l'intensité aux bornes d'alimentation.

On sait que cette puissance se décompose en deux termes :

$$R_p I^2 \text{ et } R_r I^2$$

$R_p I^2$ donne la puissance dissipée en chaleur dans l'antenne, et $R_r I^2$ l'énergie rayonnée.

Le terme $R_p$ peut s'évaluer, si les isolants n'amènent pas de pertes, par le calcul des pertes ohmiques, compte tenu de l'effet pelliculaire (et des dépôts d'oxyde).

Le terme $R_r$ s'appelle *résistance de rayonnement* au point considéré de l'antenne ; nous allons voir le principe de son calcul.

Les produits $R_p I^2$ et $R_r I^2$ caractérisent l'ensemble d'une antenne en cours de fonctionnement ; mais, puisque le courant est différent en tous les points, il faut bien spécifier où se fait l'alimentation, si l'on veut que $R_p$ et $R_r$ aient un sens. Par exemple, sur une antenne demi-onde alimentée en son centre, au ventre du courant, $R_r$ est de 73 ohms ; si on l'alimente à une extrémité (antenne Zeppelin), $R_r$ est de l'ordre de 2.000 ohms, avec les diamètres de fil habituellement employés.

**4° Résistance de rayonnement d'une antenne simple.**

Pour faciliter les raisonnements, nous allons prendre un cas concret, bien connu des amateurs : celui d'un doublet demi-onde alimenté en son centre par un feeder basse impédance (fig. XIII-14).

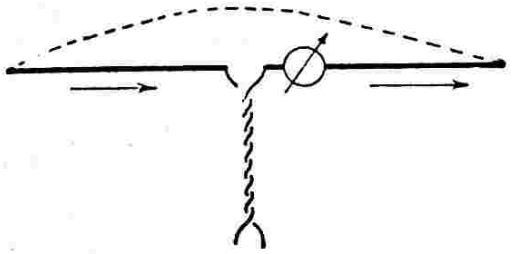


*Fig. XIII-14*

Les courants, à un instant quelconque, restent en phase en tous les points de l'antenne ; ils sont représentés par la courbe en pointillé.

La valeur efficace du courant est connue dans toute l'antenne si on la mesure en un point quelconque, par exemple à la sortie des feeders ; appelons ce courant $I_{..}$ Le courant instantané en ce point est :

$$I = I_{..} \sqrt{2} \cos \omega t$$

Le courant total produit un champ électrostatique dont l'expression est simple à grande distance de l'antenne et... un peu plus compliquée à son voisinage.

Le long de l'antenne, il y a donc, en chaque point, un champ électrostatique dû au courant ; ce champ fait un angle $\beta$ avec le courant ; il est alternatif comme lui, mais décalé dans le temps d'un angle $\varphi$. En un point A de l'antenne, la longueur du vecteur représentatif du champ est donc donnée par la formule :

$$Ea = Ka\, I_o \cos (\omega t - \varphi a)$$

($Ka$ et $\varphi a$ sont des constantes dépendant seulement de la position du point A.)

Comment ce champ va-t-il réagir sur le courant qui l'a produit ? Nous avons vu plus haut qu'un champ électrostatique E produit, sur un conducteur de longueur $h$ qui lui est parallèle, une force électromotrice $E \times h$. Si le champ fait avec le conducteur un angle $\beta$, la force électromotrice est seulement

$$E \,.\, h \,.\, \cos \beta$$

Donc, si l'on prend au voisinage de A (fig. XIII-15) un « morceau de courant » de longueur A' A", la f.é.m. qui y est produite va être (1) :

$$e \text{ (volts)} = A'\,A'' \times Ka \,.\, I_o \,.\, \cos (\omega t - \varphi a) \cos \beta a$$

(1) *f.é.m.* = force électromotrice.

Or, $\cos (\omega t - \varphi a)$ peut se décomposer en deux composantes : l'une en phase avec le courant ($\cos \omega t \cos \varphi a$) ; l'autre en quadrature ($\sin \omega t \sin \varphi a$).

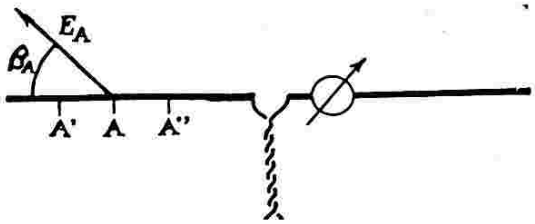



*Fig. XIII-15*

Voyons d'abord l'effet de la f.é.m. en phase avec le courant :

$$e_{phase} = A'\,A'' \,.\, Ka \,.\, I_o \,.\, \cos \omega t \,.\, \sin \varphi a \,.\, \cos \beta a$$

La puissance qui va être *dissipée* dans cet élément de courant du fait de la f.é.m. $e_{phase}$ est :

$$- Ia \,.\, e_{phase}$$

soit :

$$W a_{phase} = - Ia \times A'\,A' \times Ka \,.\, I_o \,.\, \cos \omega t \,.\, \sin \varphi a \,.\, \cos \beta a$$

Or, $Ia$ est, en tous points, proportionnel à $I_{..} \sqrt{2} \cos \omega t$ :

$$Ia = Ma \,.\, I_o \cos \omega t$$

$$W_{phase} = - I_o^2 \times A'\,A'' \times Ka\, Ma \cos^2 \omega t \sin \varphi a \cos \beta a$$

On voit que tous les termes ne dépendent que de la position du point A ; on peut simplifier en écrivant :

$$W a_{phase} = I_o^2\, A'\,A'' \times 2\, r_a \cos^2 \omega t$$

La puissance active totale dissipée par l'antenne pourra, en additionnant tous les $W a_{phase}$, s'écrire :

$$W_{ph} = 2\, I_o^2\, R_r \cos^2 \omega t$$

dont la valeur moyenne est $R_r\, I_{..}^2$.

$R_r$ est précisément la résistance de rayonnement de l'antenne au point où le courant a pour valeur efficace $I_{..}$, c'est-à-dire au centre.

Le calcul complet donne 73 ohms, si l'antenne a exactement pour longueur une demi-onde *dans l'air.*

Voyons maintenant l'effet de la composante de $e$ en quadrature avec le courant ; le terme de puissance qui lui correspond est purement réactif et conduit, par les mêmes raisonnements que précédemment, à la définition d'un terme $X_r$, la *réactance de l'antenne.*

Si $X_r$ est positif, l'antenne se comporte comme une résistance $R_r$ *en série avec une self L,* et telle que $L\omega = X_r$.

Si $X_r$ est négatif, $R_r$ est *en série avec une capacité* C, telle que

$$\frac{1}{C\omega} = -X_r$$

L'antenne précédente a une réactance $X_r = +43$ ohms.

On définit ici, comme en courants alternatifs, l'impédance d'une antenne par la formule :

$$Z_r = \sqrt{R_r^2 + X_r^2}$$

avec un angle 0 tel que

$$\text{tg}\,.\,0 = \frac{X_r}{R_r}$$

Et l'on peut trouver $X_r$ et $R_r$ par les formules :

$$R_r = Z_r \cos 0$$
$$X_r = Z_r \sin 0$$

Par l'exemple précédent, nous voyons qu'une antenne ayant juste pour longueur une demi-onde dans l'air présente une réactance ; or, le feeder n'est pas fait pour travailler dans de telles conditions. On peut annuler l'effet de la réactance sur le feeder :

*a*) Soit en montant en série dans chaque brin une capacité telle que :

$$\frac{1}{C\omega} = \frac{X_r}{2}$$

*b*) Soit, plus aisément, en raccourcissant l'antenne de 5 % (avec les diamètres de fils habituels) ; une telle antenne est alors caractérisée par les relations :

$$R_r = 66 \text{ ohms}$$
$$X_r = 0$$

**5° Résistance de rayonnement d'un circuit de petites dimensions.**

Au voisinage d'un morceau de conducteur, le champ que celui-ci crée est en quadrature avec le courant. Si tous les points du circuit sont suffisamment rapprochés les uns des autres, le champ total dû à l'ensemble du circuit est, au voisinage des conducteurs, en quadrature avec le courant qui y circule ; par conséquent, au point d'alimentation, le circuit apparaît comme une réactance pure.

Le calcul prouve que cette réactance est positive s'il n'y a pas de capacité interposée, et donne directement la self d'un conducteur de forme quelconque.

**6° Résistance de rayonnement d'un système d'antennes.**

Lorsque l'aérien comporte plusieurs brins, on calcule de la même façon la résistance de rayonnement de chacun des brins. Par analogie avec l'antenne simple, nous allons trouver, pour caractériser l'action mutuelle de deux brins, une impédance et une phase qui ne dépendront que de la longueur des brins et de leurs positions respectives, toutes les longueurs étant évaluées en longueurs d'onde.

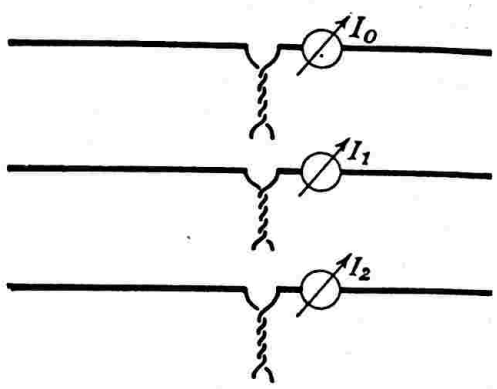



*Fig. XIII-16*

Pour fixer les idées, supposons trois antennes demi-onde 0, 1 et 2, alimentées en leurs centres par feeder à basse impédance à partir de la même source, mais à travers des dispositifs permettant d'ajuster l'intensité et la phase dans chaque fil (fig. XIII-16).

Les courants au centre de chaque antenne ont respectivement pour valeurs efficaces $I_0$, $I_1$ et $I_2$ ; nous nous proposons de calculer la puissance rayonnée par l'antenne « zéro ».

Nous ferons un calcul absolument analogue à celui qui a été conduit pour une antenne simple, mais en prenant pour champ électrostatique $E_a$, le champ dû à l'ensemble des trois antennes ; ce champ n'est, d'ailleurs, que la somme géométrique des champs partiels, compte tenu de leurs phases.

Finalement, la puissance active *dissipée* le long de l'antenne « zéro » est :

$W = I_0^2 Z_{00} \cos \theta_0 + I_0 I_1 Z_{01} \cos (\alpha_1 + \theta_{01}) + I_0 I_2 Z_{02} \cos (\alpha_2 + \theta_{02})$ où $Z_{00}$ n'est autre que $Z_r$ du « *quatrièmement* » et $\theta_0$ est le 0 du même sous-titre : or, $Z_r \cos$ $= R_r$, le du même sous-titre : or, $Z_r \cos 0 = R_r$, que nous appellerons $R_{00}$.

Le premier terme représente la puissance que rayonnerait l'antenne zéro si elle était seule ; les deux autres termes définissent la contribution des antennes 1 et 2 au rayonnement de l'antenne 0. $\alpha_1$ et $\alpha_2$ sont les décalages de phase des courants $I_1$ et $I_2$ sur le courant $I_0$.

$\theta_{01}$ et $\theta_{02}$ sont des angles dépendant seulement des longueurs d'antennes et de leurs distances exprimées en longueurs d'onde.

*Remarque.* — Si les deux antennes sont d'égale longueur et se rapprochent de plus en plus, $Z_{01}$ tend vers $Z_{00}$ et $\theta_{01}$ vers $\theta_0$.

L'énergie réactive est exprimée par une relation analogue :

$Y = I_0^2 . Z_{00} \sin \theta_0 + I_0 I_1 Z_{01} \sin (\alpha_1 + \theta_{01}) + I_0 I_2 Z_{02} \sin (\alpha_2 + \theta_{02})$ où $Z_{00} \sin \theta_0 = X_{00}$ est la réactance de l'antenne 0 isolée.

Les deux graphiques des figures XIII-17 et 18 représentent, en fonction du rapport de la distance à la longueur d'onde, ces quantités dans les cas fréquemment employés d'antennes parallèles et comportant respectivement, soit une demi-onde, soit deux demi-ondes bout à bout et en phase.

*Application.* — Reprenons les formules donnant W et Y dans le cas simplifié de deux antennes alimentées par des courants égaux :

$W = R_0 I_0^2 + I_0^2 Z_m \cos (\alpha + \theta_m)$.

La puissance peut être mise sous la forme $R_0 I_0^2$, où

$R_0 = R_{00} + Z_m . \cos (\alpha + \theta_m)$.

De même, on définirait

$X_0 = X_{00} + Z_m \sin (\alpha + \theta_m)$.

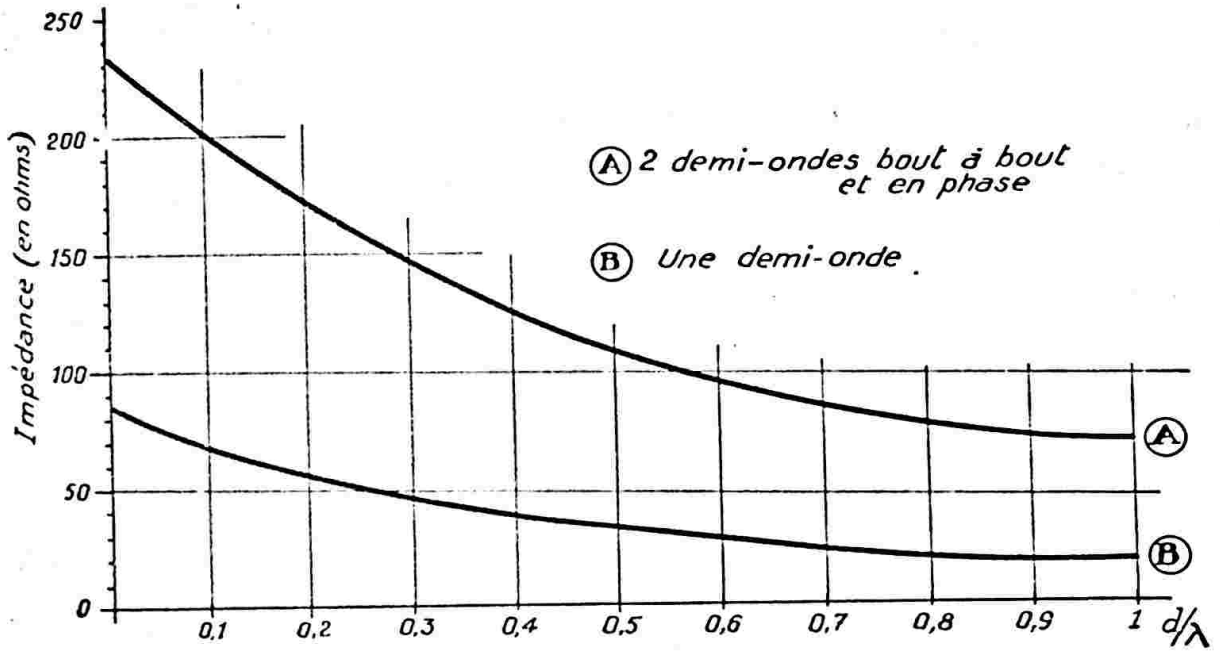



*Fig. XIII-17*

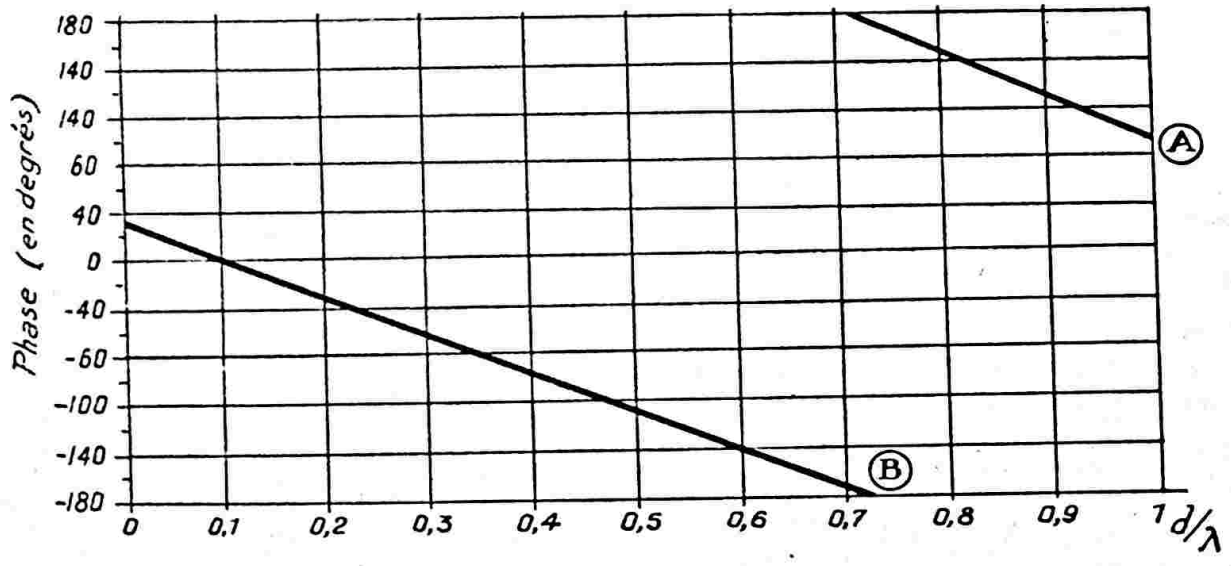



*Fig. XIII-18*

Comme pour deux selfs couplées, on prouve que les coefficients d'induction sont les mêmes en allant du système 0 vers le système 1 et réciproquement ; donc :

$$Z_{01} = Z_{10} \text{ et } \theta_{01} = \theta_{10}.$$

On donne à ces expressions les noms d'impédance et de phase d'induction mutuelle.

$R_0$ et $X_0$ représentent la résistance de rayonnement et la réactance de l'antenne zéro, compte tenu de l'antenne 1 ; on déduit immédiatement de ces formules les conclusions importantes suivantes :

A) Un aérien voit sa résistance de rayonnement modifiée dans de très grandes proportions par le voisinage d'un autre aérien alimenté sur la même fréquence.

B) Un aérien accordé isolément est déréglé par le voisinage d'un autre aérien alimenté sur la même fréquence.

(En effet, si $X_{m0}$ est nul, il n'y a aucune raison pour que $Z_m \sin(\alpha + 0_m)$ le soit.)

### 7° Alimentation des brins ; brins parasites.

Il est aisé d'envoyer dans des brins d'antenne des courants en phase ou en opposition ; lorsqu'il est nécessaire de régler la phase avec un angle quelconque, on met en jeu, dans les stations commerciales, des dispositifs déphaseurs composés de bobinages et de capacités, dont le maniement n'est pas à la portée de l'amateur.

Heureusement, il existe pour nous un dispositif d'une grande souplesse et d'une merveilleuse simplicité pour résoudre le problème : on alimente un brin et l'on utilise le champ électrostatique au voisinage du second pour y créer le courant.

Un calcul simple permet de connaître l'intensité et la phase dans un tel brin dit « parasite », en partant des graphiques précédents ; il donne :

$$I_1 = I_0 \frac{Z_m}{Z_{11}} \text{ en grandeur.}$$

$Z_m$ représente l'impédance d'induction mutuelle ; sa valeur se lit sur le graphique de la figure XIII-17.

$Z_{11} = \sqrt{R^2_{11} + X^2_{11}}$ est l'impédance propre du brin parasite.

En outre, la phase dans le parasite est en avance sur celle dans le brin alimenté, d'un angle

$$\alpha = 180° + 0_m - 0_1$$

où $0_m$ est lu sur le graphique de la figure XIII-18 et où $\operatorname{tg} 0_1 = \frac{X_{11}}{R_{11}}$ représente la phase propre du parasite.

On conçoit qu'en jouant sur la distance entre les brins ($0_m$) et sur la longueur du parasite ($0_1$), on puisse régler de façon continue la phase, tout en conservant à $I_1$ une valeur presque égale à $I_0$ et retomber sur le cas d'antennes égales et parcourues par des courants égaux ($I_1$ devient nettement plus petit que $I_0$ si l'on écarte beaucoup les brins : $Z_m$ est petit ; si l'on désaccorde trop le parasite, $Z_{11}$ est grand ; ces cas sont à éviter).

### 8° Rendement d'une antenne ou d'un système d'antennes.

Le rayonnement n'est malheureusement pas seul à absorber de l'énergie : les aériens transforment bien inutilement en chaleur une partie des watts que nous avons eu tant de mal à produire et à transporter jusqu'à eux. Est-ce à dire qu'il faille construire nos antennes en tube de cuivre doré ?!!

Voyons d'abord la proportion des pertes ; nous appellerons « rendement » d'une antenne, le rapport existant entre la puissance rayonnée et la puissance totale fournie, c'est-à-dire que :

$$\varrho = \frac{R_r I_0^2}{R_r I_0^2 + R_p I_0^2} = \frac{1}{1 + \frac{R_p}{R_r}}$$

en appelant comme plus haut $R_r$ la résistance de rayonnement et $R_p$ la résistance due aux pertes (principalement ohmiques, si les isolateurs sont bien choisis).

Pour que les pertes soient négligeables, il suffit que $R_p$ soit petit devant $R_r$ ; évaluons donc $R_p$ dans le cas d'une antenne demi-onde travaillant dans la bande 20 mètres (exactement sur 14.100 kc/s).

La résistance $r$ du fil de cuivre en ohms par mètre, dans cette bande, est :

$$r = \frac{0{,}3}{d}$$

$d$ étant le diamètre du fil, en millimètres.

Si l'on travaille dans les autres bandes, multiplier la résistivité ainsi obtenue par les coefficients suivants :

| 80 m. | 40 m. | 20 m. | 10 m. | 5 m. |
|---|---|---|---|---|
| 0,5 | 0,7 | 1 | 1,4 | 2 |

Si l'on utilise un tube de duralumin, il faut prendre la formule :

$$r = \frac{0{,}4}{d}$$

Comment calculer $R_p$ dans notre antenne, puisque le courant est différent en chaque point ? On démontre, au point de vue des pertes ohmiques, que tout se passe comme si le courant était constant et égal à sa valeur au ventre d'intensité, mais occupait seulement la moitié de la longueur du fil.

Pour une antenne ayant environ 10 mètres de longueur, la puissance perdue dans un fil de 15/10 est de :

$$W_p = I_0^2 \times 10 \times \frac{1}{2} \times \frac{0{,}3}{1{,}5}$$

si bien que $R_p = 1$ ohm et est négligeable à côté de $R_r$ (73 ohms).

On peut donc dire qu'une antenne demi-onde simple (non oxydée !) a un rendement voisin de 100 %. Pour éviter l'oxydation, n'utiliser que du fil émaillé.

### 9° Diagrammes de rayonnement.

Eloignons-nous de l'antenne et voyons ce qui se passe à grande distance. Une antenne ne rayonne pas un champ égal dans toutes les directions ; la loi de rayonnement fait intervenir deux angles : l'angle $\Phi$ dans le plan horizontal (azimut) et l'angle $\Theta$ dans le plan vertical compté à partir du zénith (colatitude).

Pour atteindre au mieux un correspondant, il y a lieu d'améliorer au maximum le rayonnement dans la direction par où la propagation atteint ce correspondant.

On a démontré que le diagramme du plan horizontal ($\Theta = 90°$) ne signifiait pas grand'chose, mais qu'il fallait étudier le rayonnement d'un aérien pour toutes les valeurs de $\Theta$, le cas de liaisons *très rapprochées* faisant intervenir cet angle aux environs de 90° ; des liaisons à courte, moyenne et très grande distances correspondent, pour $\Theta$, à des valeurs aux environs de 20°, 45°, 80°.

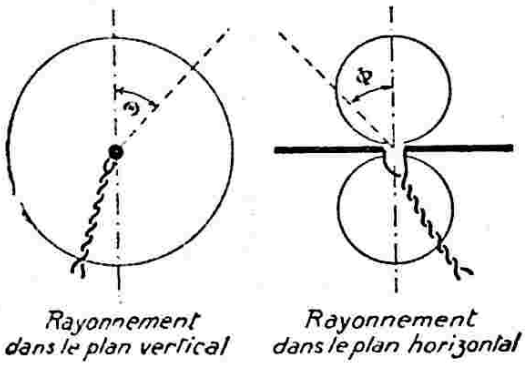



*Fig. XIII-19*

Par exemple, une antenne horizontale isolée dans l'espace — cas purement théorique, l'influence de la terre n'étant jamais négligeable — donne, dans un plan vertical perpendiculaire à sa direction et dans un plan horizontal passant par sa direction, les diagrammes de la figure X-19, qui sont bien connus.

On voit que le rayonnement ne dépend pas de $\Theta$, mais qu'il diminue quand $\Phi$ augmente ; il y a lieu d'installer l'antenne dans une direction perpendiculaire à celle dans laquelle on veut porter.

D'autre part, nous donnons au début du paragraphe 9 « Réalisations pratiques d'aériens O.C. », les diagrammes de rayonnement pour des antennes courantes selon leur mode de vibration (demi-onde), onde entière, deux tiers onde, double onde).

### 10° Gain d'un aérien.

Les diagrammes de rayonnement de différentes antennes renseignent très mal sur leurs qualités respectives : *ils ne sont pas comparables entre eux.*

Pour les rendre comparables, il est indispensable de leur faire représenter quelque chose de bien déterminé, par exemple le champ à un kilomètre, exprimé en millivolts par mètre, et cela pour une puissance de 73 watts (afin de simplifier les formules relatives à l'antenne demi-onde).

Ainsi, dans les diagrammes du paragraphe 9 cités plus haut, la même échelle a été adoptée pour tous ; et, naturellement, ils ont été établis à partir de la même puissance H.F. disponible à la sortie de l'émetteur.

Dans ces conditions, le champ de l'antenne demi-onde s'exprime par la formule quelque peu rébarbative suivante :

$$E \text{ (millivolts par mètre)} = 60\, I_0 \frac{\cos(90° \sin \Phi)}{\cos \Phi}$$

où $I_0$ représente, en ampères, le courant efficace au centre. Le champ maximum a lieu pour $\Phi = 90°$ ; on a alors :

$$E_{max} = 60\, I_0$$

Or, le courant $I_0$ peut être calculé à partir de la puissance d'alimentation, lorsqu'on connaît la résistance de rayonnement ; celle-ci est de 73 ohms dans notre cas particulier. Un poste de 73 watts-antenne crée un courant $I_0$ tel que l'on a :

$$73\ \Omega \times I_0^2 = 73\ \text{W}$$

d'où $I_0 = 1$ ampère

et $E_{max} = 60$ millivolts par mètre.

Un autre type d'aérien qui donnera, pour la même puissance, un champ plus élevé, sera plus avantageux. Dans la suite, nous comparerons les rayonnements à ce rayonnement maximum de la demi-onde et nous appellerons *gain* d'un aérien dans sa direction privilégiée, le rapport entre les champs calculés dans les conditions indiquées plus haut.

*Application.* — Comparer le rayonnement des aériens suivants : une antenne demi-onde 0 et une antenne 1 composée de deux demi-ondes bout à bout alimentées en phase (fig. XIII-20).

La résistance de rayonnement de la première est de 73 ohms ; celle de la seconde,

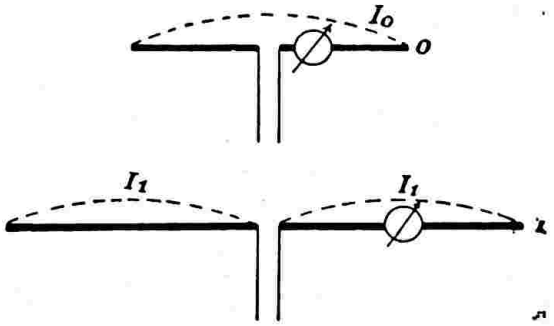



*Fig. XIII-20*

de 202 ohms ; à courant égal, la seconde donne, perpendiculairement à sa direction, un champ double.

$$I_0 = \sqrt{\frac{73}{73}} = 1$$

$$I_1 = \sqrt{\frac{73}{202}}$$

$E_0 = 60 \cdot I_0$ $\qquad$ $E_1 = 120 \cdot I_1$

$$G = \frac{E_1}{E_0} = 2 \sqrt{\frac{73}{202}} = 1{,}2$$

Ce n'est évidemment pas un gain terrible, mais remarquons qu'on en n'aurait pas plus en poussant la puissance de 73 à 106 watts.

Nous verrons qu'un amateur peut espérer, par de bons projecteurs, un gain de 1,7 à 2 ; c'est peu relativement aux chiffres obtenus avec les rideaux de certaines stations commerciales (supérieurs à 5), mais combien plus élégant que de tripler ou de quadrupler la puissance !

### 11° Antennes verticales au-dessus d'un sol conducteur.

Nous venons de voir les bases permettant d'évaluer les qualités d'une antenne, ne pouvant ici appliquer la méthode à tous les cas particuliers, nous ne jugerons les qualités directives qu'en ce qui concerne les liaisons à courte distance et le DX utilisant, comme nous l'avons vu, des rayons presque rasants ($\Theta$ entre 70° et 90°). De plus, nous ne nous occuperons pas encore du système d'alimentation, mais nous supposerons qu'il ne rayonne pas (feeders symétriques à ondes stationnaires ou progressives).

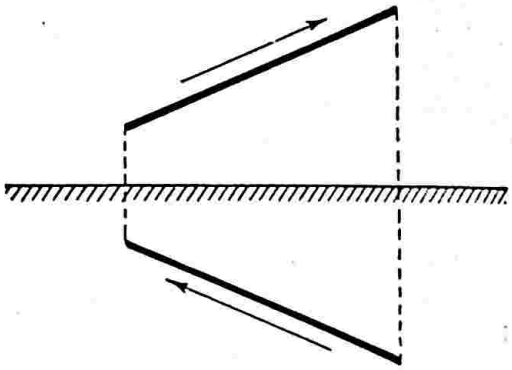


*Fig. XIII-21*

On démontre que le sol joue, pour l'antenne, le rôle d'un miroir ; tout se passe, au point de vue rayonnement, comme s'il y avait deux antennes symétriques et parcourues par des courants en sens inverses (fig. XIII-21). Les composantes horizontales du courant circulent donc en sens inverse, et les composantes verticales dans le même sens (fig. XIII-22).

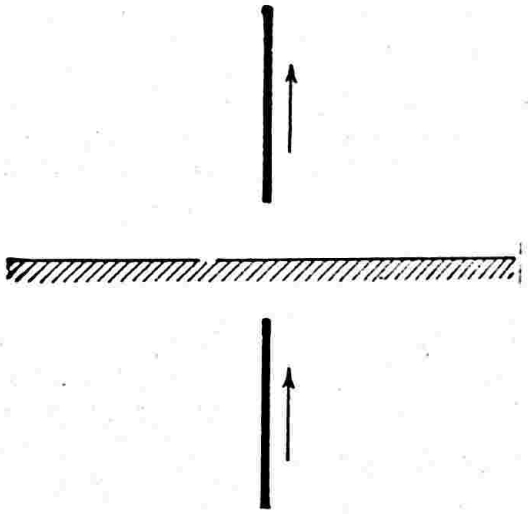


*Fig. XIII-22*

Le cas d'antennes verticales au contact d'un sol conducteur (très important en radiodiffusion) ne peut intéresser que l'OM travaillant dans une zone dégagée, et pouvant compléter la conductibilité — toujours insuffisante — du sol, par un réseau rayonnant d'une centaine de fils de 10/10 de millimètre, longs d'au moins une demi-longueur d'onde.

Etant donné le principe des images, une telle antenne fonctionne, au point de vue rayonnement, comme un aérien symétrique, mais sa résistance de rayonnement est deux fois moins élevée.

A) *Antenne verticale quart d'onde.*

$R_r = 73/2 = 36{,}5$ ohms à la base ; à puissance égale, le courant est $\sqrt{2}$ fois plus fort qu'au centre de l'aérien type.

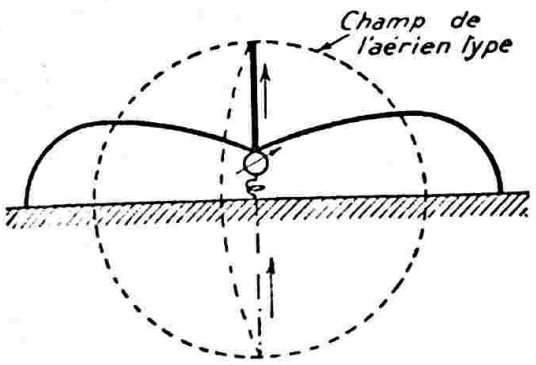



*Fig. XIII-23*

Comme le champ produit est le même, pour l'espace au-dessus du sol, le gain est $\sqrt{2}$.

$$G = 1{,}41$$

*Diagramme de rayonnement :*

$$E = 60\, I_0 \frac{\cos (90° \cos \Theta)}{\sin \Theta}$$

(fig. XIII-23).

B) *Antenne verticale demi-onde.*

Nous retrouvons le système rayonnant comportant deux demi-ondes bout à bout et en phase, qui a été étudié plus haut.

A courant égal au ventre de courant, le champ est double de celui que donne une demi-onde, et $R_r = 202/2 = 101$ ohms.

$$I_0 = \sqrt{\frac{W}{73}}$$

$$I_1 = \sqrt{\frac{W}{101}}$$

$E_0 = 60\, I_0$ $\qquad$ $E_1 = 120\, I_1$

$$G = \frac{E_1}{E_0} = 2\sqrt{\frac{73}{101}} = 1{,}7$$

Cette antenne peut être alimentée à la base, où la résistance de rayonnement varie de 600 à 1.700 ohms, quand le rapport du rayon du conducteur à sa longueur varie de 0,004 (tube de 80 millimètres de diamètre, sur 14 Mc/s) à 0,0004 (fil de 8/10 de millimètre, sur 14 Mc/s).

*Diagramme de rayonnement :*

$$E = 120\, I_0 \frac{\cos^2 (90° \cos \Theta)}{\sin \Theta}$$

Il est plus aplati que le précédent (fig. XIII-24).

C) *Antennes verticales raccourcies.*

La forme du diagramme de rayonnement varie peu lorsqu'on diminue la hauteur de l'antenne au-dessous du quart d'onde, mais le problème de l'accord se pose ; il est possible de le résoudre par deux méthodes utilisées séparément ou simultanément :

a) *Bobine à la base.*

L'antenne courte à une réactance capacitive ($X_r$ est négatif) ; sa résistance de rayonnement $R_r$ est faible.

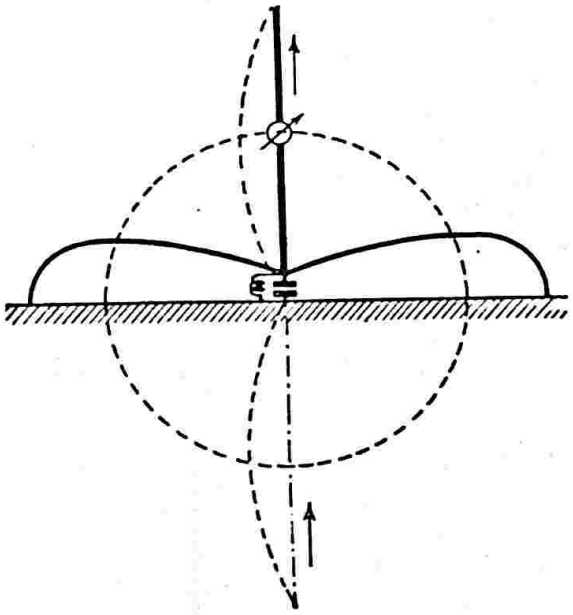


*Fig. XIII-24*

Pour compenser la réactance capacitive, on peut monter à la base une bobine, un circuit bouchon, ou mieux un filtre Collins, compensant cette réactance (fig. XIII-25).

Voici l'ordre de grandeur de la réactance pour une *antenne haute de* 1/8 *d'onde :* pour un rapport du rayon à la longueur variant de 0,004 (tube de 20 millimètres de diamètre, sur 14 Mc/s), à 0,00004 (fil de 0,2 millimètre, sur 14 Mc/s) $X_r$ varie de $-290$ à $-570$ ohms et $R_r = 7$ ohms environ.

L'accord est réalisé par une bobine :

$$L_o = \frac{X_r}{2\pi f}$$

(formule dans laquelle $L_o$ est exprimée en microhenrys, $X_r$, en ohms et $f$ en Mc/s) ou par un circuit bouchon ou Collins équivalent.

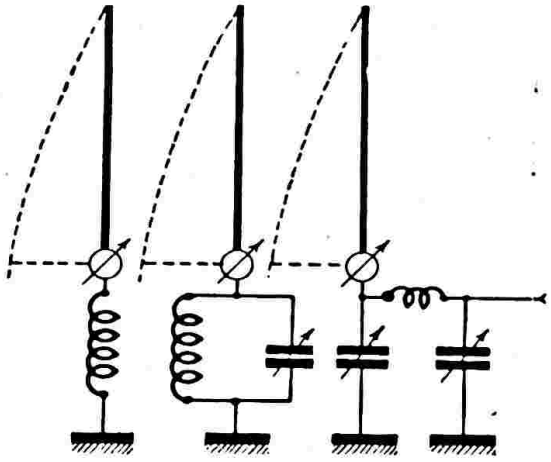


*Fig. XIII-25*

Les courants dans la bobine ou dans le circuit oscillant sont très élevés, puisque $R_r$ est faible ; il est donc recommandable de diminuer $X_r$ en augmentant le diamètre du conducteur d'antenne, et de construire la bobine avec énormément de soin.

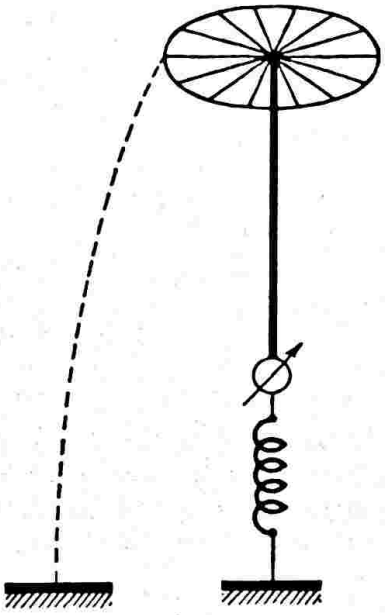


*Fig. XIII-26*

(Beaucoup d'émetteurs sur grandes ondes utilisent de telles antennes ; les conducteurs, étant des cages de fils, ont un fort diamètre.)

b) *Capacité au sommet.*

On cherche, dans ce cas, à ne pas modifier la distribution dans la partie basse de l'antenne, mais on en tronque le sommet en installant, à hauteur voulue, une capacité qui ne rayonne pas et où les charges électriques s'accumulent. On constitue celle-ci par un ensemble de fils divergents soutenus par une jante, généralement isolante (fig. XIII-26). Cette capacité doit compenser la réactance de l'antenne au point de coupure : la théorie et l'expérience montrent que, pour n'avoir pas à installer un « chapeau » trop encombrant au sommet de l'antenne, il y a lieu de constituer celle-ci avec un fil relativement fin. Par exemple, sur 14 Mc/s en tronquant l'antenne à 1/8 d'onde, le chapeau doit avoir un diamètre variant entre 150 et 60 centimètres, pour les rayons de conducteurs d'antenne envisagés précédemment.

La résistance de rayonnement est $R_r = 19$ ohms.

Le diagramme de rayonnement des deux types d'antenne raccourcies est :

$$E = KI_o \sin \Theta$$

très analogue à celui de la demi-onde. K dépend de la résistance de rayonnement et conduit à un gain légèrement inférieur à $\sqrt{2}$.

$$G = 1{,}34$$

La figure XIII-27 permet, au seul point de vue de la forme des courbes, de comparer les diagrammes des trois types d'antennes que nous venons d'étudier.

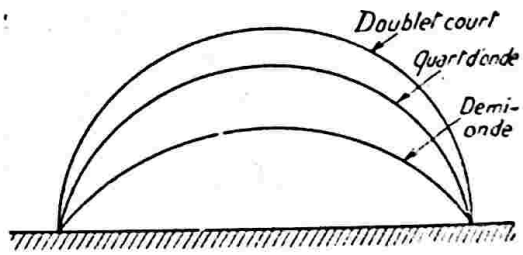



*Fig. XIII-27*

D) *Antenne verticale deux tiers d'onde.*

En continuant à allonger l'antenne, le gain augmente, bien qu'à courant égal, le champ diminue, puisque le courant s'inverse à une demi-onde du sommet, car la résistance de rayonnement rapportée au ventre d'intensité, égale 42 ohms et est très voisine de celle d'un quart d'onde.

Le champ donné par la formule

$$E = 60\, I_o \frac{\cos(240° \cos \Theta) + \frac{1}{2}}{\sin \Theta}$$

donne pour $\Theta = 90°$ : $E = 90\, I_o$.

Le gain est donc : $G = \frac{90}{60}\sqrt{\frac{73}{42}}$

$$G = 2$$

Le diagramme de rayonnement (fig. XIII-28) présente une *foliole* pour les valeurs de $\Theta$ plus petites que 60°.

L'accord nécessite une bobine à la base, comme pour les antennes plus courtes qu'un quart d'onde.

La réactance est capacitive et varie de 150 à 310 ohms lorsque le rapport du rayon du fil à sa longueur varie de 0,004 à 0,00004.

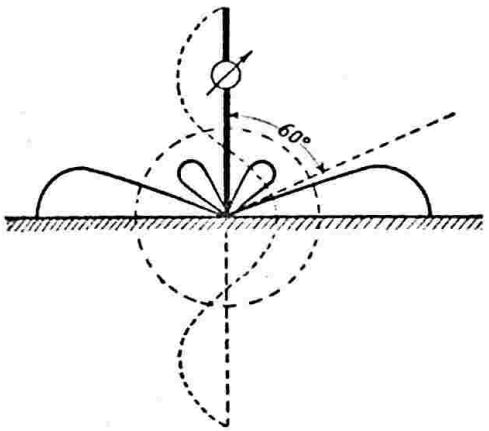



*Fig. XIII-28*

### 12° Antennes verticales surélevées au-dessus du sol.

Une antenne demi-onde, au contact du sol conducteur, a, nous l'avons vu, une résistance de rayonnement de 101 ohms. Si on la surélève, cette résistance baisse un peu et oscille légèrement, à partir d'une hauteur d'une demi-longueur d'onde, autour de 73 ohms, valeur correspondant à l'antenne isolée dans l'espace ; en même temps, le diagramme de rayonnement se déforme : il apparaît des folioles.

Mais les résultats que nous donnons ici sont beaucoup plus sujets à caution que les précédents, car il n'est pas question, pour une antenne surélevée, perchée généralement sur un immeuble, d'augmenter la conductibilité précaire du sol par un réseau de fils de cuivre ; néanmoins, des vérifications faites en avion ont prouvé que les formules théoriques avaient du bon et que l'influence du sol ne pouvait jamais être négligée.

Ces réserves faites, voici la formule donnant le diagramme de rayonnement d'une antenne demi-onde dont le *centre* est surélevé de H au-dessus du sol :

$$E = 120\, I_0\, AB/\sin\Theta,$$

avec :

$$A = \cos\left(360° \frac{H}{\lambda} \cos\Theta\right)$$

et :

$$B = \cos(90° \cos\Theta)$$

Par exemple, pour $H = \lambda/2$, $R_r$ est légèrement inférieur à 73 ohms.

Le rayonnement horizontal $E = 120\, I_0$ est double de celui d'une demi-onde isolée dans l'espace, puisque les résistances de rayonnement sont sensiblement les memes.

Donc, pour cette antenne et $\Theta = 90°$, on a :

$$G = 2.$$

On voit, sur le diagramme de la figure XIII-29, les folioles ; il y a rayonnement nul pour $\Theta = 60°$ ; si H augmente, les folioles se multiplient et font apparaître une dangereuse diminution du rayonnement pour les angles favorables au DX ($\Theta$ de 70° à 90°).

Comme conclusion, nous voyons qu'une antenne verticale demi-onde gagne nettement en rayonnement DX si le sol est bien

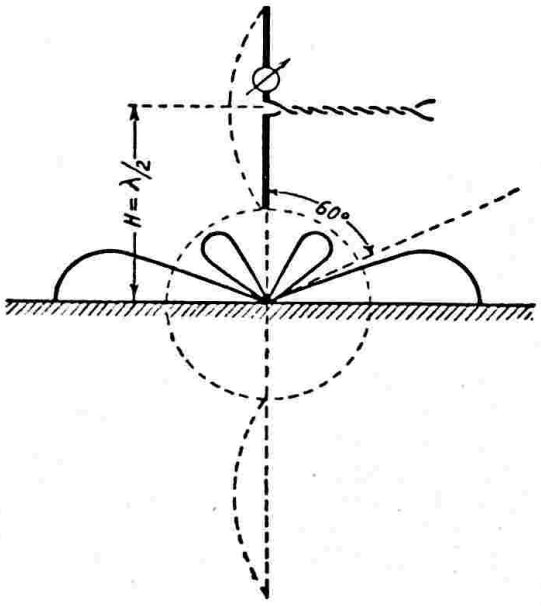



*Fig. XIII-29*

conducteur. Cette antenne peut donc intéresser les OM au bord de la mer ; mais qu'ils se gardent bien de construire une antenne verticale s'ils veulent la hisser plus haut qu'une demi-longueur d'onde au-dessus du sol.

### 13° Antennes horizontales au-dessus du sol conducteur.

Toutes les études faites dans ce cas font remarquer que le rayonnement horizontal doit être nul, puisque l'antenne et

son image sont parcourues par des courants égaux et en sens inverse, et l'on donne à l'appui le diagramme des antennes très basses où le rayonnement est maximum au zénith et décroît lorsque Θ augmente ; voyons la question d'un peu plus près : le rayonnement d'une telle antenne demi-onde est représenté par l'expression compliquée suivante :

$$E = 120\, I_0\, A \frac{\cos(90° \sin\Theta \sin\Phi)}{\sqrt{1 - \sin^2\Theta \sin^2\Phi}}$$

avec :

$$A = \sin\left(360° \frac{H}{\lambda} \cos\Theta\right)$$

où Φ et Θ représentent les angles de propagation dans le plan horizontal et dans le plan vertical (fig. XIII-30).

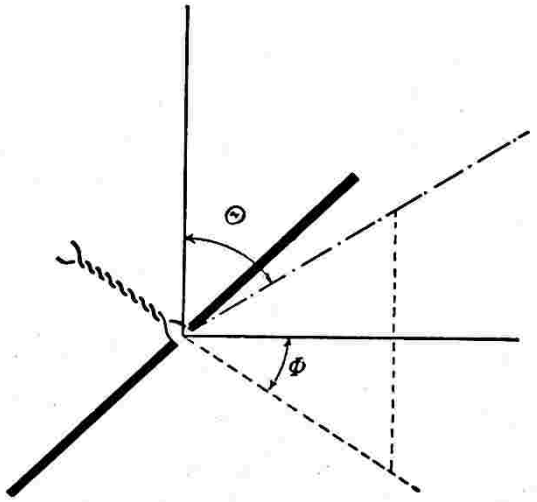



*Fig. XIII-30*

Le diagramme intéressant se trouve dans le plan perpendiculaire à l'antenne, car c'est dans ce plan que le champ est maximum pour chaque valeur de Θ : le champ devient alors :

$$E = 120\, I_0 \sin\left(360° \frac{H}{\lambda} \cos\Theta\right)$$

La résistance de rayonnement, nulle quand l'antenne est au sol, croît d'abord comme le carré de l'altitude, atteint 73 ohms pour $H = 0{,}2\ \lambda$, monte à 100 ohms pour $H = 0{,}3\ \lambda$, et oscille ensuite légèrement autour de 73 ohms.

A) *Entre* $H = 0$ *et* $H = \frac{\lambda}{4}$.

Le rayonnement maximum est au zénith ; le gain dans cette direction baisse progressivement de 2,2 à 1,8 ; le diagramme, à peu près circulaire pour H petit, s'aplatit progressivement. La figure XIII-31, établie dans les cas de H petit et de $H = \lambda/4$, permet d'évaluer le gain pour tous les angles Θ.

Ce type d'antenne est classique sur 80 mètres et 40 mètres ; il est particulièrement indiqué pour les liaisons rapprochées sur ces ondes... et les communications interplanétaires !!

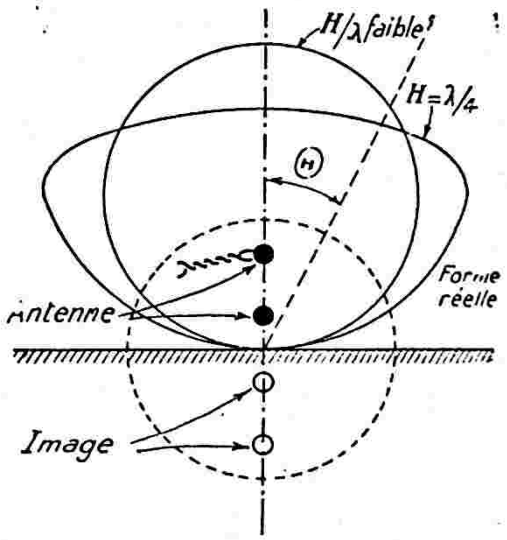



*Fig. XIII-31*

B) *Entre* $H = \frac{\lambda}{4}$ *et* $H = \frac{\lambda}{2}$.

La courbe de rayonnement ressemble à un fruit d'érable ; il y a un minimum au zénith, qui devient nul pour $H = \lambda/2$.

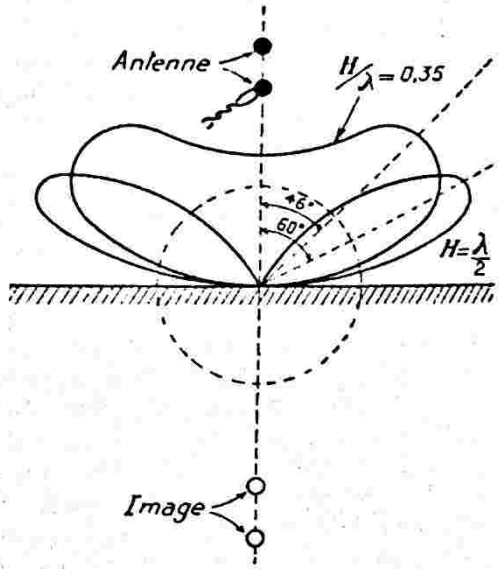



*Fig. XIII-32*

Le gain dans la direction optimum, après avoir baissé pour $H = 0{,}3\ \lambda$ jusqu'à 1,75, remonte à 2 pour $H = \lambda/2$ (fig. XIII-32).

L'angle de projection optimum monte progressivement jusqu'à 60°. C'est un peu faible pour le DX, mais déjà assez favorable.

C) *Au-dessus de* $H = \frac{\lambda}{2}$.

Le gain reste très sensiblement de 2. L'angle de projection optimum intéressant

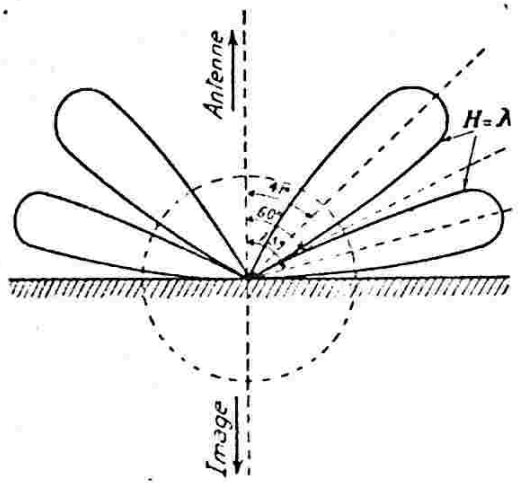



*Fig. XIII-33*

le DX monte progressivement et atteint 75° pour $H = \lambda$. En même temps apparaît une foliole (à 41° pour $H = \lambda$) dont l'inconvénient est de faire rayonner l'antenne pour les petits angles $\Theta$ en absorbant de l'énergie et en rendant assez ténu le « pinceau » favorable au DX (fig. XIII-33).

Les antennes verticales et horizontales au-dessus d'un sol conducteur, ont donc, pour le DX, des propriétés analogues : l'antenne verticale est préférable pour une hauteur ne dépassant pas $\lambda/2$, et l'antenne horizontale jusqu'à une hauteur de $\lambda$.

L'antenne verticale a, à son actif, sa non-directivité dans le plan horizontal ; mais il est difficile de l'alimenter sans que le feeder soit soumis au rayonnement du brin.

Il faut, surtout sur U.H.F., où les bonnes incidences sont toujours rasantes, où les antennes sont à de nombreuses longueurs d'onde au-dessus du sol et où la conductibilité de celui-ci est assez précaire, choisir le dispositif qui réduit l'absorption dans les obstacles environnants.

Le diagramme de la figure XIII-34 montre, graphiquement, l'influence de la hauteur d'un dipôle (vertical ou horizontal) par rapport à la terre (supposée parfaite), sur la résistance de rayonnement ; la hauteur est mesurée entre le milieu de l'aérien et le sol.

Dans la suite de cette étude, nous ne reparlerons plus de l'influence du sol : son effet est le même sur une antenne multiple que sur un aérien simple.

**14° Antennes simples isolées dans l'espace.**

A) *Antennes demi-onde ; deux demi-ondes bout à bout et en phase ; doublet raccourci.*

Il n'y a qu'à transporter les résultats trouvés à propos de l'antenne verticale au contact d'un sol conducteur, en multipliant par 2 les résistances de rayonnement et en conservant les valeurs du champ (*voir tableau, page suivante).*

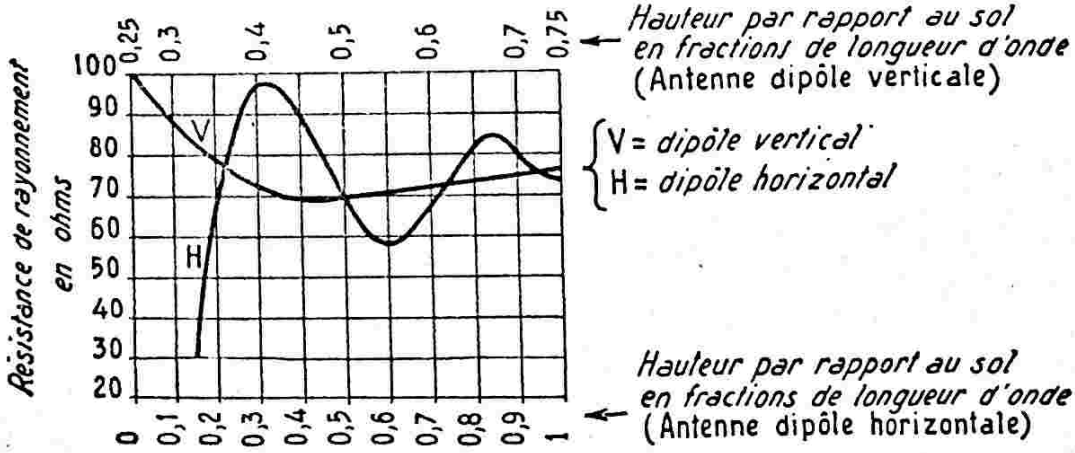



*Fig. XIII-34*

B) *Antenne onde entière.*

On connaît le diagramme de cette antenne, avec ses folioles à 55° de la direction du brin.

$$E = 60\, I_0 \frac{\sin (180° \sin \Phi)}{\cos \Phi}$$

| Antenne | $R_r$ (en ohms) au ventre de courant | Gain | Impédance au centre | |
|---|---|---|---|---|
| | | | R (en ohms) | X (en ohms) |
| Demi-onde ..... | 73 | 1 | 73 | 0 |
| Deux « 1/2 ondes » en phase. | 202 | 1,2 | 1.200 à 3.400 | 0 |
| Doublet raccourci accordé à la base ..... | variable | 0,95 | 13 * | — 580 à — 1.140 * |
| Doublet raccourci avec capacité au sommet ..... | variable | 0,95 | 38 * | 0 — 300 à |
| Deux « 2/3 d'onde » ..... | 84 | 1,4 | 112 | — 620 |

* Cas de deux brins ayant chacun $\lambda/8$.

L'antenne est supposée horizontale (fig. XIII-35).

La résistance de rayonnement est $R_r = 93$ ohms.

Le gain dans les directions privilégiées est $G = 1{,}05$.

Il n'y a donc pas d'autre motif que la commodité d'emploi d'une même antenne sur plusieurs bandes pour justifier cet aérien.

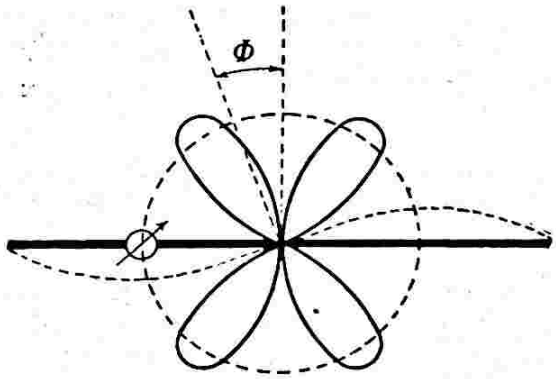



*Fig. XIII-35*

**15° Systèmes directifs isolés dans l'espace.**

A) *Deux fils parallèles alimentés et en phase.*

Pour bien fixer les idées, supposons ces fils horizontaux et superposés. Le diagramme de rayonnement est, en appelant $d$ la distance entre les fils et en se bornant au plan perpendiculaire à ces fils :

$$E = 120\, I_0 \cos\left(180° \frac{d}{\lambda} \cos\Theta\right)$$

et, pour $\Phi = 90°$, $E = 120\, I_0$, en utilisant toujours les conventions que nous nous sommes fixées au début : $I_0$ en ampères et champ en millivolts par mètre, à 1 kilomètre.

Le diagramme le plus favorable a lieu pour $d/\lambda = 0{,}625$ (fig. XIII-36), où la

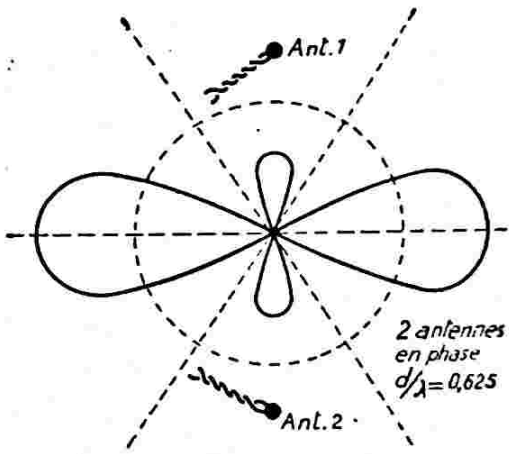



*Fig. XIII-36*

résistance de rayonnement de chaque antenne vaut 46 ohms et où le champ a toujours pour valeur, pour $\Theta = 90°$ :

$$E_1 = 120\, I_0$$

donc, double pour un courant égal à celui de l'antenne type.

Puisque la puissance consommée est ici $2 \times 46 \,.\, I_0^2$, le gain est :

$$G = 2\sqrt{\frac{73}{2 \times 46}}, \text{ soit :}$$

$$G = 1{,}78.$$

Pour $d/\lambda = 0{,}5$, G n'est que de 1,6 seulement.

Un tel aérien peut être monté horizontalement ou verticalement. Pour que le fonctionnement soit correct, il faut que le courant dans chaque brin soit égal au courant dans une demi-onde utilisée seule, multiplié par 0,89.

B) *Deux fils parallèles en opposition.*

Cet agencement est généralement appelé « aérien W8JK flat top beam ». La distance entre les fils n'est pas critique ; le rapprochement diminue la résistance de rayonnement et augmente le pourcentage des pertes ohmiques, mais diminue aussi l'encombrement.

Le diagramme de rayonnement transversal est représenté par la formule :

$$E = 2\,E_0 \sin\left(180° \frac{d}{\lambda} \sin\Theta\right)$$

et la figure XIII-37, si l'on suppose, comme c'est généralement le cas, les deux fils dans le plan horizontal ; sa courbe se compose approximativement de deux cercles tangents, si $d/\lambda$ reste petit.

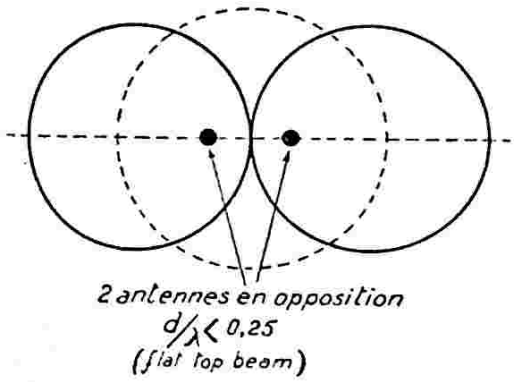



*Fig. XIII-37*

La distance admise généralement est 0,125 λ, ce qui donne une résistance de rayonnement de 9 ohms par brin.

Le gain est, dans ce cas :

$$G = 1{,}54.$$

Le fonctionnement est correct si le courant dans chaque brin est celui qu'on obtiendrait dans une demi-onde utilisée seule, multiplié par :

$$\sqrt{\frac{73}{2 \times 9}}, \text{ soit } 2.$$

Ce système est, comme le précédent, bidirectionnel ; il donne, en montage horizontal, approximativement la même répartition du champ rayonné qu'une demi-onde, pour les angles Θ grands (cas du DX).

C) *Deux fils parallèles, l'un étant parasite.*

Ce système est de beaucoup le plus intéressant, mais sa mise au point demande une bonne compréhension des phénomènes qui se passent dans le fameux brin parasite.

Soit, en effet, deux fils parallèles, tous deux alimentés et parcourus par des courants égaux, mais dont la phase est supposée réglable (fig. XIII-38) : on démontre que le gain maximum, dans le sens AB

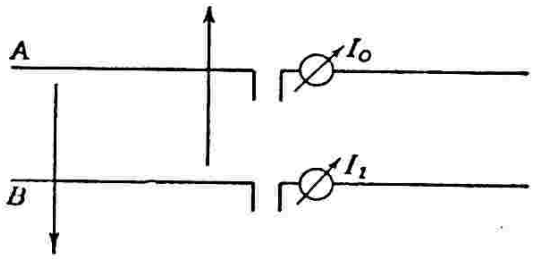



*Fig. XIII-38*

ou dans le sens BA, n'est pas obtenu pour des courants en phase ou en opposition, mais pour un déphasage dépendant de $d/\lambda$.

Pour $d/\lambda$ petit, les courants doivent être déphasés de

$$180° \pm 146° \times \frac{d}{\lambda}$$

Le gain atteint alors 1,85.

Nous avons vu plus haut qu'il était possible d'obtenir des courants déphasés dans le deuxième brin, en utilisant le champ rayonné par le premier pour les produire ; mais alors, on est peu maître de la phase ; les distances déterminées entre les brins donnent le maximum de rayonnement arrière (*parasite en directeur*) et le maximum de rayonnement avant (*parasite en réflecteur*) : ce sont, dans le cas de demi-ondes, en négligeant les pertes ohmiques :

$$0{,}075\ \lambda \text{ et } \lambda/4.$$

1° *Demi-ondes à* $\lambda/10$ (*ou antenne compacte*).

Nous appellerons toujours « dipôle » le brin alimenté, et « parasite », l'autre brin.

Supposons la puissance constante (73 watts pour obtenir directement l'augmentation de courant, quand on met en service le parasite).

Nous disposons, pour le réglage de l'aérien, des réactances du dipôle et du parasite (réglage des tubes télescopiques constituant le système aérien). La réactance du dipôle est toujours nuisible : elle sera annulée en ramenant au maximum le

courant, chaque fois qu'une modification dans le parasite aura désaccordé le dipôle ; au contraire, la réactance du parasite reste à la disposition de l'opérateur et lui permet de régler avec précision la phase du courant $I_1$.

Les résistances de rayonnement propres aux antennes « zéro » (dipôle) et « un » (parasite) sont égales à 73 ohms et appelées $R_{00}$ et $R_{11}$ ; la réactance propre du parasite est dénommée $X_{11}$.

Nous allons donc dessiner, en fonction de $X_{11}$ :

— la courbe du gain en rayonnement arrière (parasite en directeur) ;

— la courbe du gain en rayonnement avant (parasite en réflecteur) ;

ainsi que les courbes suivantes, qui nous seront utiles pour la mise au point de l'aérien :

— la courbe de la résistance apparente $R_0$ du dipôle ;

— la courbe de $I_0$ et de $I_1$.

Pour les OM que la question intéresse, voici la détermination d'un point sur chacune de ces courbes, pour une valeur particulière de $X_{11}$ ($X_{11} = 0$). En ce point, $\varphi_1 = 0$ et $Z_{11} = X_{11} = 73$ ohms.

Nous lisons, sur les courbes des figures XIII-17 et 18, que pour $d/\lambda = 0{,}1$, on a :

$Z_m = 68$ ohms et $\varphi_m = 6°$

Nous avons vu (se reporter au septièmement) que le courant $I_1$ dans le parasite était égal en grandeur à :

$$I_0 \frac{Z_m}{Z_{11}}$$

Dans notre cas, $I_1 = I_0 \times \frac{68}{73} = 0{,}93\ I_0$.

Ce courant est en avance de phase sur $I_0$ de $\alpha = 180° + \varphi_m - \varphi_1$ ;

Ici, $\alpha = 180° + 6° - 0°$

$\alpha = 186°$

Nous avons vu aussi que la puissance active d'alimentation du dipôle s'écrivait :

$$R_0 I_0^2 = R_{00} I_0^2 + Z_m I_0 I_1 \cos(\alpha + \varphi_m)$$

En divisant tout par $I_0^2$, nous trouvons la résistance apparente du dipôle :

$$R_0 = R_{00} + Z_m \frac{I_1}{I_0} \cos(\alpha + \varphi_m),$$

et dans notre cas :

$$R_0 = 73 + 68 \times 0{,}93 \cos(186° + 6°)$$

$R_0 = 11{,}5$ ohms.

On peut maintenant calculer les courants

$$I_0 = \sqrt{\frac{73}{11{,}5}}$$

$I_0 = 2{,}52$

$I_1 = 0{,}93\ I_0$ $I_1 = 2{,}34$

Si l'on n'avait pas branché le parasite, le courant dans la demi-onde isolée aurait été de *un ampère.*

Le champ dû à cette antenne isolée est, à un kilomètre, de 60 millivolts par mètre.

Pour évaluer les champs avant et arrière dus au projecteur, nous composerons géométriquement les champs dus aux antennes « zéro » et « un », en tenant compte des phases.

Ces champs ont des valeurs

$E_0 = 60 \times 2{,}52A$ et $E_1 = 60 \times 2{,}34A$.

*Phases : a*) Si l'on mesure le champ en avant du parasite (sens AB), à l'avance de phase de 186° due aux courants, s'ajoute une avance de $360° \times \frac{d}{\lambda} = 36°$ due aux positions.

Donc, avance de $E_1$ sur $E_0 = 186° + 36°$.

*b*) En sens inverse, on aurait de même : avance de $E'_1$ sur $E'_0 = 186° - 36°$.

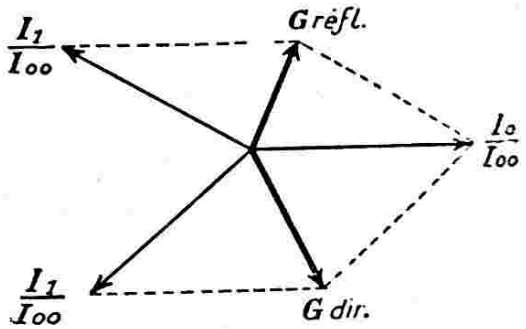



*Fig. XIII-39*

La figure XIII-39 donne la construction et permet de lire les champs résultants :

$$G_{arr} = \frac{E_{arr}}{E_{00}} = \frac{60 \times 1{,}76}{60}$$

Parasite en directeur $= G_{arr} = 1{,}76$

$$G_{av} = \frac{E_{av}}{E_{00}} = \frac{60 \times 1{,}27}{60}$$

Parasite en réflecteur $= G_{av} = 1{,}27$

En construisant de la sorte plusieurs points, on obtient les courbes de la figure XIII-40. On y voit que, près de $X_{11} = -10$, on a le meilleur gain :

$$G = 1{,}83$$

rayonnement avant, en déphasant le parasite ; mais le gain serait moins élevé.

On voit aussi que le déphasage de 180° entre les deux brins correspond exactement à l'égalité des rayonnements avant et

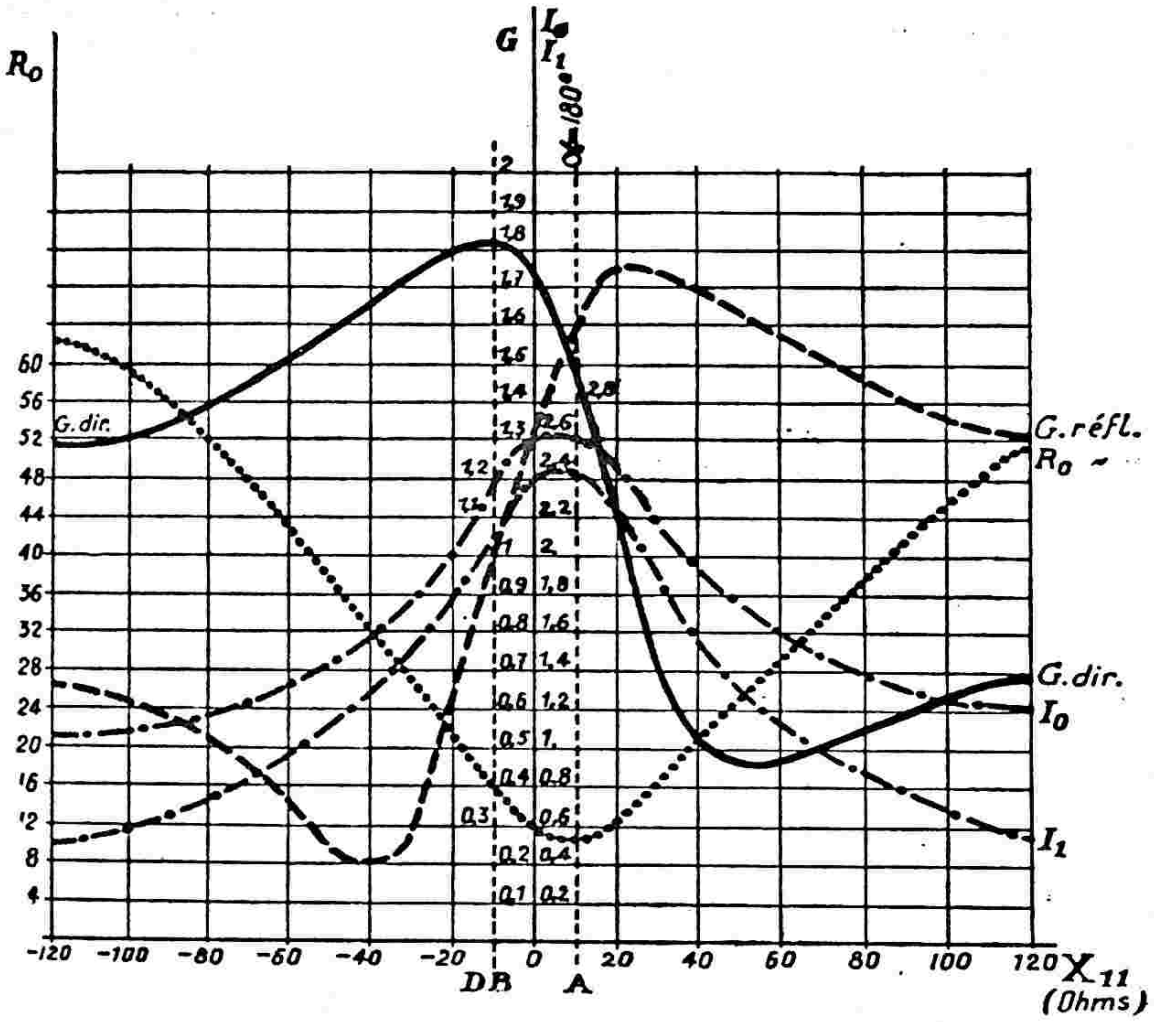



*Fig. XIII-40*

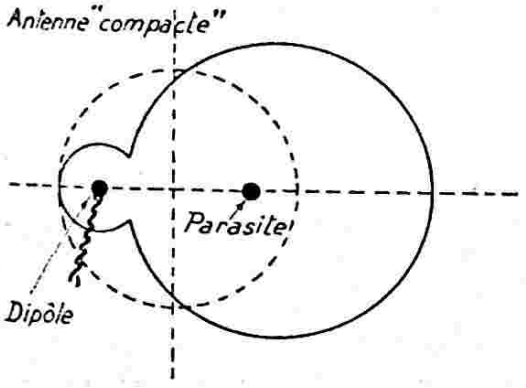



*Fig. XIII-41*

Dans ce cas, $R_0 = 14{,}5$ ohms. La courbe de rayonnement transversal correspondante est donnée sur la figure XIII-41.

On voit, sur les courbes de la figure XIII-40, qu'on pourrait avoir un bon rayonnement arrière ; c'est dans ce cas que la résistance de rayonnement est la plus faible et que, par conséquent, $I_0$ est maximum ; sur ce réglage, facile à trouver, le fonctionnement du système est tout à fait analogue à celui d'une antenne W8JK flat top beam.

### 2° *Deux demi-ondes à* $\frac{\lambda}{4}$

Par un raisonnement analogue au précédent et l'étude des graphiques, on démontre qu'un fil parasite, sans réactance propre, multiplie par :

$$G = 1{,}65$$

le champ d'une antenne dans la direction qui lui est opposée.

Les réglages étant plus flous que dans le cas précédent, sont faciles à faire.

La résistance de rayonnement d'une antenne associée à un tel réflecteur est de 60 ohms ; le feeder de 72 ohms convient donc à peu près ; la résistance de rayonnement peut, d'ailleurs, être ramenée à 73 ohms sans perte appréciable de gain, en déplaçant le parasite.

Ce système est très intéressant pour des *aériens fixes*, où l'antenne de réception peut faire office de réflecteur.

Le diagramme de rayonnement est tout à fait analogue à celui de la figure XIII-41, mais retourné.

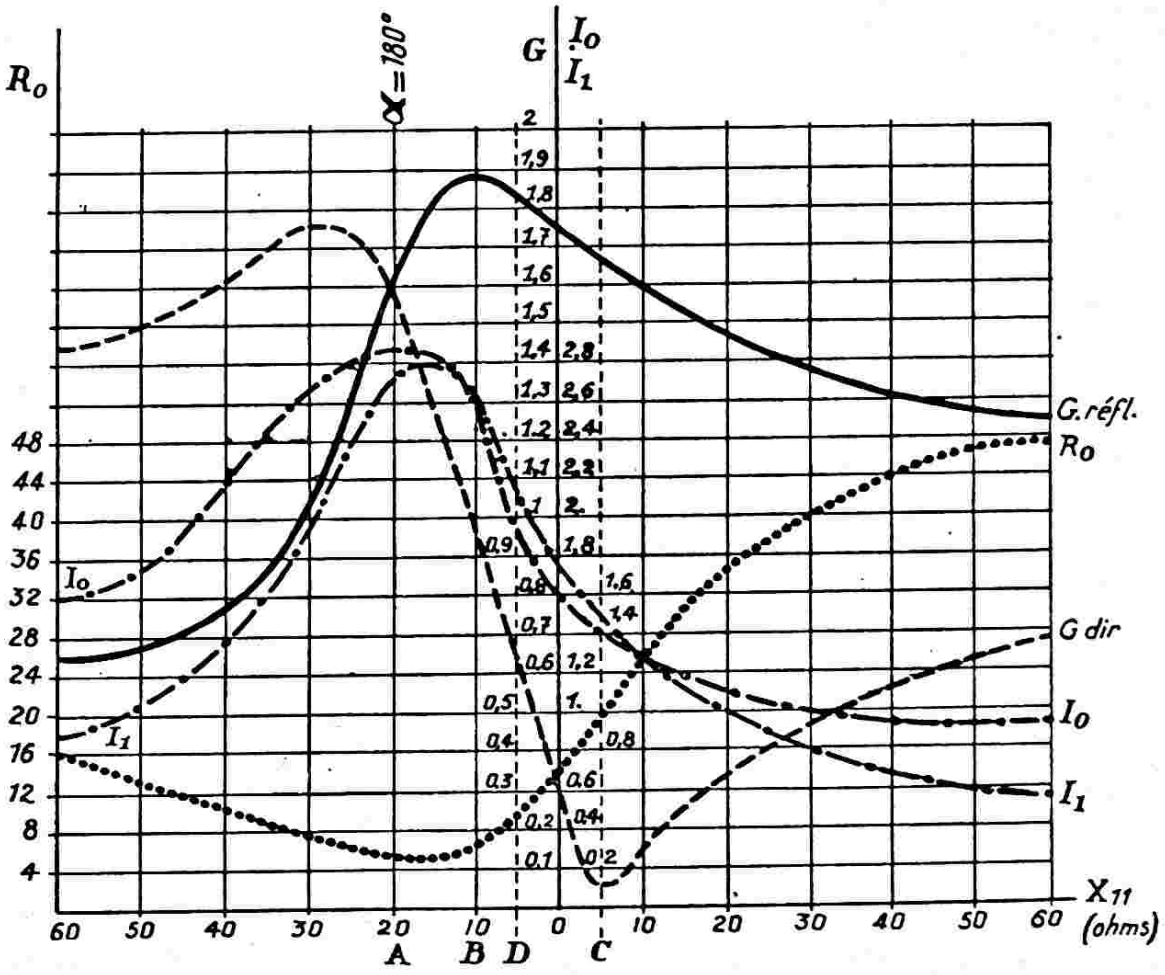



*Fig. XIII-43*

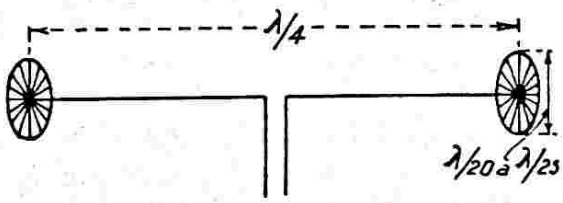



*Fig. XIII-42*

3° *Deux antennes reccourcies par capacités terminales.*

L'antenne directive n'est vraiment intéressante que si elle est rotative, mais ses « bras » sont bien longs pour certains toits ! Heureusement, on peut raccourcir de moitié l'envergure de l'antenne sans perte de gain et sans que le réglage soit plus difficile.

Chaque antenne est réalisée comme le montre la figure XIII-42 : un conducteur d'un développement de $\lambda/4$ est replié au centre en fils de Lecher (ligne de correction) servant au réglage. Deux capacités terminales sont installées aux bouts du dispositif.

L'accord est réalisé, pour le dipôle, par déplacement de l'alimentation sur les fils de Lecher ; pour le parasite, l'accord s'obtient par déplacement d'un cavalier conducteur.

La distance entre l'antenne et le parasite est de $\lambda/10$.

La résistance de rayonnement d'un tel dipôle, isolé dans l'espace, est de 38,5 ohms ; elle tombe à 7,2 ohms lorsque tout est réglé au gain maximum.

Ce gain maximum est théoriquement de 1,89 ; mais on s'aperçoit pratiquement que, à cause des pertes ohmiques, il ne faut pas espérer plus que 1,7.

Les courbes de la figure XIII-43 ont été construites exactement comme pour l'an-

tenne « compacte » ; elles montrent que le parasite fonctionne mieux en réflecteur qu'en directeur.

Pour ceux qui voudraient refaire les calculs (!), on a :

$R_\infty = 38{,}5$ ohms, $Z_m = 40{,}3$ ohms et $0_m = -27°$.

Le diagramme de rayonnement est celui de l'antenne compacte, où dipole et parasite seraient échangés.

D) *Aérien complexe Yagi.*

Cet aérien se compose d'une demi-onde alimentée, encadrée entre un réflecteur à 0,25 λ et de deux directeurs en ligne, avec des espacements de 3/8 λ (fig. XIII-44).

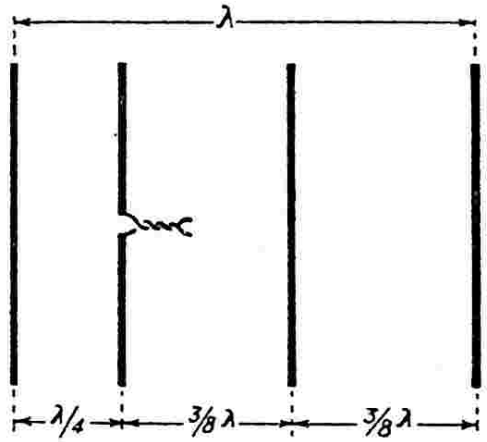



*Fig. XIII-44*

Ce système est intéressant sur U.H.F., car il peut être rotatif également. De plus, sur ces fréquences, les faibles résistances de rayonnement des antennes compactes donnent un pourcentage de pertes ohmiques élevé ; avec l'antenne Yagi, au contraire, la résistance de rayonnement reste de 73 ohms ; les pertes sont un peu augmentées, puisqu'il circule des courants dans les trois parasites ; elles sont multipliées effectivement par 1,8.

Le gain est : $G = 2{,}07$ vers l'avant ; en arrière et sur les côtés, le champ est à peu près divisé par deux.

La mise au point est très simple : il suffit de régler exactement le brin rayonnant, de mesurer sa longueur et de constituer trois brins identiques, qu'on installera aux distances prescrites.

Pour les amateurs qui voudraient vérifier les courants, voici les valeurs efficaces :

0,55 $I_0$ dans le réflecteur ;

0,67 $I_0$ dans le premier directeur ;

0,23 $I_0$ dans le second directeur.

E) *Carreau Chireix-Mesny avec réflecteur.*

Voici un projecteur qui a un fort bon rendement : il a l'élégance des réalisations françaises.

Un carré ayant pour côté une demi-longueur d'onde, est formé de deux antennes d'onde entière repliées à angle droit.

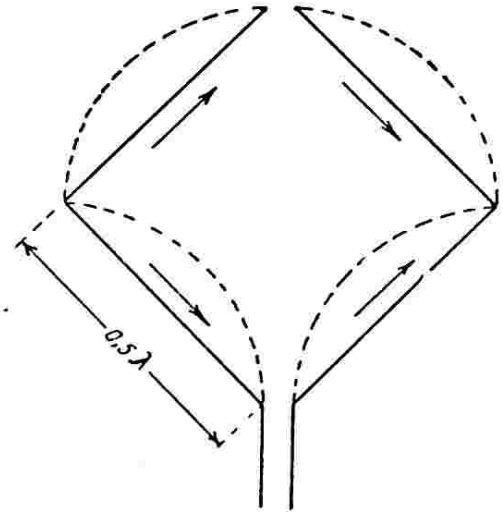



*Fig. XIII-45*

Nous voyons immédiatement, sur la figure XIII-45, que les courants dans deux brins parallèles sont égaux et en phase ; nous avons ainsi deux projecteurs ne réagissant nullement l'un sur l'autre, dont le gain est, comme nous l'avons vu plus haut, de 1,6 ; nous allons voir que le système complet donne le même gain.

La résistance de rayonnement de chaque brin, rapportée au ventre du courant, est de 58 ohms.

La puissance totale d'alimentation est :

$$W = 4 \times 58\ I_0^2$$

$$\text{d'où } I_0 = 1/2 \sqrt{\frac{W}{58}}$$

Chaque couple d'antennes donne, en rayonnement transversal, un champ :

$$E_2 = 120\ I_0 = 60 \sqrt{\frac{W}{58}}$$

Le champ total dû aux deux couples d'antennes, se compose de deux champs polarisés à angle droit, ayant respectivement des amplitudes $E_2$ ; leur résultante a une amplitude $E_2 \sqrt{2}$.

$$E_0 = 60 \sqrt{2} \sqrt{\frac{W}{58}}$$

Le champ d'une demi-onde est :

$$E_\infty = 60 \sqrt{\frac{W}{73}}$$

Le gain est donc :

$$\frac{E_0}{E_\infty} = \sqrt{2}\sqrt{\frac{73}{58}}$$

$$G = 1{,}6 \text{ environ}$$

Tout se passe donc bien comme si l'on avait eu seulement deux antennes parallèles à $\lambda/2$, mais l'alimentation est plus commode.

On peut améliorer de façon très sensible le gain du dispositif en installant derrière, à $\lambda/4$, un réflecteur parasite de construction identique ; l'étude théorique montre alors que la résistance de rayonnement de chaque brin devient : $R_r = 74$ ohms ; le courant baisse donc dans le carreau alimenté (carré radiateur) à

$$\sqrt{\frac{58}{74}}$$

soit à peu près 0,88 de sa valeur primitive.

Le rayonnement avant donne un gain, *par rapport à l'aérien type,* de :

$$G = 2{,}44 \text{ environ}$$

et 0,32 seulement en rayonnement arrière.

Le gain *dû au réflecteur est de :*

$$\frac{2{,}44}{1{,}6} = 1{,}5 \text{ environ}$$

On peut prédéterminer le courant qui circule à un ventre d'intensité, puisqu'on connaît la résistance de rayonnement au centre de *chaque* brin (96 ohms). Si W est la puissance antenne et $I_0$ le courant dont il est question, $W = 4 \times 96\ I_0^2$, puisqu'il y a quatre brins ; d'où :

$$I_0 = \sqrt{\frac{W}{4 \times 96}}$$

On voit encore ici que le réflecteur ne double pas, comme certains pourraient le croire, le champ rayonné.

De toutes façons, le gain est élevé puisqu'il permet d'obtenir le même champ qu'une demi-onde alimentée par une puissance 6 fois plus élevée. Le « pinceau » est fin : il est donc indispensable que l'amateur rende l'ensemble rotatif.

En utilisant le même diamètre de fil pour une demi-onde travaillant avec la même puissance, les pertes ne sont multipliées que par 1,5.

## § 4. — Les feeders

On appelle « feeders » ou « alimenteurs », le ou les fils amenant l'énergie H.F. au système aérien rayonnant.

Deux grandes classes s'imposent :

*a*) les feeders à ondes stationnaires ;

*b*) les feeders à ondes progressives.

D'autre part, nous rencontrerons, dans les réalisations d'aériens : des feeders simples (fil unique), des feeders doubles à fils torsadés, ou à fils parallèles, ou encore des feeders concentriques (ligne coaxiale).

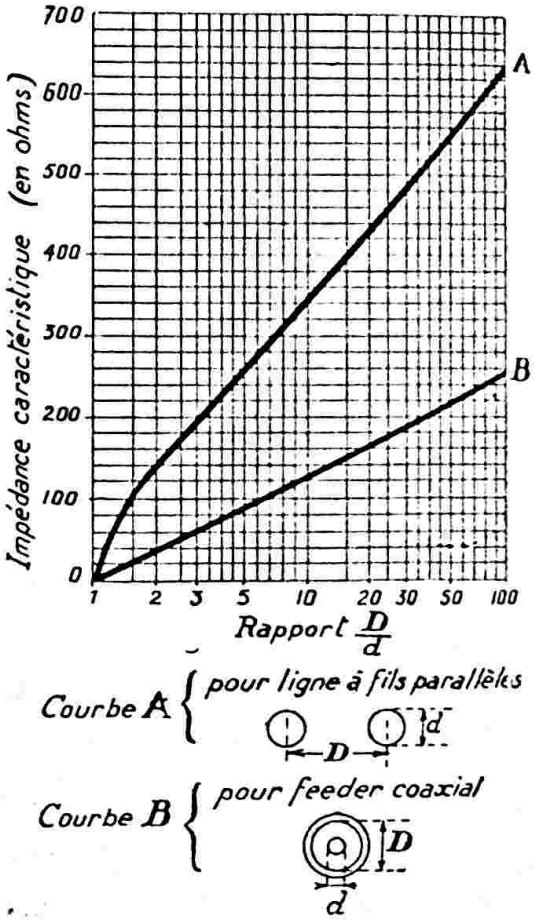



*Fig. XIII-46*

L'impédance caractéristique des feeders doubles est donnée sur le diagramme de la figure XIII-46 ; (en A : feeder à fils parallèles ; en B : feeders concentriques).

D'une manière plus générale, l'impédance d'un feeder à fils parallèles se calcule par la formule :

$$Z = 276 \log. \frac{D}{r}$$

D étant la distance de centre à centre des deux conducteurs, et *r* le rayon d'un conducteur.

Pour un feeder coaxial, on applique la formule :

$$Z = 138 \log. \frac{D}{d}$$

dans laquelle D est le diamètre mesuré intérieurement du conducteur extérieur, et *d* le diamètre du conducteur intérieur (voir fig. XIII-46).

Toute ligne, quelle qu'elle soit : fils parallèles, coaxial, ou fil unique, possède ses caractéristiques physiques propres :

*a*) Son coefficient de self-induction L par unité de longueur ;

*b*) Sa capacité C par unité de longueur ;

*c*) Sa résistance en H.F. ;

*d*) Et, éventuellement, sa perte dans le diélectrique.

En ne considérant que les deux premiers points, l'impédance caractéristique Z est approximativement égale à :

$$Z = \sqrt{L/C}$$

Dans le cas d'un feeder à fil unique, les éléments L et C varient avec le rapport longueur du fil/diamètre du fil. Avec les dimensions couramment utilisées, l'impédance caractéristique d'un feeder unique (feeder d'antenne Conrad-Windom, par exemple) est de l'ordre de 600 ohms pour une hauteur moyenne de 10 mètres au-dessus du sol.

L'impédance caractéristique d'un feeder quelconque est importante à connaître ; nous verrons plus loin comment on doit adapter un feeder à l'antenne et à l'émetteur, et également quels sont les types à employer suivant l'aérien utilisé. Mais, avant de poursuivre ces notes, nous formulons ci-dessous quelques observations :

Un feeder concentrique (ou coaxial) est dissymétrique ; il convient parfaitement pour alimenter une antenne dont la base est à la terre (antenne Marconi) à partir d'un ampli H.F. final non symétrique. Pour utiliser de tels feeders dans des systèmes symétriques, il faut, pratiquement, en placer deux côte à côte, les tubes extérieurs étant reliés mécaniquement et électriquement. L'impédance caractéristique de l'ensemble est alors le double de celle qui est donnée sur la courbe B de la figure XIII-46, pour un seul feeder.

Ou bien encore, on peut faire appel à des astuces de montages : symétriseur, « balun », circuit intermédiaire auxiliaire, condensateur-série de compensation, etc... Nous aurons l'occasion d'y revenir.

Pour les ondes à U.H.F., deux techniques différentes ont eu tour à tour leurs faveurs, à savoir :

*a*) L'antenne extérieure alimentée par feeder (donc, même technique que pour les autres bandes) ;

*b*) L'antenne fixée à même le coffret-rack de l'émetteur (donc suppression des feeders). En U.H.F., les antennes de dimensions restreintes permettent de telles réalisations ; mais dans ce cas, se méfier des immeubles en ciment armé (cage de Faraday).

Aussi bien sur les ondes courtes ordinaires que sur ultra haute fréquence, et quel que soit le type de feeder employé, ce dernier *ne doit pratiquement pas rayonner ;* un ondemètre à absorption, par exemple, devra entrer presque en contact pour donner une indication.

La connaissance de l'impédance caractéristique d'un feeder est très importante pour l'adaptation dudit feeder aussi bien à la sortie de l'émetteur qu'au brin rayonnant. En règle générale, le rendement est évidemment plus élevé lorsque l'impédance de la source est égale à l'impédance de l'utilisation.

Nous verrons plus loin les procédés de couplage généralement employés pour l'adaptation correcte des impédances.

## § 5. — Procédés de couplage à la sortie de l'émetteur

Il est bien entendu que, quel que soit le système de couplage adopté à la sortie de l'émetteur, il doit réaliser une adaptation correcte de l'impédance du feeder sur le circuit accordé final ; nous en reparlerons au paragraphe 7.

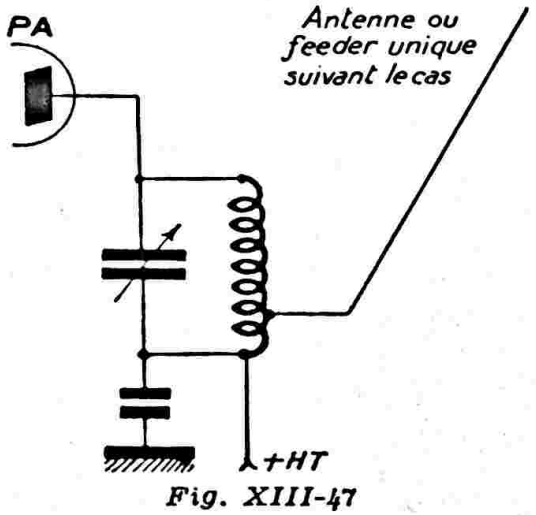



*Fig. XIII-47*

Quatre cas fondamentaux peuvent se présenter :

1° Circuit de sortie dissymétrique (une seule lampe au P.A.) avec branchement d'une antenne à feeder unique, ou d'un aérien direct sans feeder (Hertz alimentée en courant ou en tension).

Le couplage se fait simplement suivant la figure XIII-47. Il est possible, de plus, d'intercaler dans le fil (à la sortie du circuit accordé), un condensateur au mica de 5.000 à 10.000 pF, afin d'éviter que la composante continue de la H.T. soit canalisée vers l'aérien.

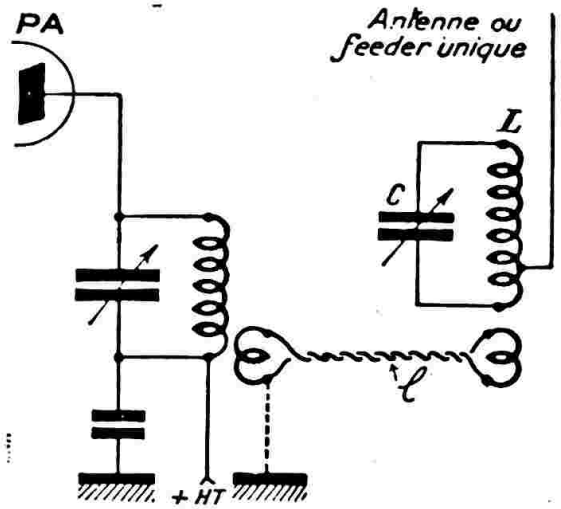



*Fig. XIII-48*

Une autre liaison très recommandée est représentée sur la figure XIII-48. En utilisant le couplage par ligne, on supprime pratiquement tout couplage capacitif entre l'antenne et le circuit de sortie de l'émetteur. De ce fait, le rayonnement des harmoniques est nettement réduit, surtout si l'on relie un côté de la ligne à la masse. Le circuit oscillant LC peut avoir sa base reliée à la masse également ; mais ces mises à la masse sont facultatives. La ligne L est une ligne à basse impédance (fils torsadés sous caoutchouc ou polythène), et les bobines de couplage comportent chacune 1 à 2 spires seulement.

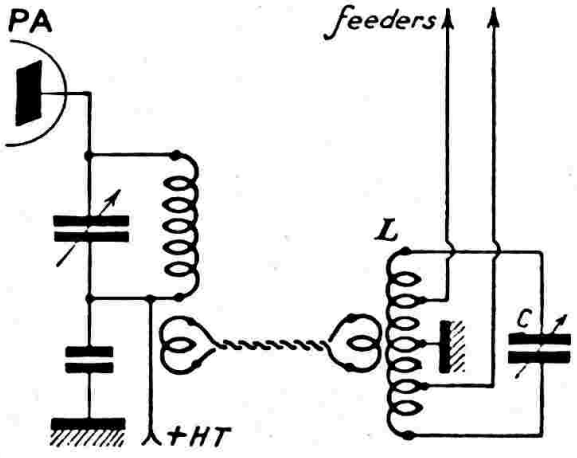



*Fig. XIII-49*

Si l'on est en présence d'une antenne quelconque monofil, ou d'une antenne accordée à feeder unique, un circuit de sortie particulièrement recommandé est le circuit « Jones » ; il permet le réglage du couplage et l'adaptation des impédances d'une façon parfaite. Nous verrons ce circuit au § 7.

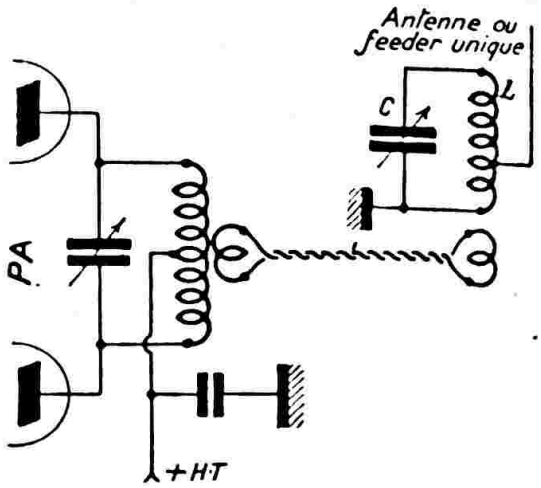



*Fig. XIII-50*

2° Circuit de sortie dissymétrique (une seule lampe au P.A.) avec branchement d'une antenne à feeder double symétrique.

Nous avons, ici également, une intéressante application du couplage par ligne (fig. XIII-49). Les spires de couplage de la ligne sont, comme d'habitude, couplées aux « parties froides » des bobines des C.O.

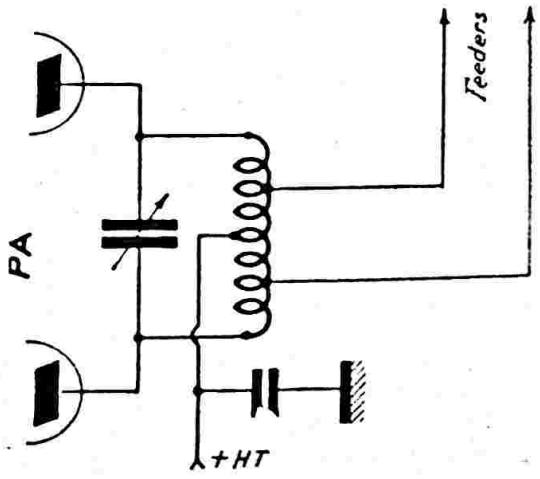



*Fig. XIII-51*

3° Circuit de sortie symétrique (push-pull au P.A.) avec branchement d'une

antenne à feeder unique, ou aérien direct. — Hertz alimentée en courant ou en tension.

Le montage est donné en figure XIII-50.

4° Circuit de sortie symétrique (push-pull au P.A.) avec branchement d'une antenne à feeder double symétrique.

Le montage peut être immédiat (fig. XIII-51), mais il est toujours recommandé, comme nous l'avons dit plus haut, d'utiliser le couplage par ligne (fig. XIII-52).

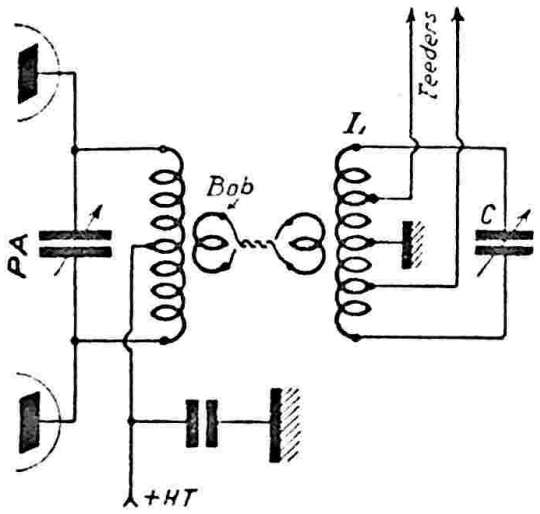



*Fig. XIII-52*

Partout où le couplage par ligne est employé, le circuit oscillant LC est évidemment accordé sur la fréquence de l'émission. On recherche le nombre de tours optimum de la bobine L (par exemple en court-circuitant spire par spire et en réaccordant chaque fois la capacité C). On modifie ainsi la réactance propre de ce C.O., afin de compenser la réactance de l'antenne et de se placer dans les meilleures conditions de travail possibles.

On peut faire varier la charge de l'antenne sur le circuit de sortie, soit par modification des prises des feeders sur L, soit par variation du couplage de la ligne.

Lorsque LC est convenablement dimensionné et réglé (nombre de tours de L et positions des prises de feeder), la réactance d'antenne est compensée. L'accord du circuit plaque P.A. ne doit presque pas varier lorsque l'on supprime la charge (éloignement de la bobine de couplage *Bob*, par exemple, dans le cas de la figure XIII-52). Un très léger désaccord peut subsister : celui qui est nécessaire pour compenser la réactance minime introduite par la ligne de couplage seulement.

NOTA :

Les câbles torsadés de liaison des figures XIII-48, 49, 50 et 52 peuvent être remplacés par des portions de câble coaxial type 75 Ω.

Cette même remarque est également valable pour les figures XIII-60, 73 et 75.

## § 6. — Réglage du couplage optimum à la sortie de l'émetteur

Supposons une antenne correctement établie et taillée pour la fréquence de l'émission. On commence par la coupler d'une manière très lâche au circuit de sortie de l'émetteur (*bobine de couplage éloignée, ou prise du ou des feeders aux parties froides de la bobine, etc.*).

Puis on augmente progressivement le couplage en réaccordant le C.O. si besoin est, et en surveillant le courant anodique du P.A. Il faut, évidemment, limiter le couplage avant que le courant anodique n'atteigne une valeur désastreuse. On se fixe un couplage entraînant une intensité normale pour le tube P.A. considéré.

Si l'amateur a suivi nos conseils pour l'établissement de l'amplificateur final, conseils donnés au *chapitre V, § 7*, tout doit se dérouler à ravir et... ce n'est pas plus difficile que cela !

Pendant cette mise au point, on peut intercaler un milliampèremètre thermique (1) dans le ou les feeders d'antenne. Cet appareil est uniquement utile *par la suite* comme repère du courant d'antenne donné par le réglage (couplage) que l'on a déterminé. Il est évident que si tout va bien, le courant H.F. dans les feeders augmente, en principe, avec le couplage.

Néanmoins, parfois, cela ne se produit pas : les conseils relatifs à l'amplificateur final, mentionnés plus haut, n'ont pas été suivis ! C'est l'indice d'un mauvais rapport bobine/capacité (bobine trop importante — effet de la réactance apportée par l'aérien dans le cas du couplage direct). Diminuer alors le nombre de tours de la bobine du P.A. et réaccorder ; ou... et nous le conseillons une fois de plus, utiliser un couplage par ligne correctement établi, selon les recommandations du paragraphe précédent.

Autre expérience : Lorsque le couplage optimum de l'aérien a été déterminé, faisons varier le C.V. du circuit anodique final de l'émetteur, de part et d'autre de la résonance (*minimum* du milliampèremètre de plaque). Ce *minimum* doit correspondre exactement au *maximum* du

(1) Ou un thermo-couple débitant sur un milliampèremètre ordinaire.

courant H.F. dans le feeder. S'il n'en est pas ainsi, l'effet est dû à la réactance apportée par l'antenne. Les remèdes sont les mêmes que précédemment : modifier le rapport L/CV du circuit final de l'émetteur, utiliser le couplage par ligne avec un circuit accordé supplémentaire (fig. XIII-48, par exemple).

## § 7. — Adaptation des impédances à la base

Nous avons déjà dit que l'adaptation des impédances, aussi bien à la base qu'au sommet d'un système rayonnant, est d'une importance capitale.

La transmission d'énergie la plus favorable aura lieu lorsque l'impédance du feeder et l'impédance de la prise de celui-ci sur la bobine de sortie seront égales. En d'autres termes, le couplage maximum a lieu pour l'égalité des impédances, si l'on veut bien (*cas du couplage direct*, fig. XIII-47, par exemple).

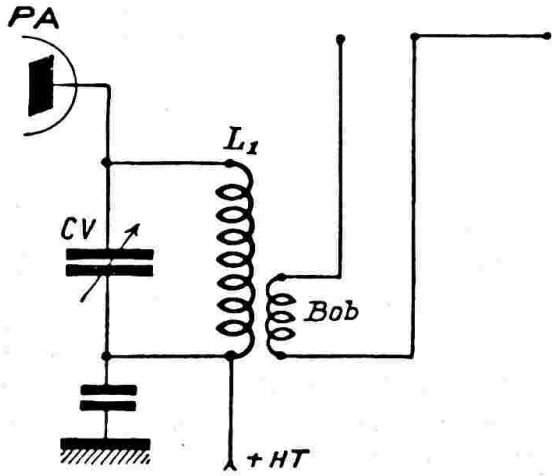



*Fig. XIII-53*

Dans un autre exemple, prenons le cas d'une antenne Zeppelin (1) alimentée « en courant », utilisant un feeder double d'impédance caractéristique 600 ohms, liaison par induction (fig. XIII-53). Il est nécessaire que la bobine de couplage Bob adapte convenablement l'impédance sur laquelle débite le tube final P.A., à l'impédance du feeder.

Cette remarque est naturellement valable pour toutes les antennes de ce genre, et nous citons simplement la Zeppelin à titre d'exemple.

Cette adaptation des impédances découle du rapport de transformation entre $L_1$ et Bob.

(1) Rappelons que nous verrons les réalisations pratiques des aériens proprement dits au paragraphe 9.

Si nous appelons $Z_e$ l'impédance optimum de charge du tube P.A. et $Z_f$ l'impédance caractéristique du feeder, nous aurons le rapport de transformation N, tel que :

$$N = \sqrt{\frac{Z_e}{Z_f}}$$

Dans ce cas, on admet l'impédance de charge $Z_e$ (en ohms) comme étant égale à : $\frac{k.E}{I}$

$k$ = facteur empirique égal à $\frac{}{500}$
E = tension anodique, en volts
I = courant anodique, en milliampères.

*Théoriquement*, $k = 1.000$ ; mais pratiquement il est préférable d'apporter une correction en adoptant $k = 500$.

*Exemple :* Ainsi, si nous avons au P.A. un tube S.F.R. P75B consommant 80 mA sous 1.200 V., nous obtenons :

$$Z_e = 500 \times \frac{1.200}{80} = 7.500 \text{ ohms.}$$

Nous avons alors un rapport de transformation de

$$N = \sqrt{\frac{7.500}{600}} = 3,5 \text{ environ}$$

Et si la bobine $L_1$ comporte 15 tours (par exemple), la bobine de couplage Bob. devra avoir :

$\frac{15}{3,5}$, soit 4 tours environ.

**Filtre Collins.**

A) *Sa constitution - Son rôle.*

Le filtre Collins utilisé entre l'émetteur et l'antenne (plus exactement entre la sortie de l'émetteur et la base du ou des feeders) est destiné à ne transmettre à l'aérien que le seul courant correspondant à la fréquence d'émission (donc, élimination importante des harmoniques).

En outre, ce dispositif permet d'adapter l'impédance du feeder à celle du C.O. plaque final de l'émetteur, et ce quelque soit le type de l'aérien utilisé.

La figure XIII-54 donne un montage possible de ce filtre à la sortie d'un amplificateur H.F. simple. $L_1$-CV est le circuit accordé plaque du dernier tube.

L est une bobine de 15 tours de fil 20/10 sur air, diamètre 65 mm., et non couplée à $L_1$. (1)

(1) D'une manière générale, on fait L identique à $L_1$ (nombre de tours, fil, diamètre, etc.).

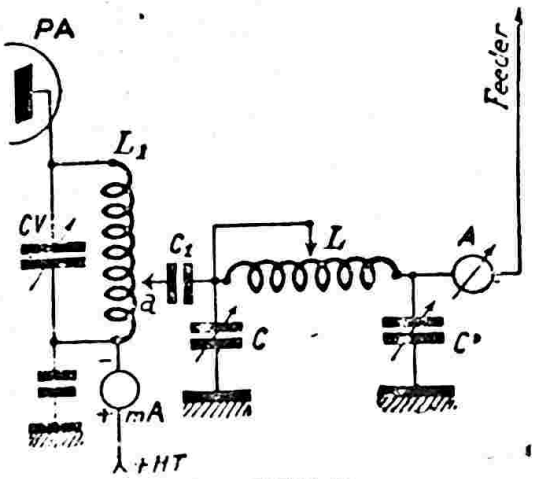



*Fig. XIII-54*

Deux condensateurs variables C et C', de 250 pF chacun, encadrent cette bobine.

A est un ampèremètre thermique placé en série à la base du feeder.

$C_1$ est un condensateur fixe au mica de 5.000 pF environ à faibles pertes.

On règle la prise de L suivant la bande de travail :

15 tours pour la bande 3,5 Mc/s ;
10 tours pour la bande 7 Mc/s ;
5 tours pour la bande 14 Mc/s.

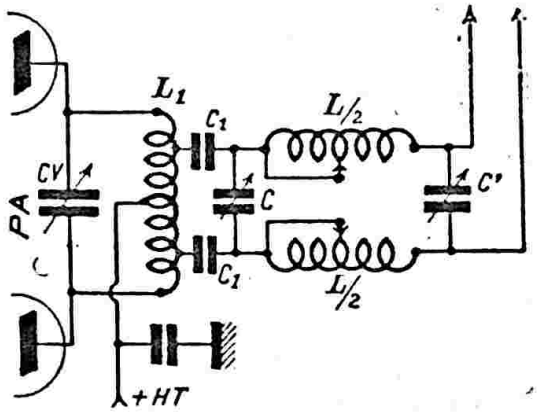



*Fig. XIII-55*

Voici, à titre documentaire, les nombres de tours que doit présenter la bobine L, si on la confectionne avec du fil de 15/10 et sur un diamètre de 45 mm. :

30 tours pour la bande 3,5 Mc/s ;
15 tours pour la bande 7 Mc/s ;
8 tours pour la bande 14 Mc/s ;
4 tours pour la bande 28 Mc/s.

Les spires non utilisées (selon la bande de travail) peuvent être court-circuitées par un commutateur, par exemple. Les autres éléments de la figure XIII-54 restent inchangés.

D'autres montages sont prévus, notamment :

*a*) Pour étage push-pull, avec feeder double (fig. XIII-55).

Dans ce cas, les deux bobinages L/2 comportent chacun la moitié du nombre de tours déterminé pour L sur la figure XIII-54. De plus, ces deux bobinages ne doivent présenter aucun couplage entre eux ; on les place donc perpendiculaires l'un à l'autre, dans le même plan, ou on les sépare par un blindage.

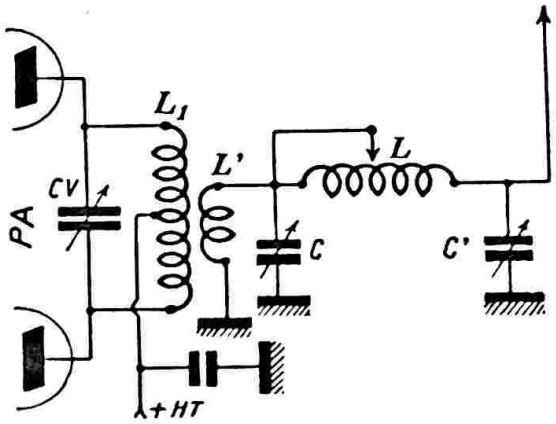



*Fig. XIII-56*

*b*) Pour étage push-pull avec feeder simple (fig. XIII-56).

Ici, la bobine L' est couplée assez serrée à $L_1$, de part et d'autre du point médian, et elle comporte 70 % environ du nombre de tours de $L_1$.

*c*) Pour étage de sortie simple, avec feeder double (fig. XIII-57).

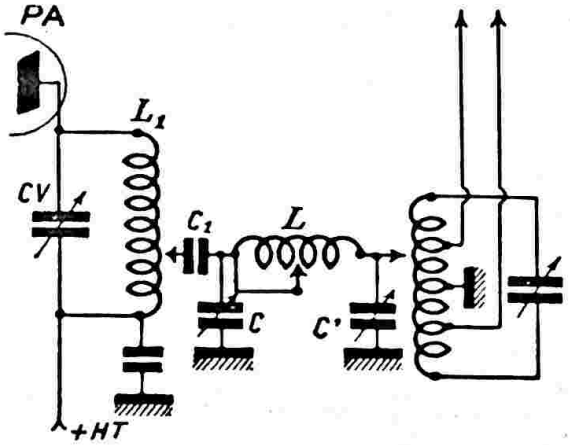



*Fig. XIII-57*

B) *Son réglage.*

Reportons-nous à la figure XIII-54. La prise A étant débranchée, appliquons la tension anodique sur l'étage P.A. final et accordons le circuit $L_1$ — CV à la résonance, de façon à obtenir la déviation minimum $I_1$ de l'aiguille de « mA).

***Le réglage du C.V. ainsi obtenu est définitif et ne doit être retouché sous aucun prétexte.***

Coupons la haute tension et branchons la prise « a » à quelques tours seulement, comptés à partir du point + H.T.

Plaçons C' à sa capacité maximum (lames complètement engagées) et remettons la haute tension. Puis tournons C, de façon à obtenir un minimum de courant plaque, $I_2$. Ce nouveau minimum est supérieur au minimum $I_1$ précédent. Diminuons alors la capacité de C' et tournons C de façon à établir un nouveau minimum de courant anodique, $I_3$ ($I_3$ sera encore supérieur à $I_2$) ; etc.

Continuons ainsi par étapes successives et surveillons en même temps les indications du milliampèremètre ou ampèremètre thermique A d'antenne. Ses indications croissent, passent par un maximum, puis décroissent.

Le réglage correct du filtre est réalisé en donnant à C' une capacité très légèrement *supérieure* à celle qui correspond au courant d'antenne maximum ; cela, bien entendu, toujours en rétablissant l'accord de C et sans toucher le C.V. du C.O. de plaque.

C) *Anomalies.*

1° Il peut se faire qu'en procédant progressivement comme indiqué, on arrive à la capacité minimum de C' sans que l'on ait vu apparaître le maximum de courant d'antenne.

Dans ces conditions, augmenter le couplage de la prise a en la déplaçant vers l'anode du P.A., et recommencer la série des opérations.

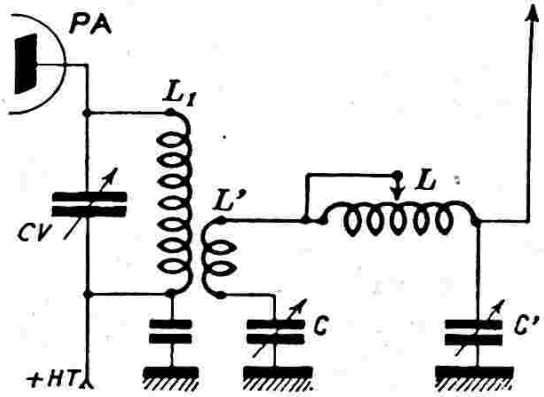



*Fig. XIII-58*

2° Avec certains tubes, on ne peut atteindre le courant maximum d'antenne que pour une valeur exagérée du courant plaque incompatible avec la vie de la lampe.

Il faut alors se limiter au courant anodique maximum prévu par le constructeur.

3° Une fois le réglage terminé, il faut s'assurer que l'on n'a pas accordé le filtre sur un harmonique ou sur une fréquence parasite.

Pour cela, il suffit de vérifier la fréquence transmise à l'antenne, en couplant un ondemètre à absorption à la bobine L.

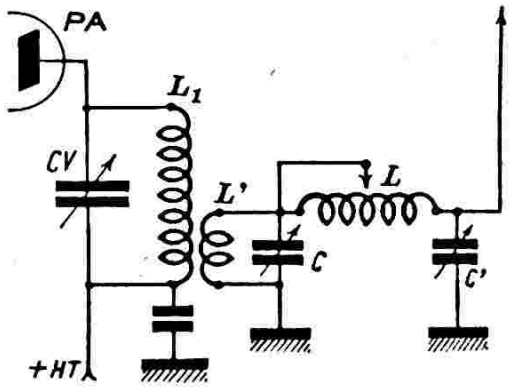



*Fig. XIII-59*

Les montages à liaison inductive des figures XIII-56, 58, 59 et 60 diminuent le risque de faire un faux réglage, à condition, évidemment, de ne pas établir un couplage *exagérément serré* entre la bobine anodique du C.O. et la bobine de couplage.

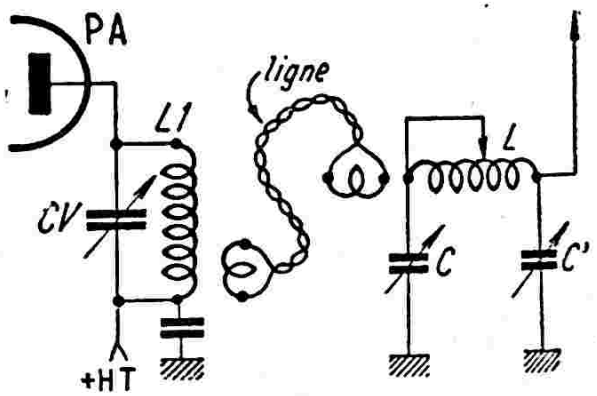



*Fig. XIII-60*

Notons que les deux derniers montages (fig. XIII-59 et 60) conviennent tout particulièrement dans le cas d'un *aérien excité en intensité.*

**Circuit Jones.**

Le circuit Jones, appelé aussi « circuit matching π », est une variante d'utilisation du filtre Collins ; en fait, c'est un filtre Collins qui, outre son rôle habituel, tient également celui du circuit accordé final.

Le montage du circuit Jones est indiqué sur la figure XIII-61-1. L'alimentation

plaque du tube final P.A. est obligatoirement faite en parallèle ; d'où nécessité de la bobine de choc Ch. Cette bobine d'arrêt Ch est, de préférence, du type National R 175, spécialement étudiée pour cette fonction ; à défaut, on pourra employer l'inévitable R 100 !

Le circuit Jones se calcule comme le circuit classique (chapitre V, § 7, et chapitre VII, § 2), *mais* en tenant compte que la capacité d'accord montée en parallèle aux bornes de L est égale à la capacité résultante du groupement *en série* de $CV_1$ et $CV_2$. Nous ne reviendrons donc pas sur cette question.

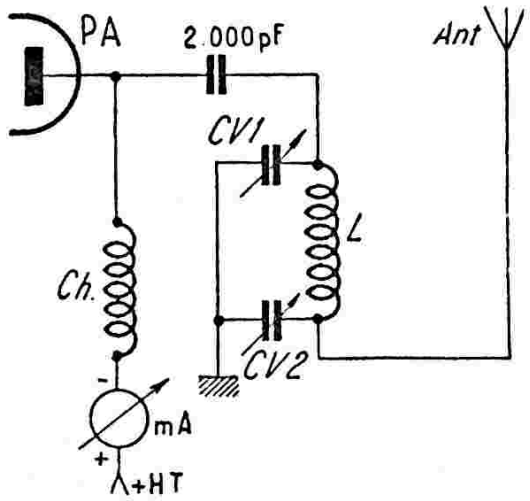



*Fig. XIII-61-1*

Le circuit Jones a été prévu pour l'utilisation correcte de... n'importe quel fil. On l'utilise fréquemment sur les postes mobiles ou les postes de campagne appelés à fonctionner sur une antenne quelconque. Dans tous les cas, en effet, il permet le réglage très souple du couplage et l'adaptation satisfaisante des impédances (d'où sa seconde appellation de « circuit matching ») : généralement, toutes impédances comprises entre 50 et 600 Ω.

Il va de soi que le circuit Jones présentant ces qualités pour un *aérien quelconque*, n'en sera que meilleur s'il est utilisé conjointement à une *antenne accordée* (Conrad ou Hertz, par exemple). Aussi, nous ne saurions trop le conseiller à l'amateur peu habitué à « jongler » avec les antennes et les feeders : impédances, réactances, couplage optimum, ondes stationnaires, etc.

A titre indicatif, voici les valeurs d'un circuit Jones convenant pour un émetteur avec étage final P.A. équipé d'une 807 :

$CV_1$ = 250 pF (en capacité maximum) ;
$CV_2$ = 500 pF (en capacité maximum) ; ou parfois, davantage.

L = 30 spires de fil 20/10 de mm. sur un diamètre de 50 mm. ; cela pour la bande 80 mètres. Pour 40 mètres, L comporte 15 spires seulement.

Voici le processus de réglage d'un circuit Jones :

1° Tout d'abord, placer $CV_2$ sur capacité maximum.

2° L'antenne étant connectée, mettre l'émetteur en service. (Nous supposons les étages précédant le P.A. correctement réglés, bien entendu.)

3° Manœuvrer rapidement $CV_1$ de façon à obtenir la résonance du circuit (brusque minimum accusé par le milliampèremètre anodique).

4° En général, la résonance obtenue, le minimum indiqué par le milliampèremètre est inférieur à la consommation normale du tube du P.A.

5° On amène le courant anodique à la valeur requise en manœuvrant lentement $CV_2$, et en retouchant chaque fois $CV_1$ pour maintenir la résonance.

Le circuit Jones était utilisé, pendant la guerre 1939-1945, notamment sur des « émetteurs-valises » anglais, pour lesquels il permettait l'emploi d'un fil quelconque comme antenne.

Pour nous, amateurs, disons que le circuit Jones permet d'obtenir des résultats remarquables lorsqu'on l'utilise avec une antenne Conrad-Windom demi-onde ou avec une antenne « Long Wire ».

### Circuit Faust

Un autre procédé d'adaptation et de couplage « à la base » est le circuit Faust. Il convient surtout dans le cas d'antennes « long wire » fonctionnant en antennes courtes sur la bande 80 mètres, et dans le cas plus général d'antennes alimentées par une extrémité mais fonctionnant toujours en antennes trop courtes sur la bande 80 m.

Ce circuit d'adaptation est représenté sur la figure XIII-61-2. $L_1CV_1$ est le circuit accordé anodique du P.A. (bobine sur mandrin de 35 mm de diamètre). Pour la bande 80 *m* (rappelons-le), nous avons :

$L_2$ = 15 spires de fil 16/10 de mm émaillé sur un mandrin de 35 mm de diamètre même diamètre que $L_1$).

$L_3$ = 30 spires de fil 16/10 de mm cuivre nu sur un mandrin de 35 mm de diamètre, avec fil de court-circuit P.

$CV_2$ = condensateur variable type de réception, capacité maximum 980 pF (deux cages de 490 pF en parallèle).

La bobine $L_2$ doit avoir son couplage réglable par rapport à la bobine $L_1$.

Voici le procédé de réglage à employer avec ce circuit :

1° Régler le circuit $L_1$ $CV_1$ à la résonance (minimum de consommation accusé par le milliampèremètre anodique *mA*). Ensuite, et *sous aucun prétexte*, ce premier réglage ne devra pas être retouché. Précisons également que cet accord à la résonance doit être effectué la bobine $L_2$ étant complètement découplée de $L_1$.

Il faut noter aussi que le bobinage $L_3$ ne doit présenter aucun couplage avec $L_1$ ou avec $L_2$.

Nous ne nous sommes occupés que des antennes « courtes » pour la bande 80 m, c'est-à-dire dont la longueur totale EF + FG (voir fig. XIII-61-2, par exemple) était *inférieure* ou au plus égale à 40 mètres (c'est-à-dire à la demi-longueur d'onde). C'est bien ce qui se passe lorsque l'amateur manque de place ; d'où nécessité d'un circuit d'accord à la base.

Néanmoins, pour être complet, signalons que le circuit Faust de la figure XIII-61-2 permet également l'accord d'antennes « longues », c'est-à-dire de fils dont la longueur

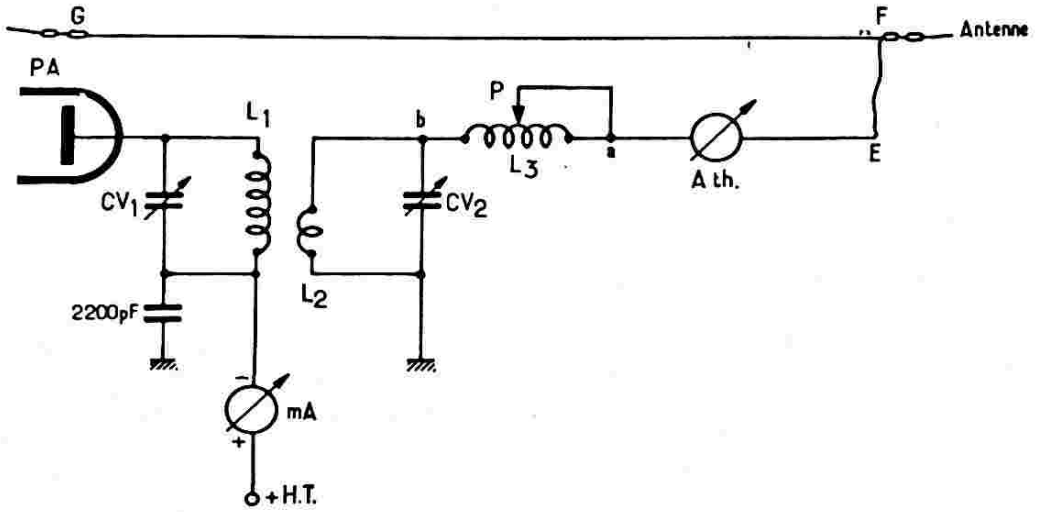



*Fig. XIII-61-2*

2° Coupler *légèrement* $L_2$ à $L_1$, et régler $CV_2$ de façon à obtenir le maximum de courant d'antenne par l'ampèremètre thermique *A. th.*

3° Ajuster ensuite $L_3$ en court circuitant spire par spire au moyen du fil à pince P et en refaisant chaque fois l'accord par $CV_2$, de manière à obtenir toujours le courant d'antenne le plus élevé possible.

4° Lorsque le courant H.F. maximum est obtenu, on augmente progressivement le couplage de $L_2$ par rapport à $L_1$, de façon à obtenir la charge normale du tube P.A. (intensité anodique normalement prévue par le constructeur).

5° En même temps que l'on augmente le couplage entre $L_2$ et $L_1$, il convient de s'assurer du maintien de l'accord à la résonance du circuit $L_1$ $CV_1$ ; pour ce faire, on retouchera, le cas échéant, le condensateur variable $CV_2$, et non $CV_1$, de façon que *mA* indique bien le « creux » de l'intensité anodique correspondant au réglage correct, ce creux étant égal par ailleurs à la consommation plaque normale du tube.

totale est supérieure à la demi-longueur d'onde. Mais, dans ce dernier cas particulier, le condensateur variable $CV_2$ ne doit plus être branché entre le point *b* et la masse, mais entre le point *a* et la masse. A part cela, le procédé de réglage du dispositif reste absolument le même, et l'amateur se conformera à ce qui a été dit plus haut.

Rappelons, que tous les aériens non symétriques, et notamment les antennes faites d'un fil de longueur quelconque, nécessitent une *excellente* prise de terre ; le bon fonctionnement de tels aériens et leur parfait rayonnement sont à ce prix. Il ne faudra donc pas hésiter à réaliser une prise de terre correcte reliée à l'émetteur par un gros fil de cuivre de 20 à 30/10 de mm, le plus direct possible.

### Coupleur universel d'antenne

Le véritable but de l'émission d'amateur n'est pas, on le sait, d'aligner les QSO les uns au bout des autres, mais bien la re-

cherche scientifique, l'expérimentation de nouveaux montages, etc. Les QSO n'interviennent que pour la vérification des résultats obtenus.

Dans le choix des expériences, certains OM se polarisent sur les oscillateurs, sur les amplificateurs H.F., d'autres sur les modulateurs, d'autres sur les antennes, etc... Il faut reconnaître que ce sont les essais d'antennes qui provoquent le plus grand travail, et en tout cas, le plus pénible. De plus, chaque antenne utilisée nécessite une modification parfois importante du dispositif de couplage à l'émetteur.

Pour simplifier la tâche de ces expérimentateurs, nous avons étudié un montage de coupleur universel. Universel, car il convient pour toutes les bandes et il permet l'emploi de tous les systèmes d'antenne actuels.

L'idée de cette réalisation nous a été donnée par un texte de W.N. Stevens (G3AKA) publié dans « Short Wawe Magazine ». Nous avons « repris » le montage, nous l'avons modifié et complété, afin de rendre le coupleur présenté ci-dessous absolument **universel.**

sont les bobines du circuit d'accord du coupleur, lesquelles, par le jeu d'un commutateur, permettent le réglage sur toutes les bandes d'amateurs.

Ce commutateur Inv. 1 est un inverseur à trois galettes de stéatite (une galette par circuit) et à cinq positions (numérotées de 1 à 5 sur la figure).

Du point de vue pratique, les bobinages doivent être arrangés de façon qu'ils ne présentent aucun couplage inductif entre eux.

Tous les bobinages sont réalisés avec du fil de cuivre émaillé de 16/10 de mm et bobinés sur air, diamètre intérieur de 45 mm (sauf $L_3$ qui est enroulé sur un mandrin de même diamètre, mandrin nécessité par le nombre de tours assez grand).

Nous avons :

$L_c$ = 4 tours ; prise médiane ; écartement entre spires égal au diamètre du fil.

$L_1$ = 4 1/2 tours ; prise à 2 tours à partir du point **a** ; écartement entre spires égal au diamètre du fil.

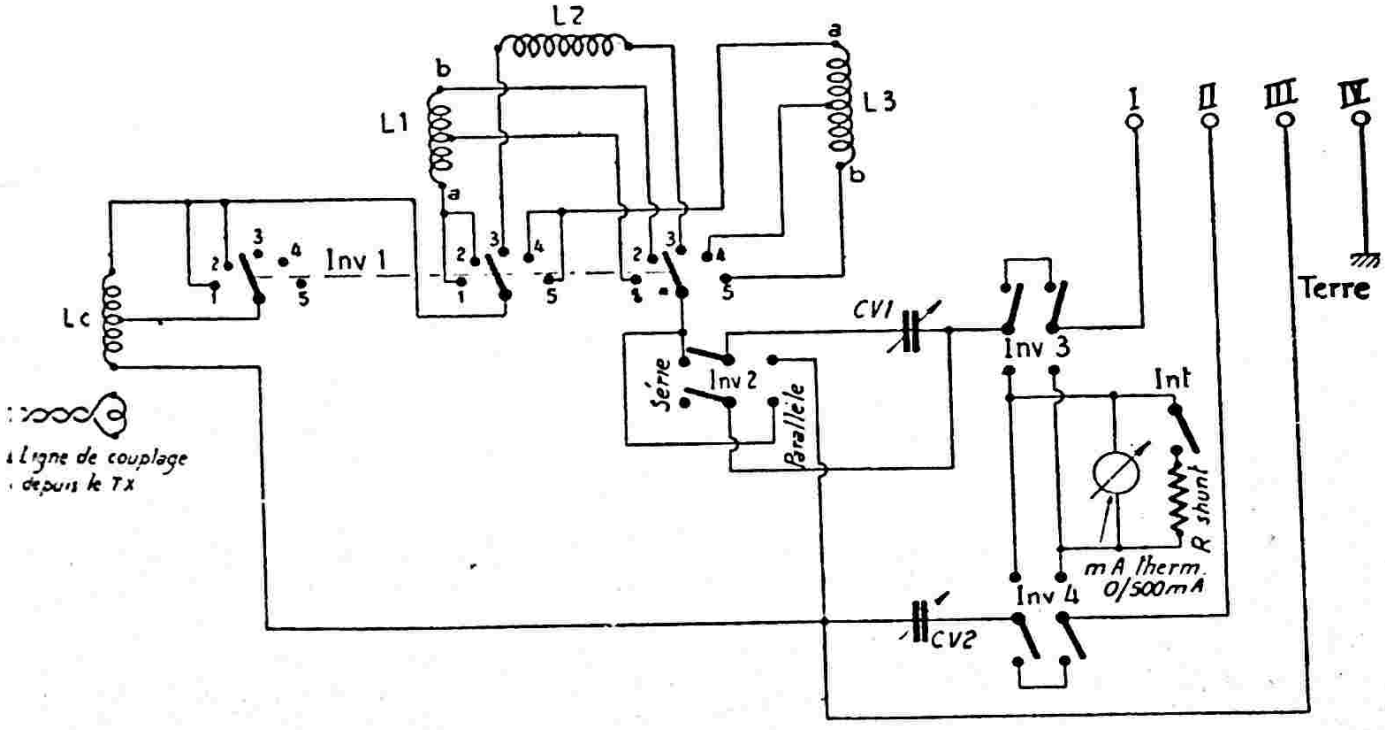



*Fig. XIII-61-3*

Le schéma de ce coupleur est montré sur la figure XIII-61-3. Voyons tout d'abord les bobinages.

$L_c$ est la bobine de couplage attaquée par la ligne venant de l'émetteur. $L_1$ $L_2$ $L_3$

$L_2$ = 8 tours ; écartement entre spires égal au diamètre du fil.

$L_3$ = 35 tours bobinés jointifs ; prise à 19 tours à partir du point **a.**

Selon la bande de travail choisie, les positions de l'inverseur Inv. 1 doivent être les suivantes :

| Bandes ..... | 28 | 21 | 14 | 7 | 3,5 | Mc/s |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Positions de Inv. 1. ..... | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | |

Le coupleur comporte, par ailleurs, deux condensateurs variables $CV_1$ et $CV_2$ type émission (fort inter-lame) de 200 pF chacun. Le condensateur $CV_2$ ne peut être utilisé qu'en série dans un feeder ou en série à la base du circuit de couplage.

Par contre, le condensateur $CV_1$ peut être, soit connecté en série dans un feeder, soit connecté en parallèle sur les bobinages d'accord, au moyen de l'inverseur **Inv. 2,** inverseur bipolaire à deux directions du type à couteaux.

L'évaluation du courant haute fréquence à la base de l'aérien utilisé est faite à l'aide d'un milliampèremètre thermique de 0 à 500 mA. Ce milliampèremètre peut être intercalé dans l'une ou l'autre des connexions de sortie au moyen des inverseurs bipolaires à couteaux Inv. 3 et Inv. 4 On sait que, dans certains cas. l'intensité à la base est très élevée ; c'est la raison pour laquelle une résistance de shunt peut être placée en parallèle sur le milliampèremètre au moyen de l'interrupteur à couteau Int. Selon l'antenne utilisée et le mode de fonctionnement adopté, il convient donc de réfléchir si l'on a, ou non, un ventre d'intensité à la base pour savoir si l'on doit, ou non, utiliser le shunt. Dans le cas d'une première expérience sur une antenne, une excellente précaution consiste à toujours utiliser le shunt ; on le supprime par la suite, si besoin est, en ouvrant Int.

Pour les inverseurs Inv. 2, Inv. 3, Inv. 4 et l'interrupteur Int., nous préconisons le type à couteaux de façon à obtenir des contacts absolument parfaits. Selon les combinaisons choisies, les sorties (connexions de l'antenne) s'opèrent sur les douilles I, II et III. Une autre douille, douille IV, doit être reliée à une excellente prise de terre.

Enfin, un dernier renseignement : à l'aide d'une petite pince, on tord légèrement l'une des lames mobiles du condensateur variable $CV_1$, de façon à obtenir un court-circuit lorsque $CV_1$ arrive à son maximum de capacité.

Voyons, maintenant, les possibilités de ce coupleur (fig. XIII-61-4).

*Montage n° 1* convenant pour antennes Hertz, Fuchs, Conrad-Windom : Inv. 2 = parallèle ; douilles III et IV court-circuitées ; sortie sur douille I (fig. A).

*Montage n° 2* convenant pour antennes Long Wire ou Marconi : Inv. 2 = série ; douilles III et IV court-circuitées ; sortie sur douille I (fig. B).

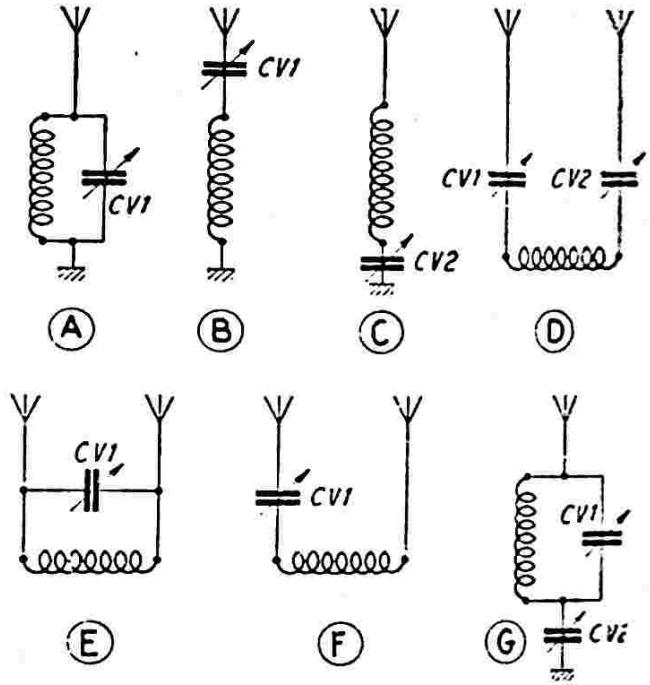



*Fig. XIII-61-4*

Ou encore : Inv. 2 = série ; $CV_1$ en capacité maximum, donc court-circuité ; douilles II et IV court-circuitées ; sortie sur douille I (fig. C).

*Montage n° 3* convenant pour antennes Lévy ou Zeppelin alimentées en courant : Inv. 2 = série ; douilles III et IV libres ; sorties sur les douilles I et II (fig. D).

*Montage n° 4* convenant pour antennes Lévy ou Zeppelin alimentées en tension : Inv. 2 = parallèle ; douilles III et IV libres ; sorties sur les douilles I et II (fig. E).

*Montage n° 5* convenant à l'antenne Zeppelin alimentée en courant : Inv. 2 = série ; douilles II et IV libres ; sorties sur les douilles I et II (fig. F).

Nous n'avons voulu donner ici que des exemples-types absolument classiques. Mais de l'examen du schéma de la figure XIII-

61-3, il ressort que de nombreuses autres combinaisons sont possibles avec ce coupleur, combinaisons qui pourront être appréciées pour l'essai d'antennes spéciales ou ayant des modes d'excitation moins habituels. C'est ainsi que dans certains cas d'antennes « Hertz end feed », il est intéressant d'avoir le montage de la figure G. Cette combinaison s'obtient comme le montage n° 1, mais ce sont les douilles II et et IV qui sont reliées.

Comme on le voit, c'est un coupleur d'antenne aux nombreuses possibilités et il trouve de nombreuses applications dans toute station d'amateur.

## § 8. — Adaptation des impédances sur l'aérien

Les mêmes raisons que pour l'adaptation à la base du feeder motivent la parfaite adaptation des impédances du feeder à l'aérien.

Le brin rayonnant est le siège d'ondes stationnaires ; l'intensité et la tension H.F., en chaque point, sont donc différentes.

La puissance absorbée par l'antenne étant constante, l'impédance apparente d'un aérien varie tout le long du brin rayonnant, rappelons-le. Cette impédance apparente, en un point donné, est exprimée par le quotient entre la tension et le courant. Elle est donc d'autant plus faible que l'intensité est grande.

Ainsi, dans une demi-onde, l'impédance minimum se situe au milieu de l'antenne (intensité maximum) ; l'impédance maximum est aux extrémités. On a généralement 73 ohms au centre et 2.400 ohms aux extrémités.

*Très important.*

Le feeder doit être relié à l'antenne de façon qu'il soit connecté à une impédance égale à la sienne.

De cette façon, *et de cette façon seulement*, il ne produit pas de rayonnement (nous supposons, évidemment que son impédance caractéristique est constante tout le long du ou des fils).

Si cette interconnexion d'impédances n'est pas parfaitement réalisée, l'aérien ne consomme pas toute l'énergie H.F. à l'instant où elle lui est fournie. Une fraction de cette énergie est alors réfléchie dans le feeder — si l'on peut s'exprimer ainsi — et elle provoque des ondes stationnaires indésirables, qui sont à l'origine du rayonnement du ou des fils pourvoyeurs.

Voyons maintenant quelques exemples-types.

Plusieurs systèmes peuvent être employés ; ils sont simples, en général ; mais, malgré tout, leur réglage présente un certain... sport (1).

Le procédé qui vient tout de suite à l'esprit est, évidemment, le circuit oscillant préalablement accordé et dont la bobine L est montée en autotransformateur (fig. XIII-62). Les prises de départ d'antenne sont faites par tâtonnements (pas très critiques).

L'ensemble, ou tout au moins la capacité ajustable C, doit être monté dans un boîtier B parfaitement étanche à la pluie.

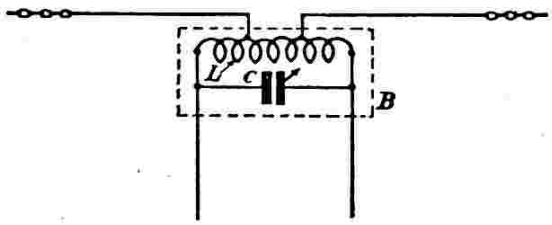



*Fig. XIII-62*

Un autre système (fig. XIII-63) consiste à prendre sur l'aérien A B demi-onde deux points C et D où la résistance équivalente est celle du feeder. En ces points, on constate une réactance capacitive que l'on compense par la self-induction provoquée par le système de couplage.

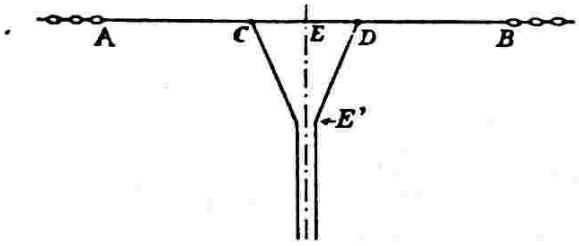



*Fig. XIII-63*

Pour un feeder symétrique à impédance caractéristique de 600 ohms, nous avons :

$$CD = \frac{150\ K}{F}$$

C D en mètres ; F, fréquence en Mc/s.

K = 0,25 pour les fréquences inférieures à 3 Mc/s.

K = 0,24 entre 3 et 28 Mc/s.

K = 0,23 au-dessus de 28 Mc/s.

(1) Evolution de l'opérateur sur les toits !

Enfin, pour toutes les bandes,

$$E\,E' = \frac{150}{F} \times 0{,}3$$

Cette attaque est dite en Δ (delta).

Un autre procédé d'adaptation d'impédance est le transformateur 1/4 d'onde, ou section Q, illustré par la figure XIII-63-A. Ce procédé est l'application de la formule

$$Z_q = \sqrt{Z_a \times Z_f}$$

dans laquelle $Z_a$ est l'impédance de l'antenne au point d'attaque, $Z_f$ l'impédance de la ligne feeder, et enfin, $Z_q$ l'impédance de la section 1/4 d'onde qui réalisera l'adaptation.

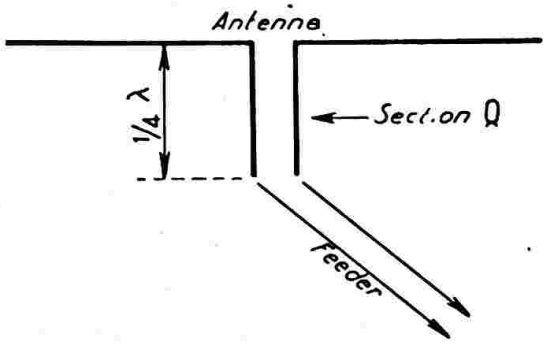



*Fig. XIII-63-A*

Exemple : soit une ligne de 600Ω à connecter à une antenne présentant une impédance de 75Ω ; nous avons :

$$Z_q = \sqrt{75 \times 600} = 212\Omega$$

Nous réaliserons donc une section q d'impédance 212Ω. La courbe A de la figure XIII-46 nous indiquera l'écartement d'axe en axe à donner, selon le diamètre des conducteurs utilisés. Bien entendu, la longueur de cette section sera égale au quart d'onde multiplié par le coefficient correcteur habituel, soit 0,95.

Enfin, le système d'adaptation dit à lignes de correction jouit d'une grande faveur (sous plusieurs formes, d'ailleurs). En voici le principe :

On réalise une ligne à fils parallèles quart d'onde dite « *stub* », connectée à l'antenne, et on cherche, sur cette ligne, un point d'impédance égale à celle du feeder pourvoyeur à ondes progressives (fig. XIII-64).

C'est le cas, par exemple, de l'attaque d'un aérien demi-onde en son centre (Z = 73 ohms) par un feeder d'impédance caractéristique Z = 600 ohms. Plus on s'approche de l'extrémité ouverte de la

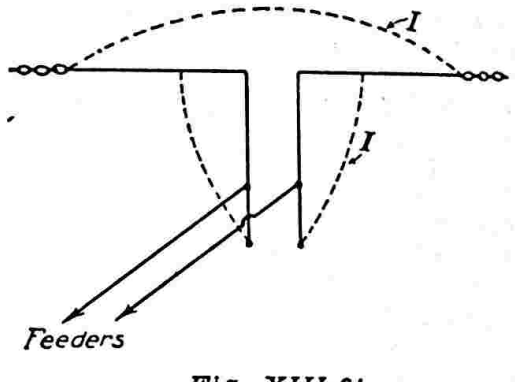



*Fig. XIII-64*

ligne de correction quart d'onde, plus le courant est faible, donc plus l'impédance est élevée.

Par contre, si l'impédance du feeder est plus faible que celle de l'aérien, la ligne de correction est court-circuitée par une barrette B (ligne fermée) ; voir figure XIII-65.

C'est le cas, alors, de l'attaque de deux aériens demi-onde en phase (Z = 2.500 ohms) par un feeder de 600 ohms.

Le point d'attaque du feeder sur la ligne de correction est déterminé expérimentalement en observant le maximum de courant dans l'antenne (à la base des feeders, plus exactement) et en recherchant la suppression des ondes stationnaires sur le feeder. Ces dernières peuvent être décelées soit par un ondemètre à absorption, soit par un simple petit tube au néon.

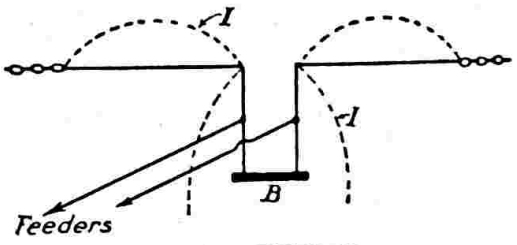



*Fig. XIII-65*

Dans le cas d'une antenne à feeder unique, antenne Conrad-Windom, l'adaptation sur l'aérien consiste à déplacer le feeder le long du brin rayonnant. Le point d'attaque correct se situe aux environs du tiers de la longueur du brin rayonnant. De toutes façons, lorsque l'impédance du point d'attaque correspond à l'impédance du feeder, il n'y a plus trace d'ondes stationnaires dans ce dernier : il travaille en ondes progressives.

Nous reparlerons, d'ailleurs, de certains points particuliers concernant le couplage et les adaptations d'impédances, au mo-

ment des *réalisation pratiques* des divers aériens (paragraphe suivant).

Nos lecteurs peuvent également consulter le § 9 du chapitre XV ainsi que le § 11 du chapitre XXI : l'antennascope.

## § 9. — Réalisations pratiques d'aériens O.C.

Nous étudierons sous ce titre les seuls aériens réalisables par l'amateur.

Considérons un fil A B tendu et isolé dans l'espace (fig. XIII-66) de longueur *l*.

En résumé, nous devons faire osciller ce fil A B en l'excitant, en le couplant au C.O. plaque de l'amplificateur final de l'émetteur, et *le système de couplage ne doit pas rayonner.*

Ce fil A B peut vibrer soit :

*a*) Sur la fréquence d'émission fondamentale, lorsque $\lambda_1 = 2\ l$ (donc $l = \lambda_1/2$) ;

*b*) Sur l'harmonique 2, lorsque $\lambda_2 = l$ ;

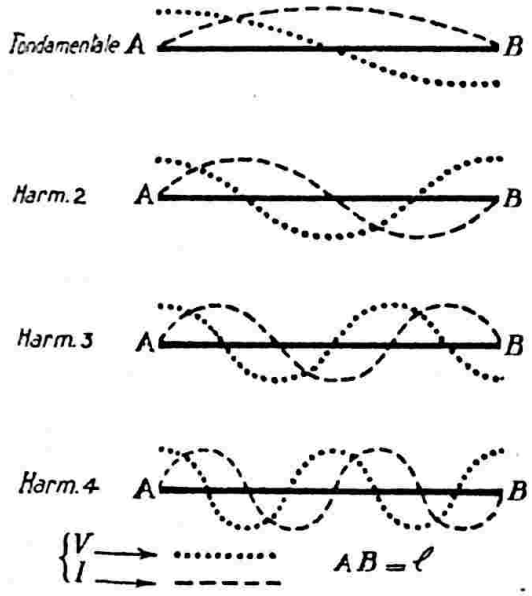



*Fig. XIII-66*

*c*) Sur l'harmonique 3, lorsque $\lambda_3 = 2\ l/3$ ($l = 3\ \lambda_3/2$) ;

*d*) Sur l'harmonique 4, lorsque $\lambda_4 = 0{,}5\ l$ ($l = 2\ \lambda_4$).

$\lambda$ étant la longueur d'onde d'émission, en *mètres*.

De toutes façons, nous avons toujours, aux extrémités du brin rayonnant A B, un nœud de courant et un ventre de tension.

Dans le fonctionnement *a*), on dit que l'antenne vibre en *demi-onde ;* en *b*), elle vibre en *onde entière ;* en *c*), elle vibre en 3/2 *onde ;* enfin, en *d*), elle vibre en *double onde.*

Les figures XIII-67, 68, 69 et 70 montrent le diagramme de rayonnement dans

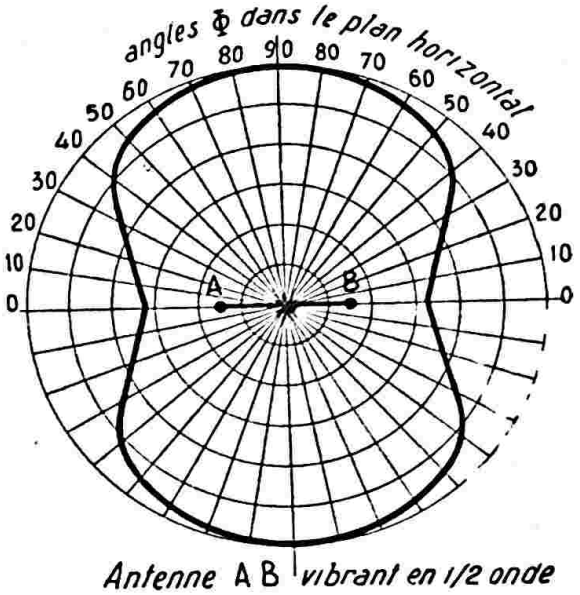



*Fig. XIII-67*

le plan horizontal d'un fil A B vibrant successivement en demi-onde, onde entière, 3/2 onde et double onde.

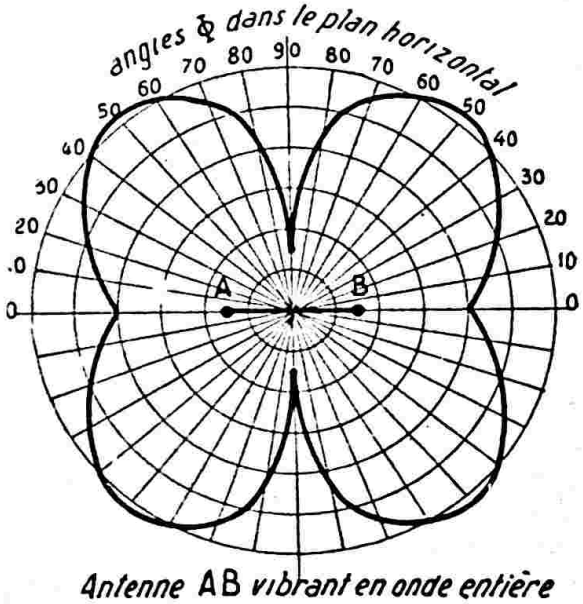
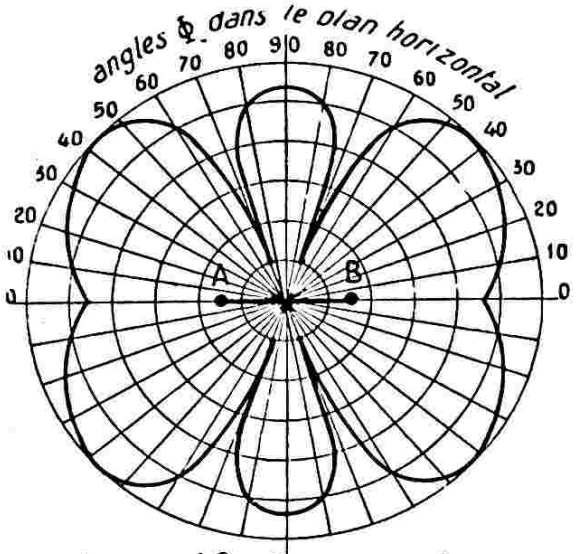



*Fig. XIII-68*

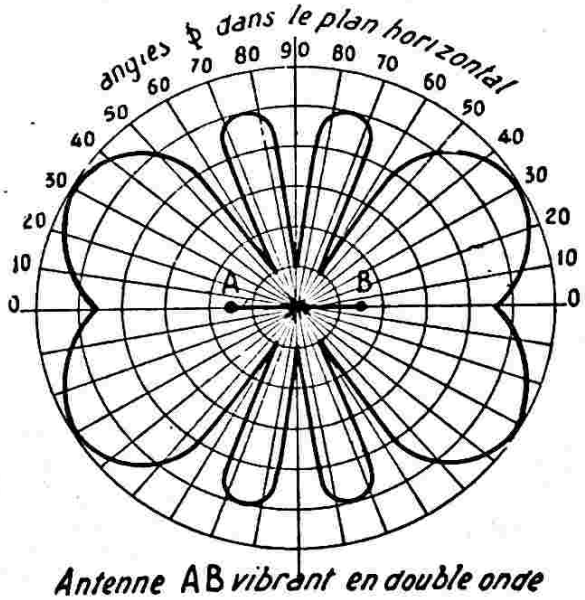
Les cercles concentriques représentent les valeurs relatives du champ, selon l'angle $\Phi$ mesuré dans le plan horizontal. Ces quatre diagrammes de rayonnement ont été établis pour un angle de radiation de 20° dans le plan vertical (revoir le « neuvièmement » du § 3).




*Antenne AB vibrant en 3/2 onde*

*Fig. XIII-69*

En examinant le diagramme de rayonnement correspondant au mode de vibration d'un aérien donné, il est facile de voir les régions privilégiées, autrement dit les régions avec lesquelles l'amateur pourra entrer aisément en liaison.




*Antenne AB vibrant en double onde*

*Fig. XIII-70*

**Notes sur les antennes multibandes.**

De ce qui précède, l'amateur ne manquera pas de vouloir établir *une* antenne qui, en vibrant sur harmoniques, lui permettra de travailler sur toutes les bandes (disons, bandes 80, 40, 20 et 10 mètres). Malheureusement, tous les types d'antennes ne se prêtent pas à ce genre d'exercice ! Nous dirons même qu'il en existe fort peu ; pour fixer les idées, disons tout de suite que l'antenne Conrad-Windom est une antenne multibande excellente : elle vibre facilement sur harmoniques, sans la moindre modification.

Mais il ne faut pas croire qu'une antenne vibrant en demi-onde sur la fréquence de 7.100 kc/s, par exemple, vibrera en onde entière sur la fréquence de 14.200 kc/s, ou en double onde sur 28.400 kc/s... Sur harmoniques, la fréquence de vibration est toujours *légèrement supérieure* à la fréquence indiquée par le multiple rond ; il y a un facteur de correction qui intervient. Ainsi, dans l'exemple précédent, les fréquences de vibrations seront de 14.569 kc/s et 29.522 kc/s.

Voici, d'ailleurs, le facteur par lequel il faut multiplier la fréquence de *vibration fondamentale d'un fil demi-onde* pour connaître la fréquence de vibration harmonique :

Harmonique 2 = 2,052
Harmonique 4 = 4,153
Harmonique 3 = 3,106
Harmonique 8 = 8,39

D'une manière générale, la *fréquence* de vibration d'un fil sur harmonique est donnée par la formule :

$$F = \frac{(k - 0{,}05)\ 150.000}{l}$$

D'autre part, si l'on veut connaître la *longueur* d'un fil à établir pour qu'il vibre sur harmonique sur une fréquence donnée, on emploie la formule suivante :

$$l = \frac{150.000\ (k - 0{,}05)}{F}$$

Dans ces deux formules, on a :

$F$ = fréquence en kilocycles ;
$l$ = longueur du fil rayonnant en mètres ;
$k$ = nombre de demi-ondes dans la longueur du fil (selon le mode de vibration, ou le rang de l'harmonique). Par exemple, dans un fil vibrant en double onde, $k = 4$.

En conséquence, dans le calcul d'un brin rayonnant multibande, il y a lieu de déterminer soigneusement sa longueur ; ceci, afin d'éviter qu'une fréquence de vibration harmonique tombe en dehors de la bande considérée. De plus, il faut connaître ces fréquences de vibrations harmoniques avec précision, de façon à faire correspondre, autant que possible, la fréquence d'émission ; on s'arrangera toujours pour que l'antenne vibre, sur chaque bande, aussi

près que possible de sa fréquence propre. Aussi, la longueur d'un brin rayonnant multibande n'est-elle pas facile à déterminer ; souvent, il faut aboutir à un compromis sacrifiant légèrement la vibration fondamentale (fil trop long). On aboutit alors aux fameux « 20,55 mètres », longueur classique de la plupart des antennes multibandes fonctionnant en 1/2 onde sur 40 m., en onde entière sur 20 m. et en double onde sur 10 m.

Naturellement, si un aérien doit être établi pour une bande déterminée, on le calculera *uniquement pour cette bande*, comme il est indiqué dans la suite de ce paragraphe.

Nos idées bien fixées, passons maintenant aux montages pratiques.

A) **Antenne Conrad-Windom** (figure XIII-71-A).

Cette antenne est improprement dénommée antenne Hertz par les amateurs français ; en effet, cette dernière appellation a été attribuée aux antennes dites « sans feeder ». Aussi, pour éviter quelques confusions, certains l'ont baptisée antenne H.W.C. (Hertz Windom Conrad).

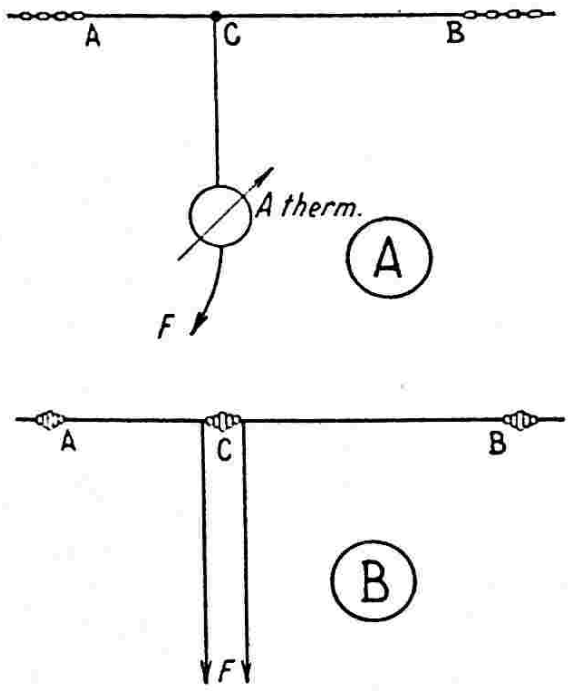



*Fig. XIII-71*

Cette antenne est la plus simple qui soit. Elle comprend un brin rayonnant A B d'une longueur telle que :

$$A\,B = \lambda/2{,}07$$

$\lambda$ étant la longueur d'onde de l'émission en mètres — comme, d'ailleurs, dans toutes les descriptions qui vont suivre).

Comme nous l'avons dit précédemment, cette antenne fonctionne très bien sur ses fréquences harmoniques ; ainsi, par exemple, on peut prendre comme longueur du brin rayonnant, sensiblement :

$$\frac{2\,\lambda}{2{,}07}, \quad \frac{4\,\lambda}{2{,}07}, \quad \text{etc.}$$

Naturellement, le diagramme de rayonnement change dans chaque cas. Ainsi, si l'antenne vibre en demi-onde (A B = $\lambda/2{,}07$), le diagramme de rayonnement est celui de la figure XIII-67. Dans les deux autres exemples, il sera, respectivement, celui des figures XIII-68 et 70. D'une manière générale, plus le fil A B « contient » de demi-ondes, plus le champ maximum prend la direction du fil (fig. XIII-70, par exemple) ; tandis que pour l'antenne vibrant en demi-onde, le champ maximum est dans l'axe perpendiculaire à la direction du fil (fig. XIII-67).

Cet aérien est excité par un feeder unique à ondes progressives qui attaque le brin rayonnant en C, point qui n'est ni un ventre, ni un nœud de tension ou d'intensité. Le feeder doit s'éloigner *perpendiculairement* du brin rayonnant et ne faire, nulle part, des *coudes brusques*.

Le point d'attaque du feeder sur l'antenne se détermine approximativement par la formule (1) :

$$A\,C = A\,B \times 0{,}36$$

D'une manière générale, il n'y a jamais lieu de revenir sur la longueur du brin rayonnant A B, calculée convenablement ($\lambda/2{,}07$). C'est sur l'attaque du feeder que certaines retouches sont parfois nécessaires (en particulier pour éviter le siège d'ondes stationnaires dans le feeder).

Ce feeder doit travailler « en ondes progressives » ; en d'autres termes, l'intensité dans le fil C F doit être constante, quel que soit le point où est faite la mesure. La méthode de mesure la plus certaine, mais ennuyeuse, est donc d'intercaler en divers points du fil pourvoyeur un ampèremètre thermique : les lectures doivent être semblables.

Un ondemètre à absorption, promené à une distance assez proche, mais constante, le long du feeder, ne doit déceler ni ventre, ni nœud. L'éclat de la lampe indicatrice de l'ondemètre doit rester le même.

S'il n'en est pas ainsi, c'est que le point d'attaque du feeder n'est pas convenable, et un certain pourcentage d'ondes stationnaires est décelé dans le feeder : de l'éner-

(1) Si l'antenne doit travailler sur plusieurs bandes, on fait AC = 0,33 × AB.

gie réactive est transportée... donc pertes et difficultés de réglage du P.A.

Il convient alors de rechercher un autre point d'attaque sur le brin rayonnant (centimètre par centimètre), jusqu'au moment où l'impédance caractéristique du feeder (voisine de 600 Ω) coïncide avec l'impédance du brin rayonnant *au point d'attaque considéré.*

A ce moment seulement, le feeder travaillera bien en *ondes progressives,* et il pourra avoir une *longueur quelconque.*

On évitera cependant que la longueur du feeder soit exactement égale à un nombre entier de quart d'onde (λ/4).

De plus, il est recommandé de dégager le feeder de toutes les masses absorbantes voisines ; car, *pratiquement,* le feeder d'une antenne Conrad rayonne... oh ! naturellement moins que l'antenne elle-même (si tout est bien réglé)... mais il rayonne tout de même. Il est donc inutile de lui laisser gaspiller de l'énergie H.F. qui sera bien mieux utilisée dans le brin rayonnant !

Pour obtenir un fonctionnement excellent de l'antenne Conrad, il est nécessaire qu'elle soit installée au-dessus d'un sol très bon conducteur et à une hauteur égale à une demi-longueur d'onde. Ce dernier point est facile à respecter si l'antenne ne doit travailler que sur une seule bande, et... jusqu'à la bande 40 mètres (pylônes de 20 mètres). Quant à la conductibilité du sol, il y a toujours possibilité de l'améliorer, comme nous le verrons plus loin, si elle est déficiente.

Le couplage d'une antenne Conrad à l'émetteur est très commode. On peut utiliser le couplage direct, comme le montre la figure XIII-72. Le condensateur C est simplement destiné à éviter que la H.T. de l'étage final soit véhiculée dans l'antenne. On commence par connecter le feeder F au point « froid » de la bobine $L_1$ (position 1). Puis, on passe aux points 2, 3 et 4, en surveillant le réglage de la résonance accusée par le milliampèremètre mA (manœuvre éventuelle de $CV_1$).

En passant par les points successifs de couplage, attention de ne pas dépasser la charge maximum permise pour le tube (consommation anodique).

En procédant ainsi, point par point, on s'aperçoit que c'est au point 4, *par exemple,* que le transfert d'énergie H.F. dans l'antenne est maximum (transfert d'énergie accusé par une ampoule de 300 à 500 mA intercalée dans le feeder, ou mieux, par le milliampèremètre thermique Th).

Cela signifie qu'au point 4, nous avons le couplage optimum : les impédances à la base sont accordées.

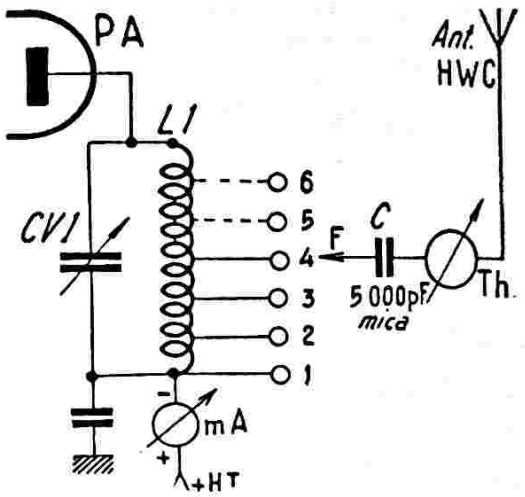



*Fig. XIII-72*

En revenant sur 3, 2 et 1, on diminue le couplage. En dépassant le point 4, par exemple points 5 ou 6, on s'aperçoit que l'on n'a pas plus d'énergie transportée (sinon moins !) ; et, de plus, il en découle un amortissement considérable du circuit $L_1$-$CV_1$, les impédances ne sont plus accordées et, souvent, un rayonnement exagéré d'harmoniques s'ensuit.

Le procédé de couplage en indirect est montré par la figure XIII-73.

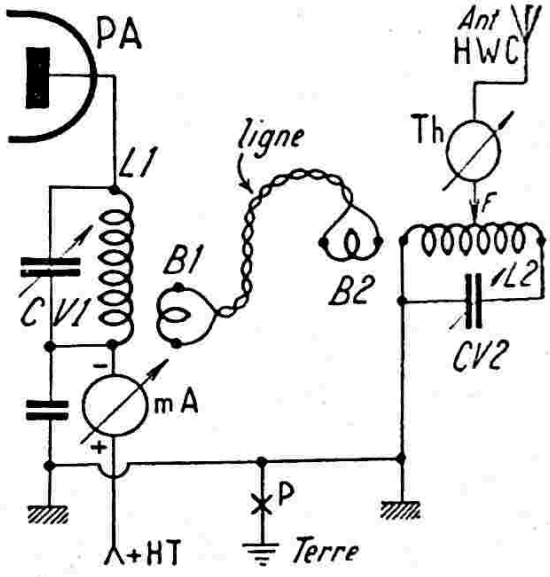



*Fig. XIII-73*

L'adaptation des impédances se fait comme précédemment : recherche du transfert maximum d'énergie, *pour un couplage de la ligne donné,* par le déplacement du feeder F sur la bobine $L_2$ (en commençant par le point froid, côté masse). Ensuite,

le couplage est réglé, pour la charge permise sur le tube PA, en réglant les boucles de la ligne de liaison basse impédance (rapprochement ou écartement des boucles $B_1$ et $B_2$, par rapport aux bobines $L_1$ et $L_2$).

Au sujet de ces deux modes de couplage (fig. XIII-72 et 73), revoir les paragraphes 5 et 6.

Quel que soit le mode de liaison adopté, il est nécessaire de s'assurer également que l'antenne ne fonctionne pas en « circuit antenne-terre » : on constate, à ce moment, en plus des ondes stationnaires indésirables dans le feeder, un *fort courant* H.F. dans la prise de terre de l'émetteur (point P de la figure XIII-73, par exemple). Cela indique, aussi, un point d'attaque incorrect du feeder sur l'antenne. Avec les puissances actuelles permises aux amateurs, ledit courant ne doit pas dépasser 500 mA.

Rappelons que l'emploi du circuit de sortie Jones au P.A. est particulièrement recommandé avec l'antenne Conrad (voir § 7).

Avec un ampèremètre thermique Th de 0,2 A ou 0,5 A (suivant la puissance de l'émetteur), ampèremètre intercalé à la base du feder d'une antenne Conrad correctement établie, on peut avoir *approximativement* (1) une idée de la puissance rayonnée $W_{hf}$ par la relation :

$$W_{hf} = 400\ I^2 \quad \begin{cases} W \text{ en watts,} \\ I \text{ en ampères.} \end{cases}$$

Au sujet de l'ampèremètre ou du milliampèremètre thermique, s'assurer, avant de l'intercaler, que le feeder travaille bien en ondes progressives. Dans le cas contraire, on pourrait placer l'appareil précisément à un ventre d'intensité et le thermique risquerait d'être sérieusement endommagé. (Donc, par précaution, intercaler l'appareil avec un shunt, shunt que l'on enlève par la suite, si tout va bien.)

Malgré l'avis de certains détracteurs (probablement inexpérimentés), nous qualifions l'antenne Conrad de simple, intéressante et efficace, surtout si elle est calculée pour une bande donnée.

Sa mise au point est délicate ? Non ! pas plus que celle des autres aériens... D'ailleurs, quel est l'*aérien accordé* qui ne nécessite pas de mise au point : nous n'en connaissons aucun !

Quant au rayonnement harmonique, l'antenne Conrad n'y est pas plus sujette que les autres ! A condition, évidemment, que le couplage à la base (vers l'émetteur) soit correct et que la prise de terre soit excellente. Mieux même, avec la liaison des figures XIII-61-1 ou XIII-73, le rayonnnement harmonique est minime (voire négligeable). Dans le cas contraire, c'est du côté « étage final P.A. » qu'il faut chercher (rapport L/C ; voir chapitre V, § 7).

*Notes sur le calcul de la longueur du brin rayonnant d'une antenne Conrad Windom.*

Comme nous l'avons indiqué, cette longueur se calcule par la formule :

$$AB = \frac{\lambda}{2{,}07}$$

formule bien suffisante en pratique. Néanmoins, en nous reportant à la figure XIII-71, précisons que l'on fait $AB = \lambda/2{,}1$ et $AC = 0{,}36\ AB$ pour une antenne calculée pour *une seule bande ;* par contre, on fait $AB = \lambda/2{,}07$ et $AC = 0{,}33\ AB$ pour une antenne multibande.

D'autre part, pour les amateurs de précision (toujours !), voici une autre formule réputée absolument... exacte, faisant intervenir un facteur de correction sous une autre forme, et applicable aux antennes calculées pour *une seule bande.*

Cette formule est la suivante :

$$AB = k\,\frac{\lambda}{2}$$

dans laquelle $k$ est le facteur de correction déterminé comme suit : on fait le rapport entre $\lambda$ et le diamètre du conducteur utilisé pour la construction de l'antenne (diamètre exprimé en mètre !) ; ce rapport établi, le tableau ci-après donne les valeurs de $k$ correspondantes.

Cette dernière formule peut s'appliquer au calcul de tout dipôle, quel qu'il soit.

Les deux formules donnent cependant des résultats *différents,* et il est impossible de dire, à priori, celle qui est exacte ; ni l'une ni l'autre ne l'est probablement. Il y a trop de facteurs imprévisibles qui mo-

---

(1) Théoriquement, la puissance rayonnée est $W_{hf} = 600\ I^2$, puisque le feeder a une impédance caractéristique voisine de 600 Ω (fonction du diamètre du fil, de sa hauteur par rapport au sol — le calcul se faisant en considérant l'image du feeder dans le sol). Mais comme, en général, il y a toujours quelques traces légères d'ondes stationnaires, il est préférable de prendre 400.

Théoriquement, aussi, la tension H.F. dans le feeder est voisine de : $E_{hf} = \sqrt{600\ W}$.

Mais, cette fois, pour l'isolant du fil ou les isolateurs de traversée murale, on fera le calcul théorique et l'on doublera le résultat, toujours pour tenir compte des traces d'ondes stationnaires éventuelles.

| Rapport $\lambda/\Phi$ | Facteur de correction $k$ |
|---|---|
| 10 ..... | 0,945 |
| 20 ..... | 0,925 |
| 50 ..... | 0,955 |
| 100 ..... | 0,965 |
| 500 ..... | 0,970 |
| 2.000 ..... | 0,975 |
| 10.000 ..... | 0,978 |
| 20.000 et au-dessus .. | 0,980 |

difient la longueur électrique d'un dipôle : effets d'extrémité, masses environnantes, effet de capacité du sol, vitesse de propagation de l'onde dans le conducteur, etc.

Les facteurs de correction les plus précis et les plus efficaces s'appellent « expériences » et « pince coupante » ! (voir § 12).

*Variante de construction du feeder d'une antenne H.W.C. ou antenne W0WO* (MD2AC).

Il est possible de réaliser une antenne Conrad comme il est montré sur la figure XIII-71 B. C'est l'antenne W0WO. Elle fonctionne en multibande également et le brin rayonnant A B est calculé comme précédemment ; mais ce brin A B est *coupé* en C par un isolateur pyrex, de façon que A C = 1/3 A B. L'alimentation de l'antenne est alors effectuée par un feeder F double apériodique (de longueur quelconque), en l'occurrence du « twin lead » 300 Ω. Cette antenne ne fonctionne absolument pas sur les harmoniques impairs de la fondamentale ; et sur les harmoniques pairs, on devra se limiter au rang 4.

Comme pour toutes les antennes multibandes, le brin A B se calcule sur la bande de fréquences les plus faibles que l'on désire exploiter (voir, notamment, ce qui a été dit précédemment au sujet des fréquences de résonance au sous-titre « Notes sur les antennes multibandes »). Le feeder équilibré apériodique pourra donc avoir une longueur quelconque, mais, comme dans la H.W.C. normale, il devra s'éloigner perpendiculairement du brin rayonnant. Du fait de sa constitution, ce feeder ne rayonne pratiquement pas. Le couplage à l'émetteur se fait par une bobine de quelques spires ; pour la détermination des caractéristiques de cette bobine, revoir le paragraphe 7 de ce chapitre, en se souvenant que l'on est en présence d'un feeder de 300 Ω.

B) **Antennes Hertz** (fig. XIII-74).

1° *Alimentées en courant ;*
2° *Alimentées en tension.*

Les deux types sont des aériens directs, c'est-à-dire sans feeder. Dans les deux cas, $L_1$-$CV_1$ est le circuit de sortie de l'émetteur ; $L_2$-$CV_2$, le circuit de couplage de l'antenne A B.

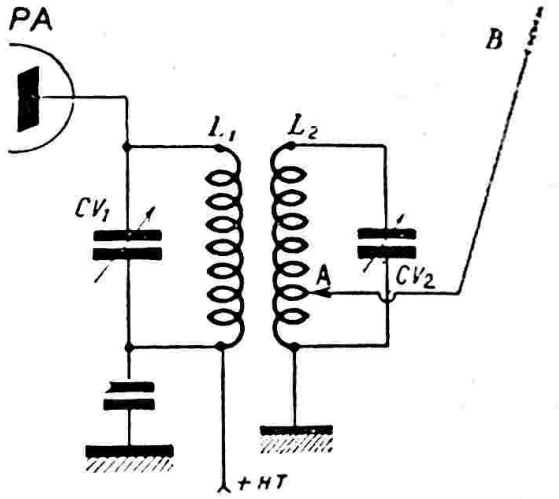



*Fig. XIII-74*

Mais attention ! Pour la Hertz alimentée en tension, A-B aura un *nombre pair* quelconque de quarts d'onde ; tandis que pour la Hertz alimentée en courant, A B aura un *nombre impair* quelconque de quarts d'onde.

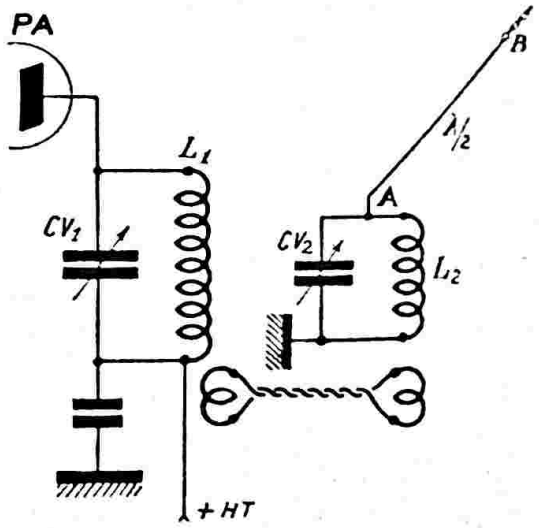



*Fig. XIII-75*

Ces deux antennes peuvent être installées verticalement, si on le désire.

Notons aussi que $L_1$ et $L_2$ peuvent être couplées aussi à la base par une ligne torsadée basse impédance de longueur quelconque.

**Antennes Fuchs et Long-Wire.**

1° Lorsque le brin A B a une longueur égale à 0,95 $\lambda/2$, cet aérien porte le nom d'*antenne Fuchs* (fig. XIII-75). Son alimentation se fait donc en tension par connexion à l'extrémité chaude du circuit antirésonnant $L_2$-$CV_2$.

2° Comme le montre la figure XIII-76-1, il est possible d'utiliser un fil tendu A B de longueur quelconque : 40 à 60 mètres (voire plus), par exemple. Cet aérien porte le nom d' « *antenne Long Wire* ». Le dispositif d'accord (ou de mise en résonance) d'une telle antenne est simplement le condensateur variable $CV_2$ ; il permet, en effet, de faire varier la longueur électrique du fil.

De toutes façons, pour ce type d'aérien, il est toujours recommandé d'utiliser un circuit auxiliaire de couplage du genre de celui de la figure XIII-74. En effet, selon la bande de trafic, le mode de vibration du fil A B change, et par déplacement de la prise A sur $L_2$, il est aisé de trouver le point réalisant l'adaptation d'impédance correcte pour la bande considérée.

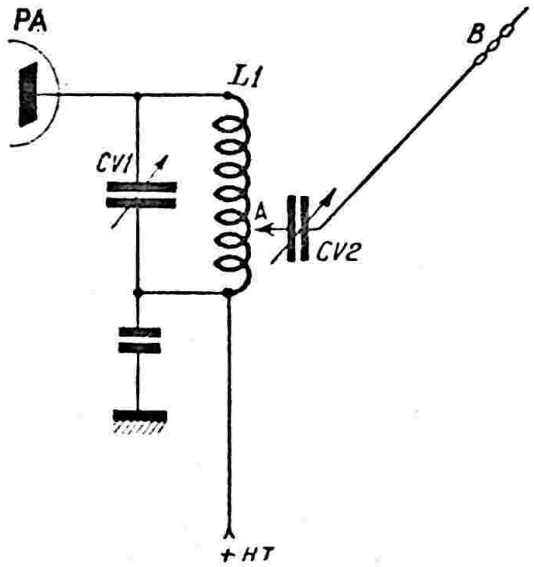



*Fig. XIII-76-1*

Un autre mode de liaison à l'émetteur très recommandé pour les antennes « Long Wire » est le circuit de sortie Jones (voir § 7) ; dans ce cas, $CV_2$ est, naturellement, supprimé.

Néanmoins, il peut arriver que l'on rencontre quelques difficultés pour obtenir une charge correcte de l'étage P.A. sur telle ou telle bande, pour une longueur donnée de l'antenne (notamment, lorsque l'on est en présence d'un ventre de *tension* à la base du fil d'antenne). Dans ce cas, avec le circuit en π Jones, un procédé très souple et très efficace consiste à intercaler une *bobine* de quelques tours suffisante pour permettre d'obtenir la charge convenable de l'étage P.A. et l'adaptation correcte des impédances.

En fait, cette bobine agit en modifiant la longueur électrique de l'antenne, donc déplace le ventre de tension gênant, si bien que l'impédance présente à la base du fil d'antenne prend une valeur comprise entre les extrêmes possibles d'adaptation d'impédances du circuit en π Jones (extrêmes étant généralement de 50 Ω et 600 Ω maximum).

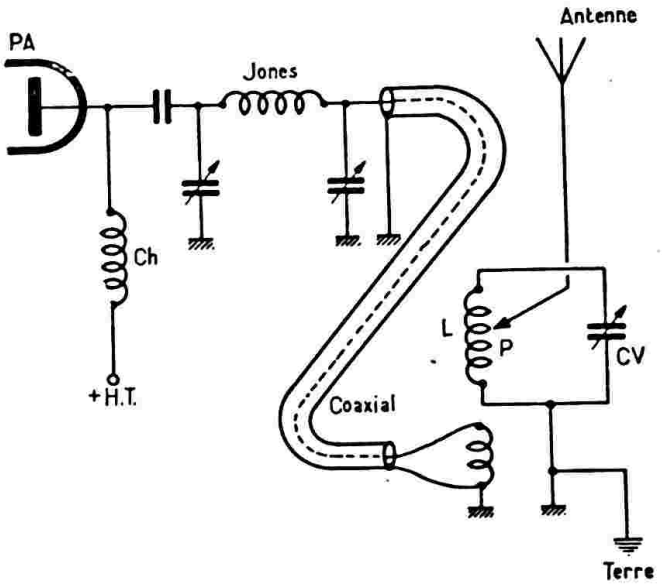



*Fig. XIII-76-1*

Il ne s'agit plus tellement ici de la mise en résonance de l'antenne (qui sera toujours obtenue si la longueur totale du fil est supérieure à la moitié de la plus grande longueur d'onde à transmettre), mais bien plutôt de l'adaptation des impédances et de la charge correcte à apporter à l'étage P.A.

Un autre procédé consiste à utiliser un circuit accordé intermédiaire de couplage (voir fig. XIII-76-2) : Le circuit Jones attaque en basse impédance par l'intermédiaire d'un tronçon de câble coaxial 52 ou 75 Ω, un circuit accordé classique L-C.V. Par déplacement de la prise P de l'antenne sur la bobine L (et ré-accord de CV), il est toujours possible de trouver un point sur la bobine où l'impédance est sensiblement égale à l'impédance présentée par la base de l'antenne pour la fréquence de fonctionnement considérée.

3° Comme il est montré sur les figures XIII-74, 75 et 76, ces types d'antennes sans feeder sont installés comme suit : un fil part de l'émetteur, traverse une fenêtre, par exemple, et va s'attacher au sommet d'un poteau placé à la distance voulue. Mais il est possible de *plier* le brin A B, selon A C B de la figure XIII-77. Evidemment, la *portion A C n'est pas un feeder*, mais fait partie du système rayonnant.

C'est, d'ailleurs, le défaut de ces types d'antennes, que ce soit avec fil direct ou fil plié : l'aérien rayonne dès sa sortie de l'émetteur, inconvénient au point de vue efficacité de ces systèmes.

Rappelons enfin, la nécessité, avec ces types d'antennes, d'employer une *excellente prise de terre* (fil allant à la terre de gros diamètre et le plus court possible ; prise de terre proprement dite de grande conductibilité). Ceci est absolument indispensable pour réduire le plus possible les ondes stationnaires dans les divers circuits de l'installation et aussi pour assurer un bon rayonnement à l'aérien.

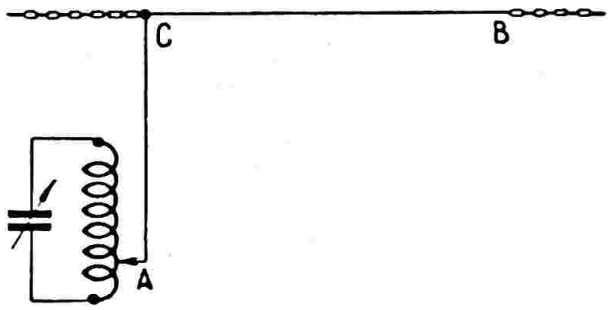



*Fig. XIII-77*

*Note.* — Les antennes « center-loaded » utilisées dans l'équipement des émetteurs mobiles (sur voiture) en ondes décamétriques, seront décrites au cours du chapitre XVII, § 9-I.

**C) Antenne doublet 1/2 onde** (fig. XIII-78 et 79).

C'est une antenne demi-onde alimentée au centre par un feeder double.

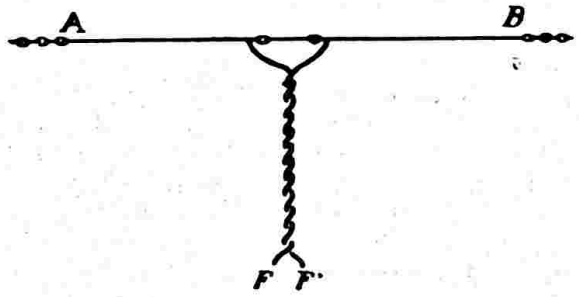



*Fig. XIII-78*

La longueur en mètres du brin rayonnant A B est donnée par la formule :

$$AB = \frac{150\ K}{F}$$

dans laquelle F est la fréquence d'émission en mégacycles/seconde, et K un facteur suivant la fréquence.

K = 0,95 pour F compris entre 3 et 28 Mc/s ;

K = 0,94 au-dessus de 28 Mc/s.

Le feeder d'alimentation peut être soit constitué par une ligne double torsadée, soit par une ligne à fils parallèles — toutes deux de longueur quelconque. Dans le premier cas (fig. XIII-78), le brin rayonnant A B est coupé en son milieu par deux isolateurs (l'écartement des deux demi-brins doit être d'environ 3 centimètres. Notons que, pour le calcul de la longueur A B, on ne tient pas compte de cet écartement. Généralement, les feeders torsadés ont une impédance caractéristique de 70 à 90 ohms. L'adaptation correcte des impédances s'opère par l'espacement des deux demi-brins et le départ en *triangle* du feeder.

Dans le cas d'une alimentation par fils parallèles (fig. XIII-79), impédance 600 ohms, par exemple, l'aérien n'est pas coupé au centre. Les fils du feeder sont attachés de part et d'autre du milieu géométrique du brin rayonnant, aux points C et D. Le calcul de ces points et de la distance *h* a été donné au paragraphe 8. Les feeders F et F' sont maintenus à une distance cons-

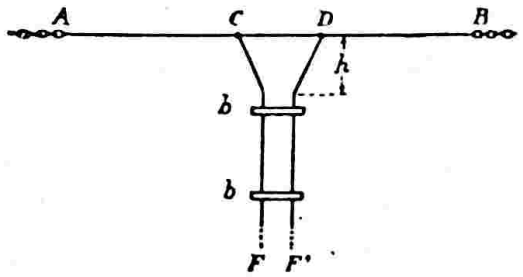



*Fig. XIII-79*

tante (75 fois le diamètre du fil, pour Z = 600 ohms) par des bâtonnets isolants b placés de loin en loin. Cette dernière antenne est quelquefois dénommée « double Hertz » par les amateurs (attaque dite en delta).

Avec le montage de la figure XIII-78, il est également possible de remplacer le feeder torsadé par un feeder coaxial 70 Ω ; l'un des brins de l'antenne est soudé au conducteur central ; l'autre brin est connecté au conducteur extérieur.

Quel que soit le type de feeder adopté, ce dernier peut avoir une longueur quelconque. Le couplage à l'émetteur se fait par 2 à 3 spires de même diamètre que la bobine du circuit accordé final.

Comme l'on s'en doute, l'antenne doublet ne peut fonctionner *correctement* que sur la bande pour laquelle elle a été calculée.

D) **Antenne Lévy** (fig. XIII-80 et 81).

Le brin rayonnant A B a une valeur égale à la demi-longueur d'onde ; plus exactement :

$$A\,B = \frac{0{,}95\ \lambda}{2}$$

On l'alimente par son centre au moyen d'un ventre de courant, si l'on peut dire ainsi. Le feeder double FF' travaille, en fait, *en ondes stationnaires* en opposition de phase. Aux points C et C' de la coupure du brin rayonnant, apparaissent deux ventres d'intensité en phase.

On attaque l'aérien en ces points par deux feeders C D = C' D' = $\lambda/4$ (fig. XIII-80).

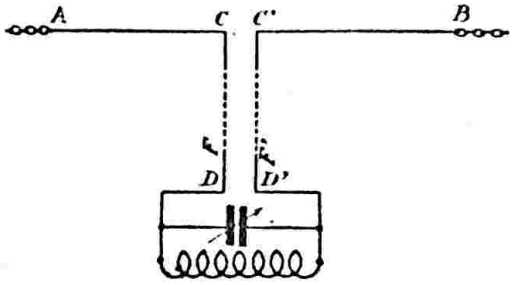



*Fig. XIII-80*

Ces feeders quart d'onde sont alimentés en tension par un C.O. couplé au P.A. de l'émetteur, afin qu'ils fassent apparaître des ventres de courant aux points C et C'.

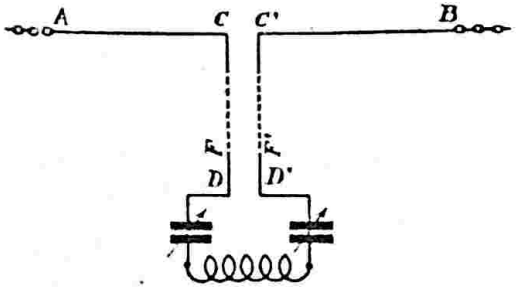



*Fig. XIII-81*

On peut également utiliser des feeders C D = C' D' = $\lambda/2$ (fig. XIII-81). Dans ce dernier cas, l'alimentation se fait par circuit série. (En D D', alimentation en courant, afin d'avoir deux ventres de courant également en C C'.)

*Remarques.* — 1° Comme longueur géométrique des feeders, on adopte suivant le cas : $\lambda/4$ ou $\lambda/2$ diminué de 2,5 %.

2° Pour obtenir une annulation efficace du rayonnement des feeders, on choisit pratiquement un écartement de 15 centimètres entre F et F'. On les maintient parallèles à cette distance de loin en loin par des bâtonnets isolants.

L'écartement C C', à la coupure centrale de A B, est maintenu par des isolateurs.

3° Cette antenne peut fonctionner sur plusieurs bandes ; naturellement, pour chaque bande, le mode de vibration change (antenne et feeders), et il convient de réfléchir si l'on est en présence, *à la base,* d'un ventre de tension ou de courant, afin d'utiliser le couplage, soit par circuit parallèle, soit par circuit série.

E) **Antenne Zeppelin** (fig. XIII-82 et 83).

Le brin rayonnant A B a toujours une longueur égale à 0,95 $\lambda/2$ ; mais, dans cet aérien, il est attaqué à une extrémité (donc à un ventre de tension).

Le feeder double F F' travaille en ondes stationnaires en opposition de phase. On peut faire le feeder d'une longueur C B = C' B' = $\lambda/2$ (fig. XIII-82) ; le courant est minimum en B et en C (ventres de tension). Il faut donc alors adopter l'alimentation en tension par un C.O. parallèle, couplé à l'émetteur (C.O. identique au C.O. plaque final).

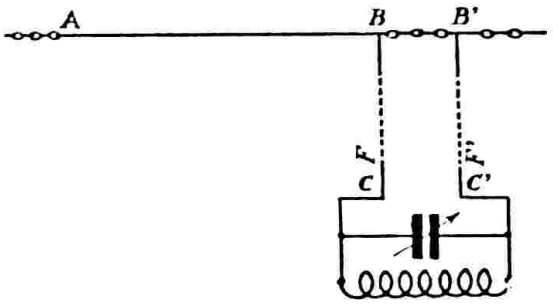



*Fig. XIII-82*

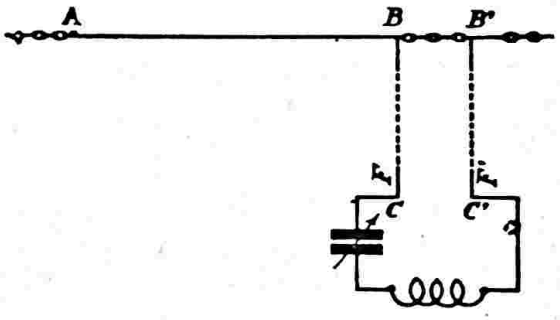



*Fig. XIII-83*

Si l'on fait le feeder F F' d'une longueur C B = C' B' = $\lambda/4$ (fig. XIII-83), nous avons encore un ventre de tension en B, mais il y a un ventre de courant en C ; d'où nécessité d'adopter l'alimentation en intensité à l'aide d'une bobine de quelques spires et un condensateur d'accord série.

Les remarques indiquées au sujet de l'antenne Lévy restent applicables ici.

**Notes importantes concernant les antennes Lévy et Zeppelin**

1° Les antennes Levy et Zeppelin *classiques* que nous venons d'étudier imposent des longueurs de feeders bien déterminées, ce qui n'est pas fait pour satisfaire tout le monde suivant la disposition des lieux ou la hauteur de l'aérien. Malgré tout, les longueurs théoriques des feeders peuvent être modifiées quelque peu, puisqu'on est maître de leur « longueur électrique », entre certaines limites, au moyen du circuit d'accord nécessaire à la base. En fait, si l'on fait travailler ces aériens sur diverses bandes, les feeders passent par les longueurs les plus diverses *par rapport à la longueur d'onde* λ.

Voyons le cas d'une antenne Zeppelin. Si la longueur des feeders est comprise entre 1/4 λ et 3/8 λ, un circuit série permettra l'accord, de toutes façons. Si la longueur des feeders est inférieure à 1/4 λ, ou comprise entre 3/8 λ et 1/2 λ, un circuit parallèle conviendra parfaitement pour l'accord.

Dans le cas d'une antenne Lévy, les procédés d'accord des feeders sont sensiblement les mêmes. Néanmoins, dans la bande sur laquelle le brin rayonnant AB (fig. 80 ou 81) fonctionne en demi-onde, les procédés de couplage et d'accord des feeders sont inverses de ce qu'il a été dit pour le Zeppelin (circuit série au lieu de circuit parallèle, et réciproquement).

2° Il est possible également d'utiliser un feeder double ne travaillant plus en ondes stationnaires. Pour cela, on monte une ligne de correction quart-d'onde (voir § 8).

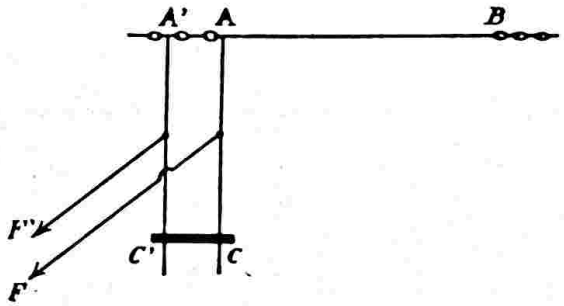



*Fig. XIII-84*

On peut alors utiliser un feeder double d'impédance caractéristique 600 ohms de *longueur quelconque*.

Nous donnons un exemple avec l'antenne Zeppelin (fig. XIII-84). La ligne de correction AC et A'C' est court-circuitée par une barrette CC', de manière que l'on ait AC = 0,25 λ. FF' est le feeder 600 Ω de longueur quelconque connecté au point d'impédance identique sur la ligne d'adaptation.

Dans le cas de l'antenne Lévy (demi-onde attaquée au centre), la ligne de correction doit être ouverte.

3° Nous donnons, maintenant, les dimensions pratiques d'une antenne Lévy raccourcie permettant le trafic sur les bandes 10, 20, 40 et 80 m. Dans le cas particulier présent, il suffit d'adopter une longueur de feeders telle que l'ensemble « brins rayonnants + feeders » forme une longueur totale de 40 mètres environ (demi-onde sur 80 m.). En se reportant à la figure XIII-84-A, nous aurons AC = DB = 10.25 mètres, et CE = DF = 10,40 mètres

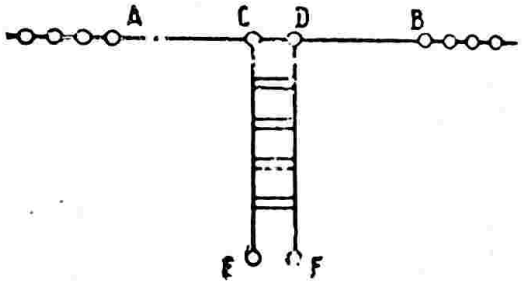



*Fig. XIII-84-A*

Sur la bande 80 m., l'accord des feeders sera obtenu par un circuit série (fig. 81); sur les bandes 10, 20 et 40 m., l'accord sera obtenu par un circuit parallèle (fig. 80).

*Réglage des antennes Zeppelin et Lévy.*

Le circuit anodique final de l'émetteur est tout d'abord accordé à la résonance (sans charge). Ensuite, on applique la charge en couplant d'abord légèrement la self du circuit de base de l'antenne à la self du circuit anodique P.A. Le réglage de l'aérien s'opère ensuite en manœuvrant tour à tour le ou les C.V. du circuit de base et le couplage entre les bobinages.

Si le circuit de base est un circuit parallèle, on commence le réglage avec le ou les C.V. en capacité minimum; avec un circuit série, on commence avec le ou les C.V. en capacité maximum. En manœuvrant le ou les C.V., on cherche à obtenir le plus fort courant H. F. dans le feeder pour un *faible* couplage entre les bobines. Ensuite, on augmente ce couplage pour atteindre la charge permise pour le tube P.A. (courant anodique).

**F) Antenne verticale 1/4 d'onde.**

Cette antenne porte également le nom d'*antenne Marconi*.

Fonctionnant en 1/4 d'onde, inutile de rappeler le rôle capital de la terre qui doit être *excellente* (1).

(1) Voir procédés d'amélioration de la terre au § 14.

Les schémas de plusieurs antennes Marconi sont donnés sur la figure XIII-85, en a, b et c.

Pour chacune d'elles, on doit avoir :

$$AB = CD + DE = EF + FH = GF + FH = \lambda/4,$$

ou plus généralement, égale à un nombre impair de quarts d'onde. Cette longueur se mesure de l'extrémité supérieure de l'aérien jusqu'au point où le fil de terre entre en contact avec le sol. Aussi est-il nécessaire de faire ce fil de terre le plus *court* possible.

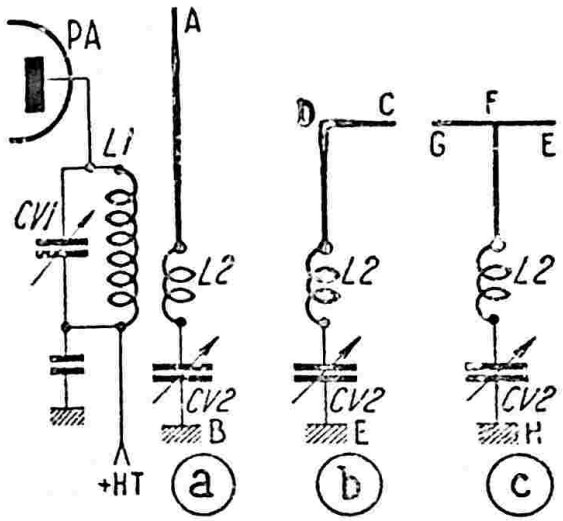



*Fig. XIII-85*

Pour plus amples détails, voir § 3.

Une variante de l'antenne Marconi dénommée antenne « Ground Plane » est très employée sur U.H.F. ; nous l'étudierons plus loin.

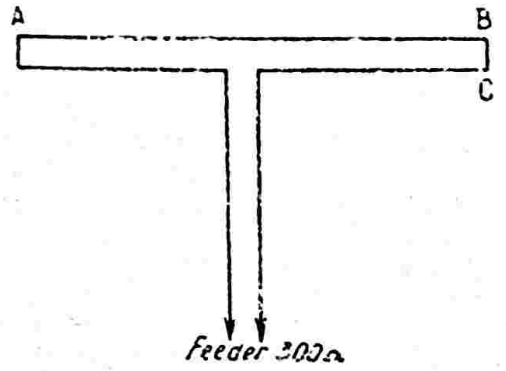



*Fig. XIII-86-1*

**G) Antenne Folded dipôle** (fig. XIII-86-1).

En France, on appelle cet aérien « antenne trombone » ; en traduisant plus exactement, nous dirons « *dipôle replié* », traduction qui indique immédiatement le principe de ce système rayonnant.

On a :

$$AB = 0{,}95\ \lambda/2$$

et BC = environ 50 mm. maximum.

Le feeder d'impédance 300 Ω peut avoir une longueur quelconque. La fréquence de résonance de cet aérien n'est pas très pointue, ce qui permet de déplacer la fréquence d'émission entre les limites d'une bande sans que le rendement baisse notablement.

Cette antenne ne fonctionne correctement que dans la bande pour laquelle elle a été calculée. De plus, elle accuse une directivité marquée dans l'axe perpendiculaire à la direction du dipôle (plan horizontal).

Les amateurs construisent souvent des antennes « folded » *entièrement* avec du fil deux conducteurs d'impédance 300 ohms, fil dit « twin lead 300 Ω » ; nous disons bien « *entièrement* », à savoir : feeder et dipôle rayonnant. C'est une solution élégante ; mais, dans ce cas, le calcul de la longueur du dipôle se fait à l'aide de la formule :

$$AB = 0{,}83\ \lambda/2$$

**H) Antenne toutes bandes omnidirectionnelle**

Il s'agit de l'antenne conçue par l'amateur américain W3HH, antenne portant aussi l'immatriculation « T2FD » et qui présente les très intéressantes particularités suivantes : elle est non-directrice à la réception comme à l'émission, rayonnant l'énergie HF **également** dans tous les sens ; elle est multibande par excellence, puisqu'elle est apériodique.

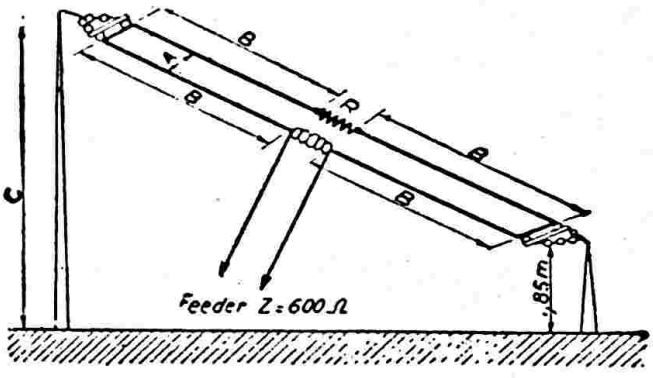



*Fig. XIII-86-2*

L'antenne W3HH est essentiellement constituée par un dipôle replié alimenté par une ligne bifilaire de longueur quelconque et d'impédance caractéristique de 600 Ω. De plus, au centre du brin opposé à l'alimentation du dipôle replié, se trouve intercalée une résistance R ; voir figure XIII-86-2. Cette résistance doit être obligatoire-

ment du type « non inductive » (donc au carbone aggloméré) ; de sa valeur dépend l'impédance de la ligne bifilaire d'alimentation. C'est ainsi que pour une ligne de 600 Ω, la valeur optimum de R est de 650 Ω ; si, par contre, on préfère utiliser une ligne du type 300 Ω, la résistance R fera 390 Ω. Cette résistance doit, en outre, pouvoir dissiper une puissance égale à 35 % de la puissance-input (ou puissance alimentation) de l'étage final PA de l'émetteur. Pratiquement, les fils ne « tirent » pas sur la résistance, comme le montre notre figure : on intercale un isolateur sur lequel s'opère la traction et la résistance est montée en parallèle, soudée aux fils. De plus, afin d'obtenir un rayonnement égal dans toutes les directions, l'antenne doit être inclinée par rapport au sol (environ 30 %).

Bien qu'étant une antenne multibande par excellence, le système fonctionnant en apériodique, le rapport entre la fréquence la plus élevée à transmettre et la fréquence la plus basse ne doit pas excéder 5 à 6.

Nous donnons ci-dessous les dimensions de cette antenne:

1° pour toutes fréquences comprises entre 3,5 Mc/s et 17,5 Mc/s, on a : A = 0,86 m, B = 14,24 m et C = 17 m. ;

2° pour toutes fréquences comprises entre 7 M/cs et 35 M/cs, on a : A = 0,455 m, B = 7,12 m. et C = 9.75 m.

Dans les deux cas, la partie la plus basse de l'antenne se situe à 1,85 mètres du sol environ.

L'antenne folded et la ligne d'alimentation sont réalisées en fils de cuivre émaillé de 20/10 de mm. L'écartement entre les deux fils parallèles du feeder d'alimentation doit être de 14 cm. pour une ligne d'impédance 600 Ω.

D'une manière générale, les dimensions A et B peuvent être calculées au moyen des formules suivantes :

$$A = \frac{3}{F}$$

$$B = \frac{50}{F}$$

A et B en mètres pour F en Mc/s (fréquence la plus basse à rayonner).

Des essais effectués par l'U.S. Navy ont prouvé que cette antenne apporte un gain de 4 à 6 db par rapport à une antenne Zeppelin ou à une demi-onde classique.

Dernière précision pour les curieux : malgré les très larges bandes de fréquences pouvant être transmises par cet aérien, le rapport d'ondes stationnaires sur le feeder varie entre 1,4 à 2,6 selon la fréquence rayonnée.

Telles étaient les notes des travaux de W3HH et des expérimentateurs américains. Et puis, cette antenne a été essayée, analysée, voire modifiée, par des amateurs anglais, et notamment par G2NS. Des mesures de champ ont été faites à 150 m autour de l'aérien, les diagrammes de rayonnement ont été tracés pour les diverses bandes « amateurs » ; puis, le tout a été confirmé par des essais DX (avec émetteur de 100 W input). Voici, selon G2NS, les résultats définitifs de ces expériences :

a) Cette antenne ne présente par un diagramme de rayonnement rigoureusement uniforme ; il y a tout de même des directions légèrement privilégiées selon la bande de travail. Mais, ce n'est pas très grave, et l'on peut presque la considérer, en effet, comme étant omnidirectionnelle.

b) Des modifications d'inclinaison variant entre 20° et 40° par rapport à l'horizontale se sont révélées peu critiques. Ce qui donne encore une plus grande souplesse d'installation.

c) Par contre, si on l'installe horizontalement, des « lobes » de directivité plus marquée apparaissent dans le diagramme de rayonnement.

d) Contrairement à ce qui était prévu au début, la seconde version de l'antenne comportant notamment des brins *B* de 7,12 m, fonctionne parfaitement sur 3,5 MHz également.

Cette seconde version permet donc l'exploitation de *toutes* les bandes décamétriques d'amateurs de 3,5 à 30 MHz en constituant une antenne vraiment peu encombrante.

Mêmes observations pour l'antenne première version (avec B = 14,24 m) qui couvre toutes les bandes de 3,5 à 30 MHz (et même la bande 1,8 MHz — 160 m — autorisée en Angleterre).

e) Enfin, et ce dernier point est extrêmement intéressant, il est parfaitement possible d'alimenter l'antenne par un feeder *coaxial* type 75 Ω d'impédance caractéristique. Dans ce cas, la résistance R doit présenter la valeur optimum de 82 Ω. La liaison à l'émetteur se fait par un circuit Jones à l'étage P.A. ou par un circuit Collins auxiliaire.

Quant à la résistance R nécessaire dans chaque cas (soit 650, soit 390, soit 82 Ω), on la réalise, selon la puissance requise, par un groupement en parallèle de plusieurs résistances ordinaires au carbone du type 2 W. En exemple, soit à obtenir une résistance de 82 Ω et de 40 W : Il suffit de monter 20 résistances de 1,6 kΩ (tolérance

± 5 %) type 2 W en parallèle. Le groupement est ensuite placé dans une boîte étanche en matière plastique.

Cette antenne, certes peu orthodoxe, paraît vraiment séduisante, puisque finalement, ses performances et ses possibilités d'utilisation et d'installation (encombrement réduit) dépassent encore ce qui avait été primitivement annoncé. Nous la qualifierons d'antenne « à tout faire », d'antenne « passe-partout »...

●

**I) Antenne toutes bandes à trappes.**

Cet aérien que l'on dénomme également antenne W3DZZ (de l'indicatif de son promoteur), est relativement simple et d'un fonctionnement très valable pour toutes les bandes décamétriques 10, 15, 20, 40 et 80 m. Nous la représentons sur la figure XIII-86-3 et nous remarquons tout de suite qu'elle est d'un encombrement moindre qu'une classique demi-onde taillée pour la bande 80 mètres.

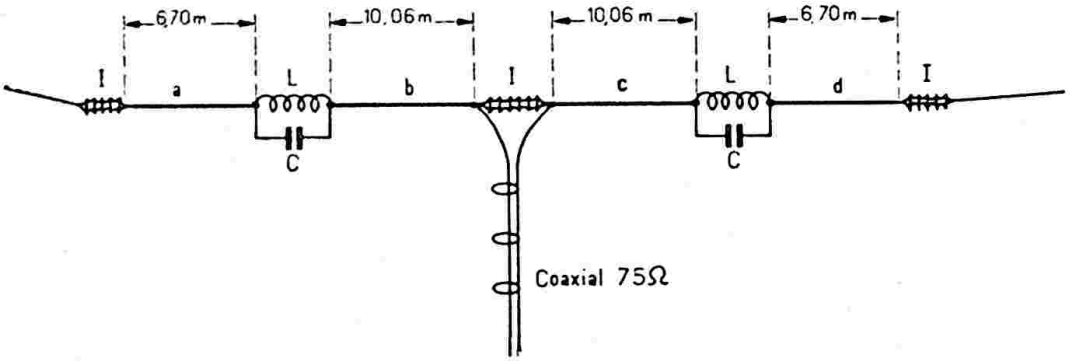



*Fig. XIII-86-3*

Cette antenne est alimentée en son centre, soit par une ligne bifilaire 75 Ω, soit par un câble coaxial 75 Ω (comme il est représenté sur la figure) de longueur quelconque. (type 75MD/300W). Par son développement, son installation ne demande qu'un emplacement de l'ordre de 34 mètres environ.

L'aérien est coupé en son centre par un isolateur « pyrex » et supporté par d'autres isolateurs d'extrêmité du même type (isolateurs I). En outre, des « trappes » sont intercalées aux points indiqués (circuits LC). Ces trappes ont le rôle suivant :

En utilisation sur la bande 7 MHz, les sections *a* et *d* sont pratiquement isolées du reste de l'antenne, c'est-à-dire des sections *b* et *c*, du fait de l'impédance très élevée présentée par les trappes sur cette bande ; les éléments *b* et *c* se comportent alors comme un classique doublet demi-onde.

En utilisation sur la bande 3,5 MHz, les trappes sont loin de la résonance, et les portions *a* et *d* entrent en action. De ce fait, nous sommes encore en présence d'un doublet vibrant en demi-onde ; il s'agit en réalité d'un doublet à éléments raccourcis, la compensation étant précisément apportée par les éléments LC des trappes.

Enfin, en utilisation sur 28, 21 et 14 MHz, et pour les mêmes raisons que ci-dessus, l'ensemble se présente comme une antenne de 7, 5 et 3 « demi-ondes », respectivement.

Les éléments *a*, *b*, *c* et *d* sont constitués par du fil de cuivre émaillé de 1,6 à 2 mm de diamètre. Quant aux trappes, leur mode de fabrication est illustré par la figure XIII-86-4.

Chaque trappe est constituée par une bobine L de 13 tours en fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm émaillé, bobinés sur air, diamètre intérieur de 62 mm, écartement de 4 mm entre chaque spire. Ce bobinage est maintenu par deux plaques (1 et 2) de polyéthylène vissées ; on parfait sa rigidité à l'aide de barrettes en poly-

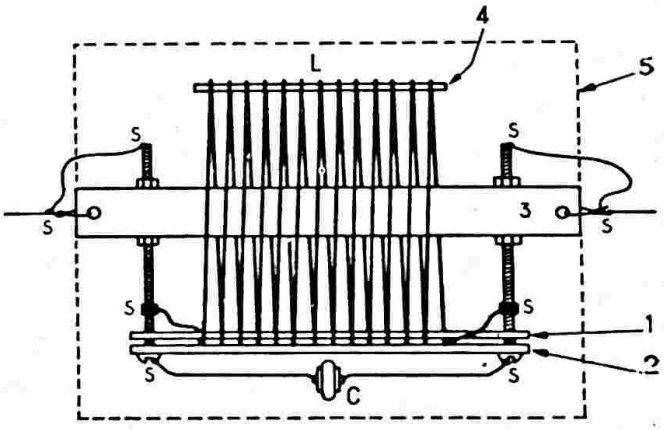



*Fig. XIII-86-4*

styrène collées et réparties sur la circonférence. Généralement, trois barrettes suffisent ; pour la clarté du dessin, nous n'avons représenté qu'une barrette (4).

A l'aide des tiges filetées (laiton), le bobinage est fixé de façon concentrique

autour d'un barreau (3) en polyéthylène de section carrée, ce barreau servant en même temps au raccord « mécanique » des fils de l'antenne.

Le condensateur C connecté en parallèle sur la bobine est du type céramique ou mica (type 3 000 V, minimum) et d'une capacité de 62 pF (« L.C.C. » ; tolérance ± 5 % ; cœfficient de température = 0 ; $U_n$ = 5 000 $V_{cc}$ ; $U_e$ = 7 500 $V_{cc}$ ; type assiette).

Tous les points de connexions marqués *s* doivent obligatoirement être soudés.

Enfin, il est intéressant et recommandé d'enfermer chaque trappe dans un boîtier cylindrique étanche (5) quelconque en matière plastique.

Réalisées de cette façon, ces trappes ne nécessitent aucune mise au point, et l'antenne fonctionne parfaitement sur toutes les bandes indiquées, avec les fréquences de résonance propre suivantes (mesurées par son auteur) : 3,75 - 7,05 - 14,15 - 21,5 et 28,5 MHz. Si l'on désire surtout trafiquer vers 3,6 MHz, il y a intérêt à faire $a = d = 6{,}75$ m.

●

### J) Antenne verticale 3,5 - 7 et 14 MHz.

Cette réalisation est représentée sur la figure XIII-86-5. Le système rayonnant proprement dit est constitué par le tube vertical T ; il s'agit d'un tube en acier galvanisé de 100 mm de diamètre et de 12 mètres de longueur. Ce tube repose sur une base isolante B en porcelaine, stéatite, pyrex, etc. fixée sur un dé en béton. Par ailleurs, le tube est maintenu verticalement par trois haubans en fil de fer galvanisé (h) de 2 mm de diamètre fixés aux deux-tiers de la hauteur. Ces haubans sont immédiatement isolés du tube par des isolateurs en pyrex ; ils sont ensuite coupés tous les 3 mètres par d'autres isolateurs (en porcelaine).

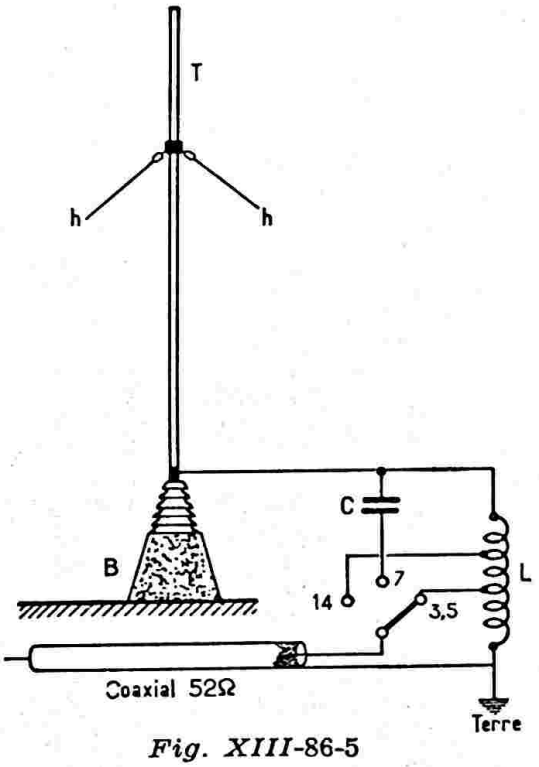



*Fig. XIII-86-5*

L'attaque à la base se fait par l'intermédiaire d'un circuit spécial à commutations pour les trois bandes 3,5 - 7 et 14 MHz.

L'inverseur est du type à galette en stéatite avec contacts doubles renforcés. Il peut être manœuvré manuellement par un simple bouton-flèche ; mais pour plus de confort, rien n'empêche de le commander à distance, depuis la station, à l'aide d'un sélecteur rotatif pas à pas, par exemple.

La bobine L présente les caractéristiques suivantes : 9 tours en tube de cuivre de 6 mm de diamètre ; diamètre de l'enroulement : 150 mm ; longueur de l'enroulement : 150 mm ; prises à 3 tours de chaque extrêmité. La base de la bobine L doit être reliée à une excellente prise de terre, au pied même de l'antenne.

Quant au condensateur C (utilisé sur 7 MHz), il s'agit d'un condensateur variable ou ajustable *à air* réglé pour une capacité de 200 pF.

L'alimentation est faite par un feeder coaxial du type 52 Ω qui sera avantageusement enterré entre la station et le pied de l'antenne.

●

### K) Antennes dirigées.

Nous présentons sous ce titre quelques aériens permettant de diriger l'émission plus spécialement sur une région, sur un continent donné. Cependant, les montages d'aériens directifs ne sont intéressants pour l'amateur que lorsque cette directivité peut être modifiée facilement.

Pour cela, la solution la plus élégante est très certainement apportée par les antennes rotatives.

Nous passerons sous silence les antennes Rhombic, Diamont, antennes-rideaux et autres, sortant du domaine de l'amateur.

Disons tout de suite que l'on utilise généralement les aériens rotatifs uniquement sur U.H.F. et sur les bandes dites des 10 et 20 mètres maximum. Sur les autres gammes, les dimensions de l'antenne deviennent exagérées pour réaliser facilement un système tournant quelconque.

1° « *Antenne-carreau* » *dirigée Chireix-Mesny - Cubical-Quad* (fig. XIII-87).

Ce système, étudié § 3, ne peut guère être utilisé que sur V.H.F. et 28 Mc/s, tout au moins pour être monté rotatif. En fait, sur 14 Mc/s, l'ensemble prend des dimensions telles que le montage devient laborieux.

Les côtés du carré ont une dimension égale à 0,95 $\lambda/2$, et les brins sont séparés au sommet par une distance de 10 centimètres environ.

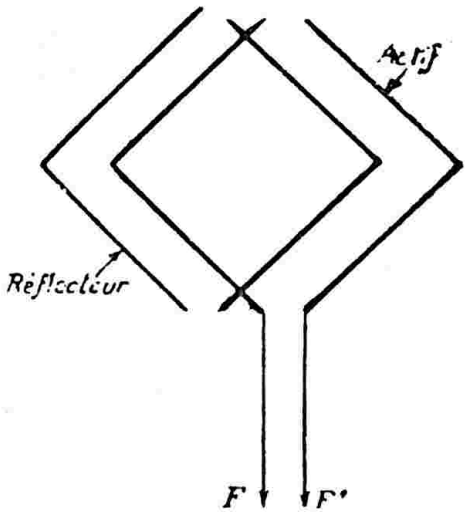



*Fig. XIII-87*

L'alimentation se fait par feeder double à ondes stationnaires ou progressives, suivant le mode d'adaptation des impédances choisi.

Les brins réflecteurs (brins parasites) sont de même forme que les brins rayonnants (radiateurs), mais ils sont un petit peu plus long ($\lambda/2$) ; ils sont placés derrière ceux-ci à une distance de 0,25 $\lambda$ maximum. Lorsque les brins parasites sont plus courts que ceux du radiateur, ils fonctionnent en directeurs.

Au lieu de faire l'attaque à un sommet du carré, on peut la faire dans le milieu d'un côté. De même, il est possible de réduire considérablement l'espacement entre directeur et radiateur, tout comme il est possible de *fermer* le carré directeur (ou réflecteur) ainsi que le sommet du radiateur opposé symétriquement à l'attaque. Tout ceci n'agit pratiquement que sur l'impédance des points où l'on alimente l'antenne.

A titre d'exemple, pour un radiateur de 0,95 $\lambda/2$ de côté, fermé du côté opposé à l'attaque, avec un directeur carré totalement fermé de 0,92 $\lambda/2$ de côté, et un espacement de 0,12 $\lambda$ entre radiateur et directeur, l'impédance caractéristique aux points d'alimentation est de l'ordre de 70 à 75 Ω.

Comme nous l'avons vu précédemment, le gain en champ dû au réflecteur (ou au directeur) est de 1,5 environ pour un espacement de 0,25 $\lambda$, et de 1,8 environ pour un espacement de 0,12 $\lambda$.

C'est cette bonne vieille « antenne-carreau » qui, avec quelques variantes de réalisation pratique, nous est revenue des U.S.A. sous le nom de « Cubical Quad » et qui semble alors fort appréciée par certains amateurs de DX.

2° *Antenne dirigée rotative « flat top beam »* (fig. XIII-88).

Cette antenne a été réalisée par l'amateur américain Krauss, W8JK.

Le déphasage des courants est obtenu en alimentant les deux éléments et en

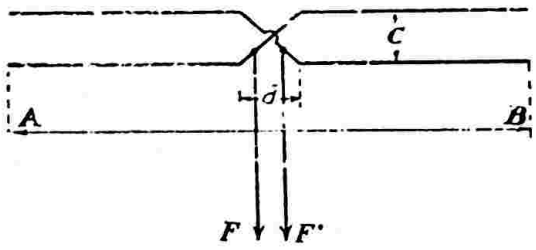



*Fig. XIII-88*

inversant cette alimentation. Cet aérien est donc *bidirectionnel*. L'alimentation *peut se faire* par une ligne d'impédance 600 ohms de longueur quelconque, connectée à une ligne de correction quart d'onde pour l'adaptation.

On fait généralement :
A B = 0,5 $\lambda$ ;
$d$ = environ 30 cm. ;
C = $\lambda/8$.

C'est un bon compromis, pas trop encombrant et permettant le travail sur harmonique 2.

Voici quelques notes, d'après les études faites par M. Babin (old-F8ML) : Le gain, sur la fondamentale, est G = 1,55.

Sur l'harmonique, le gain par rapport à une antenne simple de même développement est de 1,45 — chiffre qu'il faut multiplier par 1,2 pour comparer à la demi-onde de référence (voir § 3). Donc, G' = 1,7.

L'alimentation de cet aérien est délicate, car les résistances de rayonnement sont très faibles et donnent une très grande importance aux pertes ohmiques. Sur la fondamentale, les résistances de rayonnement, au centre de chaque antenne, sont de 9 ohms. Les bouts de feeders permettant le croisement des alimentations abaissent un peu ces impédances ; la jonction

les divise par deux en les mettant en parallèle, si bien que, sur les feeders à ondes stationnaires servant normalement à l'alimentation, le courant aux ventres d'intensité correspond à une impédance de 4 ohms. Aussi, attention aux pertes !

Pour diminuer ces pertes, on peut augmenter les diamètres des conducteurs et faire, par exemple, les brins d'antenne en tube de 5 mm. et le feeder d'alimentation en tube de 8 mm.

Il y a une seconde méthode pour diminuer les pertes : c'est d'écarter les brins jusqu'à $\lambda/4$. La résistance de rayonnement par brin monte alors à 34 ohms ; le fil de 15/10 de mm. convient bien pour les brins rayonnants ; sur les feeders, l'intensité maximum correspond à une impédance de 15 ohms ; avec un feeder à ondes stationnaires de 3 mm. de diamètre, les pertes *par demi-onde* ne sont plus que de 7 %. Le gain n'a pas, pour cela, été très abaissé, puisqu'il atteint encore 1,50 sur 14 Mc/s et 1,55 sur 28 Mc/s. Dans ce dernier cas, la résistance de rayonnement, de l'ordre de 100 ohms, garantit un rendement excellent au feeder.

*Alimentation en ondes progressives.*

Comme nous l'avons dit au début de l'étude de cette antenne, on peut chercher, à l'aide de lignes, à atteindre l'impédance de 600 ohms ; on y aboutit, dans le cas d'antennes distantes de $\lambda/8$, en résolvant l'équation :

$$\frac{Rc_2^2 + Rc_1^2 \times 0{,}04}{R_0} = 600$$

où $Rc_1$ représente l'impédance caractéristique des bouts de ligne servant au croisement des alimentations ; $Rc_2$, celle de la ligne d'adaptation ; $R_0$ vaut 5 ohms. On voit tout de suite que $Rc_1$ et $Rc_2$ doivent être petits, ce qui peut exclure l'emploi de tubes parallèles. Supposons-les égaux : on trouve $Rc_1 = Rc_2 = 54$ ohms.

Un feeder concentrique fera donc très bien l'affaire ; la portion faisant suite à la jonction devra avoir une longueur $l$ donnée par la relation :

$$\text{tg}\,.\,360° \times \frac{l}{\lambda_1} = \frac{Rc_2}{0{,}2\ Rc_1}$$

d'où

$$\frac{l}{\lambda_1} = 0{,}219$$

$\lambda_1$ représente la longueur d'onde *sur le feeder* et vaut environ 0,98 $\lambda$.

On voit que les premiers éléments du feeder longs de $\lambda/16 = 0{,}0625\ \lambda$ ne comptent dans le quart d'onde que pour moitié, à cause de leur mise en parallèle.

Cet aérien, *comme tous les aériens dirigés,* présente les mêmes qualités directives à l'émission qu'à la réception.

3° *Antenne « Signal Squischer »* (fig. XIII-89).

Cette antenne, dite aussi « antenne carrée », est également très facile à construire en rotative. Plusieurs combinaisons sont possibles ; la figure XIII-89 indique celle qui offre le meilleur gain.

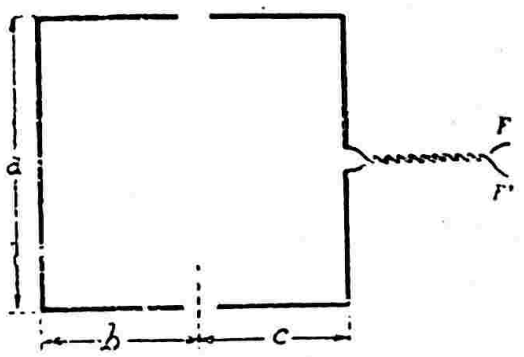



*Fig. XIII-89*

L'alimentation se fait par un feeder à basse impédance (72 ohms) à ondes progressives, et de longueur quelconque.

Pour la mise au point, on intercale un thermo-couple au centre du brin « parasite ». Puis on allonge ou on raccourcit légèrement le brin actif et le brin parasite, tour à tour, jusqu'à l'obtention du courant maximum dans l'anode du P.A. et dans le brin parasite.

On a :

$a = \lambda/4$ environ ;

$b = c = \lambda/8$ environ.

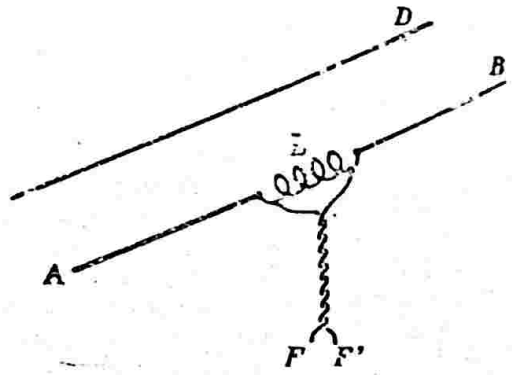



*Fig. XIII-90*

4° *Antenne rotative « compacte »* (fig. XIII-90).

Cet aérien, appelé aussi « *antenne à éléments rapprochés* », est également d'origine américaine ; nous l'avons étudié au paragraphe 3.

Il comprend un brin rayonnant A B de dimension égale à environ 0,5 λ et un brin parasite-directeur D, monté devant A B, et de dimension légèrement plus courte.

Pour un écartement égal au dixième de λ entre ces deux brins, on obtient un gain excessivement intéressant :

Gain par rapport à un dipôle simple : 5 décibels ;

Différence entre le rayonnement utile et le rayonnement nuisible : 14 décibels.

Les éléments A B et D sont réalisés en tube de duralumin, par exemple, s'emmanchant les uns dans les autres (par télescopage), afin d'avoir un réglage facile.

La demi-onde A B présente, en son centre, une impédance de 17 ohms seulement, du fait de la présence voisine du parasite D. Comme les feeders à basse impédance que l'on trouve dans le commerce ont une impédance de 72 ohms environ, une adaptation est nécessaire. On la réalise en montant au centre du dipôle une self L résonnant sur la fréquence d'émission, en reliant les deux éléments A et B et en choisissant les prises adéquates pour les départs du feeder.

A titre indicatif, voici, pour la bande 14 Mc/s, les caractéristiques de cette bobine :

10 tours en tube de cuivre de 4 mm. sur air, diamètre 50 mm. ; écartement entre spires consécutives : 5 mm.

Pour le réglage, à l'aide d'un thermocouple ou d'un ampèremètre thermique intercalé dans un feeder, on recherche par télescopage des éléments A et B et par déplacement des prises sur L, les dimensions et les points pour lesquels l'antenne dipôle résonne le mieux. La meilleure adaptation des impédances, pour la bobine indiquée plus haut, se trouve environ à une spire de chaque côté (comptée de l'extérieur). Bien surveiller qu'il n'y ait pas trace d'ondes stationnaires dans le feeder. Il ne reste plus qu'à régler la longueur du directeur D, ce dernier devant presque annuler le faisceau d'ondes arrière. Pour cela, il faut avoir recours à un autre O.M. situé à un ou deux kilomètres et ayant à sa disposition soit un contrôleur de champ, soit un récepteur muni d'un « S mètre » sensible.

Lorsque ce dernier réglage est terminé, allonger les deux brins radiateurs A et B de 2 centimètres chacun et l'aérien est prêt à fonctionner correctement.

On peut aussi faire travailler le parasite D en réflecteur (plus long que le dipôle et situé derrière lui), comme nous l'avons vu au § 3 ; mais les réglagles sont plus ingrats, plus pointus.

5° *Antenne folded rotative.*

L'antenne « folded dipôle » vue précédemment (fig. XIII-86) peut être montée sur un système rotatif. De plus, on pourra compléter le dipôle par des parasites directeur ou réflecteur, afin d'accroître encore la directivité. Nous reviendrons sur la « folded dirigée » au cours du § 10.

D'ailleurs, n'importe quel aérien peut être monté en rotatif ; mais, pour que le gain soit intéressant, il convient d'utiliser des antennes ou groupes d'antennes dont le diagramme de rayonnement forme un faisceau dense, mince et puissant. C'est la raison pour laquelle on ne monte pas en rotative une Conrad, une Zeppelin ou une Lévy (etc.).

Concernant les antennes directives. il convient de signaler qu'un brin rayonnant du type « Long Wire » installé à *faible hauteur,* sur des poteaux de 1 *mètre seulement,* assure une directivité très nette. Naturellement, la conductibilité du sol doit être excellente et la longueur du brin rayonnant supérieure à la longueur d'onde ; moyennant quoi, on est parvenu à effectuer des liaisons à très grande distance.

*Autres types d'antennes*

Périodiquement, des nouvelles antennes plus ou moins révolutionnaires sont proposées. Citons par exemple, l'antenne ZL spéciale, l'antenne Minibeam G4ZU multibande et également l'antenne Mosley multibande (14, 21 et 28 MHz).

L'antenne ZL est plus spécialement conçue pour la bande 28 MHz ; elle est du type à éléments raccourcis... compensés par l'intercalation, au centre, d'une bobine convenable. Cet aérien comporte un ensemble de deux demi-ondes en phase alignées dans un plan horizontal (espacement de 0,1 λ). La mise en phase s'effectue par une portion de câble coaxial 75 Ω connecté sur chaque bobine des demi-ondes (connexions croisées). L'alimentation de l'antenne se fait par l'intermédiaire d'un enroulement couplé à l'une des bobines centrales.

L'antenne Minibeam G4ZU comporte trois éléments, un radiateur alimenté au centre par une ligne bifilaire de 400 Ω, un directeur et un réflecteur, l'un et l'autre avec bobine centrale et stub d'adaptation. Son fonctionnement est curieux : Sur 21 MHz, elle vibre comme une antenne directive conventionnelle à 3 éléments ; sur 28 MHz, elle se comporte comme ayant 5 éléments (directeur demi-onde ; radiateur et réflecteur composant chacun deux demi-ondes en phase) ; enfin, sur 14 MHz, le directeur est inopérant, et l'antenne devient à peu près une beam à 2 éléments. Il faut

bien l'avouer, ces modes de vibrations diverses sont très approximatifs...

L'antenne Mosley comporte trois éléments (directeur, radiateur, réflecteur) du type raccourci ; chaque demi-élément possède une bobine de correction (ou trappe) intercalée (soit 6 trappes). Ce sont ces trappes qui entrent ou n'entrent pas en action (vibrent ou se comportent plus ou moins comme des courts-circuits) selon la fréquence d'excitation de l'antenne (fréquence de l'énergie HF appliquée).

Tout ceci est fort séduisant en apparence (et en réalité, si l'on ne pense qu'à l'encombrement !). Cependant, si l'on se place uniquement aux points de vue *rendement* et *gain*, rien ne vaut une *vraie* demi-onde par bande de travail, soit la demi-onde classique, soit la demi-onde rotative avec un réflecteur et un directeur. Les expérimentateurs d'antenne ne nous contrediront certainement pas ! Mais il est évident qu'une antenne par bande, ça tient de la place ! Et une telle installation n'est pas possible partout.

*Notes sur les aériens rotatifs.*

1° Tous ces aériens formant des ensembles très légers, peuvent facilement se monter sur une petite charpente de bois avec des isolateurs-colonnes pour la fixation des brins radiateurs et parasites. Cette charpente est alors installée au sommet d'un mât rotatif (bois ou métal) mû mécaniquement, à la main ou électriquement.

2° Pour indiquer la direction de l'antenne à l'intérieur de la pièce où se trouve l'émetteur, il est facile d'imaginer un « doigt » de contact tournant avec l'aérien et se promenant sur des petits plots disposés circulairement. Ces plots sont reliés par des fils à des petites ampoules placées sur une « rose des vents ». L'ampoule éclairée indique la direction du faisceau émis par l'antenne (un vulgaire transformateur de sonnerie suffit comme source d'alimentation).

Pour l'orientation la plus favorable, on utilisera avec profit un planisphère spécial représentant en *vraie direction* et en *vraie distance* tous les points du globe *par rapport à la France.*

Une telle carte, à projection azimutale, centrée sur la France, est donnée sur la figure XIII-91. Les croix cerclées PN et PS représentent respectivement les pôles Nord et Sud géographiques. La ligne pointillée joignant les pôles indique le méridien zéro (méridien de Paris ; quant à la ligne pointillée simili-circulaire, elle représente l'équateur. Il convient de noter la *déformation* de certains pays (notamment Australie et Nouvelle-Zélande) comparativement à l'aspect qu'on leur connaît par les atlas classiques.

Afin de ne pas encombrer la carte, nous n'avons indiqué que quelques pays, et ce, simplement par leur préfixe de nationalité ; le lecteur ignorant la signification de ces préfixes officiels trouvera toutes explications au chapitre XXII, § 3.

L'orientation en degrés d'un pays donné, *par rapport à la France,* est donnée par la graduation du cadre (0-360°). Cette graduation a été faite par rapport au nord géographique. L'orientation déterminée, il suffit de diriger l'aérien dans la direction à l'aide d'une boussole ou du dispositif électrique précédent ; rappelons, toutefois, que le nord géographique est situé à environ 6° Est du nord magnétique indiqué par la boussole (1).

La distance d'une liaison (QSO) peut être mesurée à l'aide de l'échelle ; mais précisons bien que cette carte ne donne les orientations et distances vraies que par rapport à la France.

3° Un autre procédé de transmission à distance de l'orientation de l'aérien découlant du pont de Wheastone, très en vogue actuellement aux U.S.A., est donné sur la figure XIII-92-1.

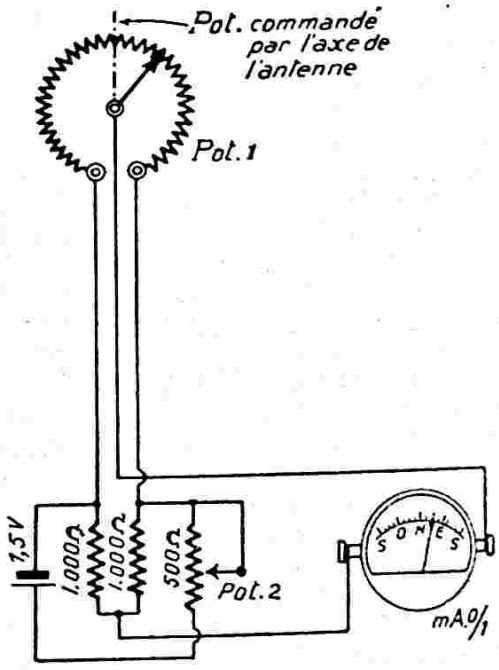



*Fig. XIII-92-1*

Outre-Atlantique, on trouve tous les organes spécialement prévus pour cet usage (Rex L. Munger, Ohmite, etc.). Néanmoins,

(1) Cet angle est, d'ailleurs, légèrement variable dans le temps, et la valeur de la déclinaison indiquée est valable pour la France.

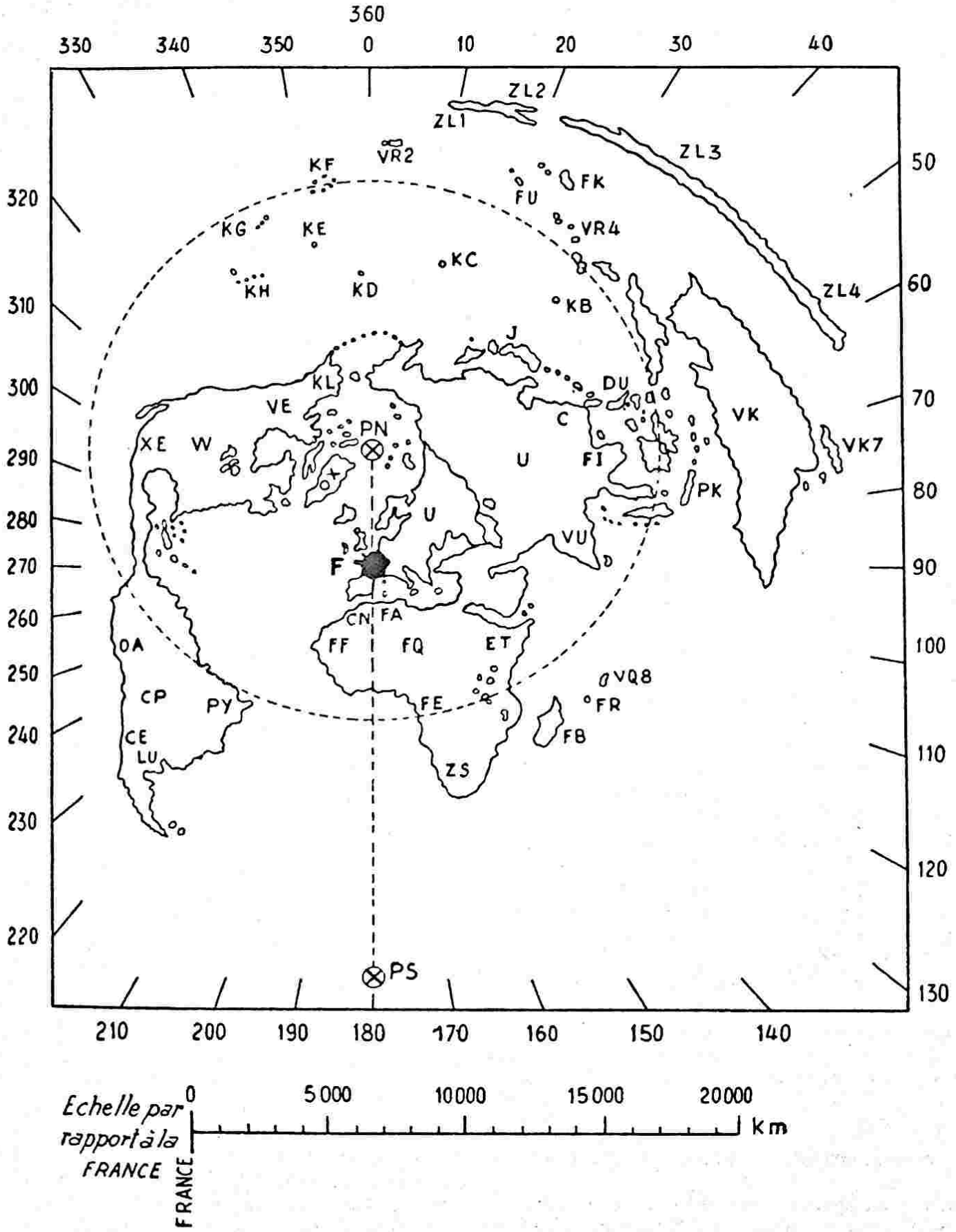

360
330
340
350
0
10
20
30
40
50
60
70
80
90
100
110
120
130
140
150
160
170
180
190
200
210
220
230
240
250
260
270
280
290
300
310
320
ZL2
ZL1
ZL3
ZL4
VR2
KF
FK
FU
VR4
KG
KE
KC
KH
KD
KB
J
KL
DU
VE
C
VK
VK7
XE
W
PN
U
FI
PK
U
VU
F
CN
FA
FF
FQ
ET
VQ8
FR
FE
FB
OA
CP
PY
CE
LU
ZS
PS
Echelle par rapport à la FRANCE
0
5 000
10000
15000
20000
km
FRANCE

*Fig. XIII-91*

nous pourrons facilement nous « débrouiller », le dispositif étant relativement simple.

Pour Pot.$_1$, nous choisirons un potentiomètre de 2.000 ohms environ, bobiné, à variation linéaire de résistance. L'angle de rotation d'un potentiomètre variant entre 310 et 340°, il est nécessaire d'en faire la commande à partir de l'axe de l'antenne, par un jeu d'engrenages légèrement démultiplicateur facile à calculer.

Le potentiomètre Pot.$_2$, monté en résistance variable, permet la mise au point du système.

Enfin, un milliampèremètre à cadre ordinaire, de déviation totale 1 mA, est utilisé comme indicateur de direction ; on graduera facilement le cadran en « orientations », comme le montre la figure.

4° Pour terminer, signalons également l'existence d'ensembles rotateurs d'antenne commerciaux. A titre d'exemple, citons le « *rotateur* » Vee'D'X de fabrication U.S.A. (1).

Ce rotateur (2) se compose d'un boîtier-moteur à installer entre le mât et l'antenne, et d'un boîtier de commande situé près de l'émetteur et du récepteur qui permet d'orienter l'antenne de la manière optimum (fig. XIII-92-2).

Le boîtier de commande comprend un indicateur de l'orientation absolue et contient le transformateur abaisseur nécessaire au fonctionnement du moteur, ainsi que l'inverseur de commande. Ce boîtier de commande doit être relié au rotateur à l'aide d'un câble à 4 conducteurs isolés (8/10 de mm) sous gaîne de plastique.

Lors de l'installation, il convient évidemment de laisser un peu de « mou » en haut du câble-feeder d'antenne pour permettre la rotation (365°). Le verrouillage est automatique dans la direction choisie, même par forts vents.

Le boîtier-moteur est hermétique, imperméable ; il s'adapte à tout tube dans les limites suivantes : côté antenne = de 25 à 32 mm de diamètre ; côté mât = de 36 à 50 mm de diamètre.

## § 10. — Antennes spéciales pour ondes V.H.F. et U.H.F.

Ce paragraphe est réservé à la description d'aériens plus spécialement destinés aux U.H.F. Il va sans dire que ces antennes se distinguent surtout par leurs dimensions réduites.

On peut très bien utiliser n'importe quel aérien déjà décrit, en calculant le brin rayonnant pour ondes très courtes. De plus, les dimensions restreintes ainsi obtenues permettent facilement des réalisations verticales, si l'on désire une telle polarisation.

Les antennes dirigées rotatives vues précédemment se prêtent admirablement au travail sur U.H.F., et nous ne saurions trop les recommander.

Néanmoins, il existe certains aériens spécialement étudiés pour les ondes très courtes (2). Ce sont ces derniers que nous allons voir maintenant.

Rappelons qu'un procédé de mise au point commode sur U.H.F. du feeder sur l'aérien est donné au § 9 du chapitre XV (twin-lamp).

**A) Antenne Picard** (fig. XIII-93).

Cet aérien est très usité aux U.S.A. dans les montages de transceivers. F et F' sont des feeders parallèles de longueur quelconque, espacés de 5 centimètres environ. D'autre part, on a A B = 0,5 λ.

**B) Doublet quart d'onde vertical** (fig. XIII-94 et 95).

Cette antenne est spécialement étudiée pour les transceivers (émetteurs-récepteurs) 144 Mc/s. Néanmoins, elle peut convenir aussi pour tout autre montage — émetteur seul (ou récepteur), ou pour toute autre fréquence (en modifiant les dimensions). Elle fonctionne sans feeder et doit être montée directement sur le coffret émetteur (solution intéressante pour les émetteurs mobiles).

L'antenne est constituée par deux tiges verticales en cuivre ou alu, de 0,50 mètre, formant ainsi les deux branches d'un doublet vibrant en 1/4 d'onde sur 2 mètres. On pourra prévoir deux capacités variables de 75 pF à la base de chaque branche (fig. XIII-94), ou encore utiliser deux tiges coulissantes télescopiques (fig. XIII-95). Dans les deux cas, la résonance de l'aérien peut ainsi être obtenue, d'où amélioration de la réception et de l'émission (cas du transceiver). Notons que le réglage sera plus facilement effectué pendant la réception. Signalons, en passant qu'un rendement supérieur a été parfois obtenu en plaçant l'une des tiges horizontalement, perpendiculaire à l'autre (fig. XIII-95) ; le fonctionnement est alors assuré par antenne et contrepoids, somme toute. On obtient ainsi une antenne en L dont le rayonnement est assez directif.

(1) Diffusion en France : Ets M. Portenseigne.

(2) Francisation du terme américain « rotator ».

(2) Moins de 10 mètres.

**C) Antenne verticale coaxiale** (fig. XIII-96).

Cet aérien comprend essentiellement un doublet vertical réalisé et alimenté de manière que les rayonnements parasites de la ligne feeder d'alimentation soient éliminés. On abaisse ainsi l'angle de rayonnement de l'ensemble au voisinage de l'horizontale, condition intéressante pour utiliser au mieux l'énergie rayonnée en U.H.F.

Le doublet est constitué par une tige A C quart d'onde supportée par un isolateur I ; ce dernier supporte un autre quart d'onde, C B, constitué par un tube de 50 mm. de diamètre.

A l'intérieur de ce tube B C pénètre le feeder concentrique, F. Le conducteur central du feeder est connecté en C à l'élément A C ; tandis que le conducteur extérieur de F est branché également en C, mais au quart d'onde inférieur, B C. Choisir un feeder concentrique d'impédance égale à l'impédance centrale du doublet, soit 72 ohms environ.

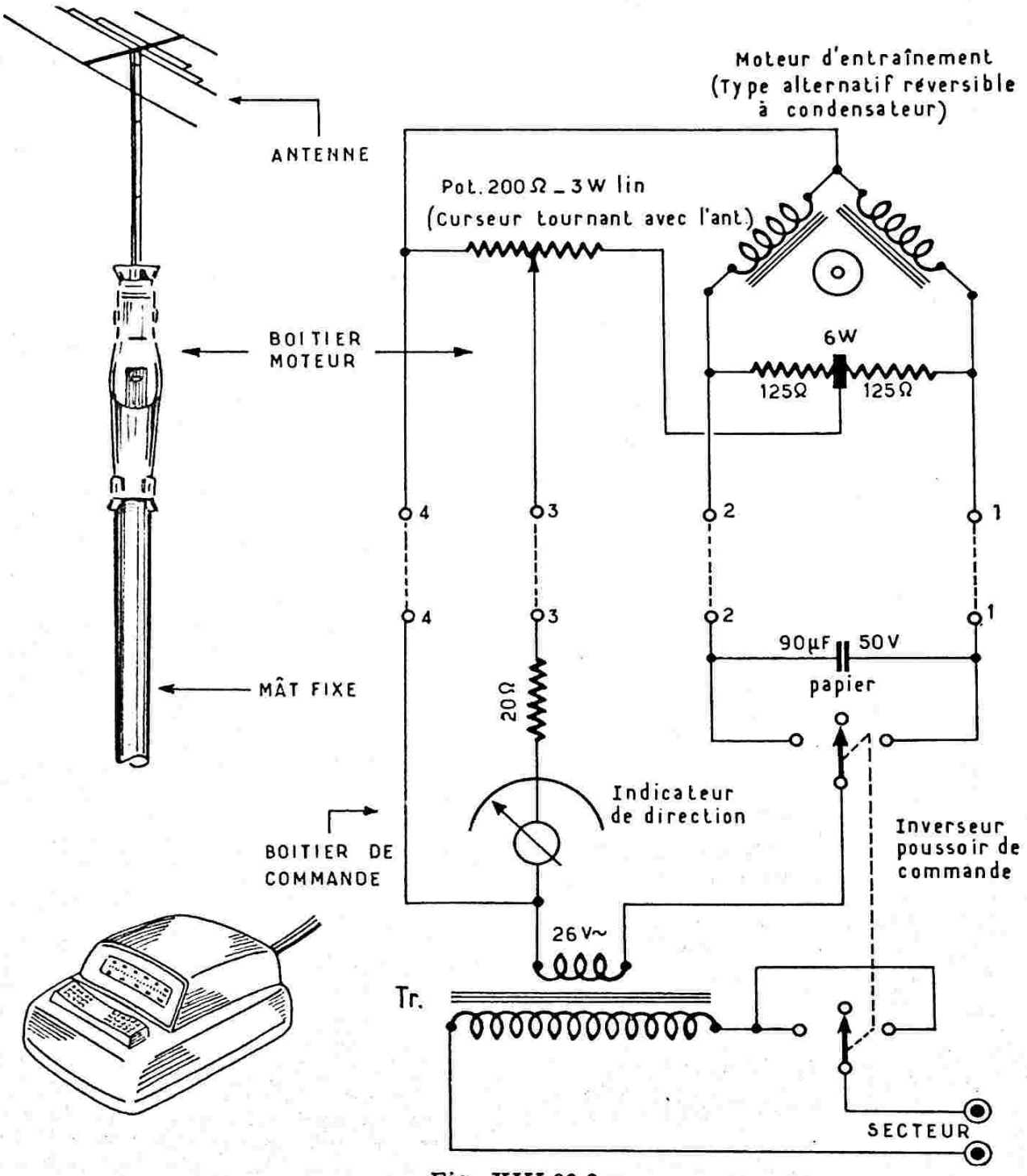



*Fig. XIII-92-2*

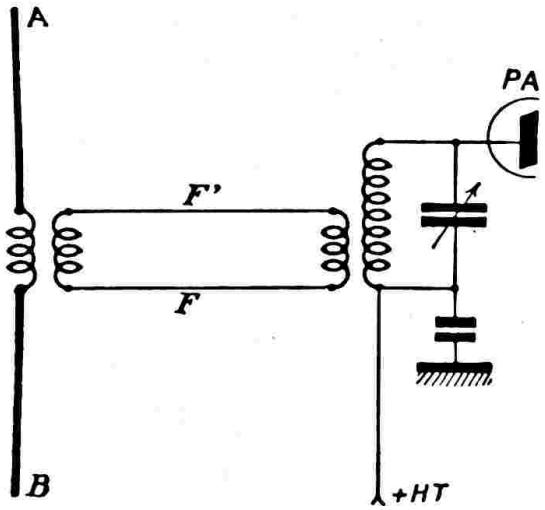



*Fig. XIII-93*

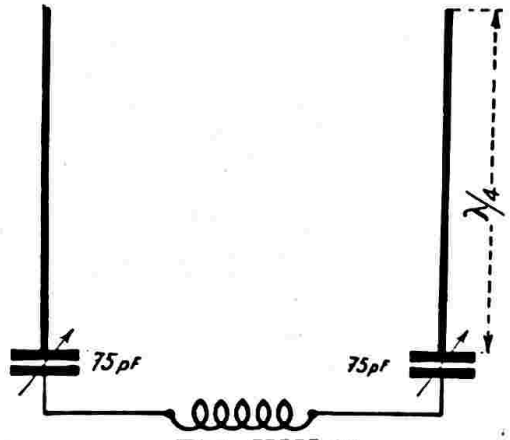



*Fig. XIII-94*

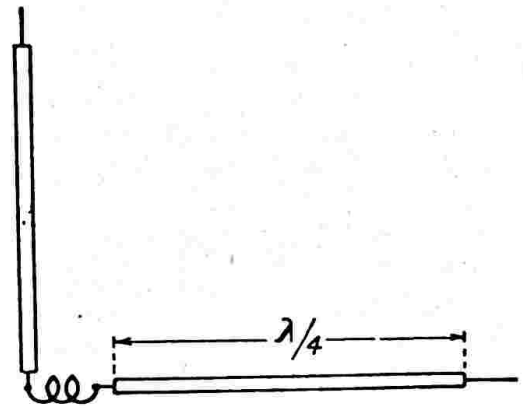
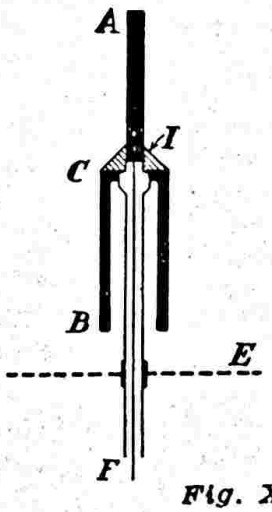



*Fig. XIII-95*




*AC: Première tige quart d'onde*

*I: Isolateur*

*CB: Tube de 50mm constituant la deuxième tige quart d'onde*

*F: Feeder concentrique*

*E Ecran placé à 30cm environ au-dessous de B*

*Fig. XIII-96*

Pour améliorer le rayonnement horizontal de cette antenne, on place à 30 centimètres environ au-dessous de l'extrémité B un écran E constitué par des tiges en rayons (comme le rayonnage d'une roue de bicyclette) d'une longueur minimum de 0,35 λ. Cet écran joue le rôle de terre parfaite.

Une variante de l'antenne précédente est donnée sur la figure XIII-97-A ; elle porte

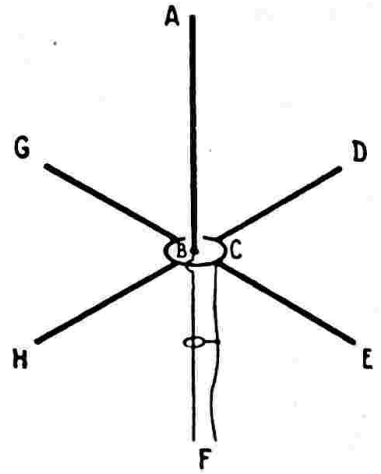



*Fig. XIII-97-A*

nom d'antenne « Ground Plane ». La radiation de cet aérien dans le plan vertical est voisine de l'horizon (donc, favorable aux DX).

La partie rayonnante est constituée par la tige verticale A B ; une terre fictive est obtenue par les quatre éléments C D, C E, C G et C H, disposés en croix dans un plan horizontal. Ces éléments, ainsi que le brin rayonnant, ont une longueur voisine de λ/4. Si on les confectionne en tube de cuivre de 10 mm. de diamètre, on applique la formule suivante, pour les bandes 72 et 144 Mc/s :

$$AB = CD = CE = CG = CH = \frac{0{,}968\ \lambda}{4}$$

Au point de connexion du feeder, on est en présence d'une impédance caractéristique de l'ordre de 36 ohms ; il convient donc d'utiliser un feeder F coaxial d'impédance 36 Ω (ou à défaut, deux feeders coaxiaux de 72 Ω connectés en *parallèle*).

Une variante de l'antenne « Ground Plane » est représentée sur la figure XIII-97-B. La partie rayonnante est constituée par l'élément OEM replié, élément rayonnant constitué lui-même par deux éléments OE et EM de diamètres différents. Nous donnons les dimensions pour la bande 144/146 Mc/s.

AO = BO = CO = DO = 0,52 m (tubes de cuivre de 12 mm de diamètre) ;

OE = EM = 0,49 m ;

OE = tube de cuivre de 16 mm de diamètre ;

EM = tube de cuivre de 6 mm de diamètre ;

On a :

$$A = \frac{143}{f}$$

$$B = \frac{71,5}{f}$$

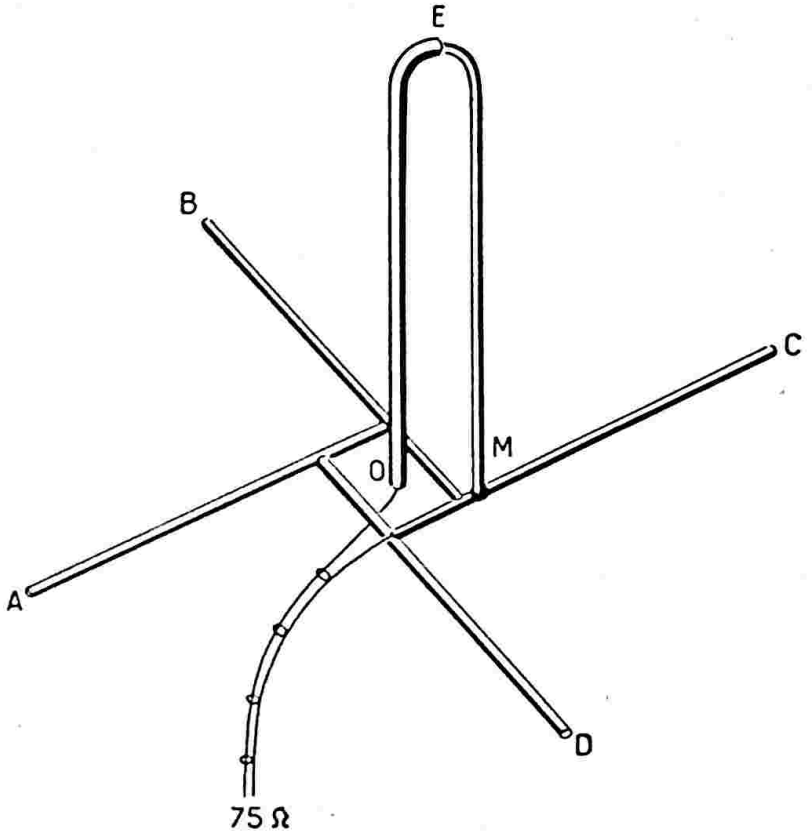



*Fig. XIII-97-B*

Distance d'axe en axe des éléments OE et EM = 20 mm ; l'extrémité M est soudée aux éléments horizontaux. Avec cette disposition, il est possible d'utiliser un câble coaxial d'impédance 75 Ω.

Pour la fréquence 123,5 MHz (aviation), nous avons :

AO = BO = CO = DO = 0,56 m ;

OE = EM = 0,575 m.

Les autres dimensions et caractéristiques sont inchangées.

Le carré de base, de sommet M, n'a pas à être isolé ; il est à la masse par le mât (tube métallique) servant de support, auquel il est fixé mécaniquement. Par contre, bien entendu, le point O doit être isolé par un bloc isolateur en polyéthylène ou en stéatite.

D) **Antenne J** (fig. XIII-98).

C'est une antenne très simple à installer et, cependant, très efficace. Elle peut être constituée par deux tubes de cuivre d'inégales longueurs et distants d'une dizaine de centimètres.

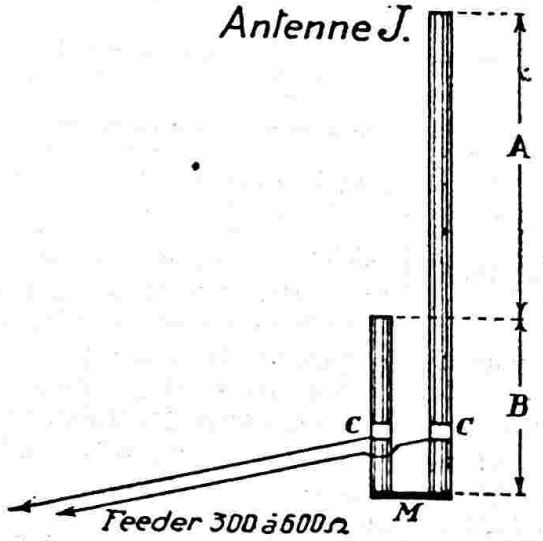



*Fig. XIII-98*

A et B en mètres ;

$f$ = fréquence d'émission en Mc/s.

On ajuste l'impédance de l'attaque suivant le feeder utilisé, par déplacement des

colliers C (suppression des ondes stationnaires dans le feeder).

La partie M peut être reliée à la terre.

**E) Antennes « rotary-beam » Yagi.**

Un exemple, comportant trois éléments, est donné sur la figure XIII-99 (l'antenne est supposée vue de dessus).

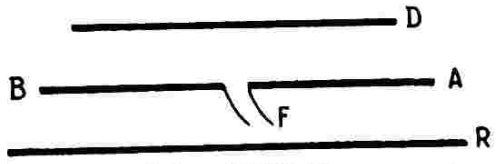



*Fig. XIII-99*

On détermine, tout d'abord, le dipôle rayonnant A B à l'aide de la formule :

$$AB = \frac{143}{f}$$

L'élément directeur D a une longueur égale à :

$$\frac{138}{f}$$

La longueur de l'élément réflecteur R est donnée par :

$$\frac{148}{f}$$

Dans ces trois formules, on obtient le résultat en mètres, pour la fréquence $f$ en Mc/s.

La distance entre dipôle et réflecteur est de 0,15 λ, et celle entre dipôle et directeur d 0,1 λ.

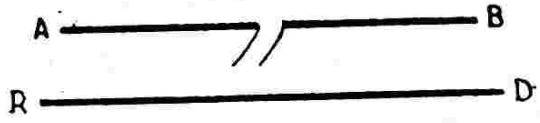



*Fig. XIII-100*

On pourra installer, éventuellement, un deuxième élément directeur d'une longueur égale à $134/f$ et à une distance de 0,1 λ *en avant* du premier ; on obtient alors un aérien dit « beam à 4 éléments ». Cet assemblage d'éléments sous forme de nappe porte également le **nom d'antenne Yagi.**

Il est possible de concevoir une antenne plus simple, comportant seulement deux éléments (fig. XIII-100). Le dipôle actif A B est calculé comme précédemment ($143/f$), et le brin parasite D R aura la *même longueur* que le dipôle.

Lorsque la distance entre les deux éléments est *inférieure* à 0,14 λ, le parasite fonctionne en *directeur ;* pour une distance *supérieure* à 0,14 λ entre les deux éléments, le parasite fonctionne en *réflecteur ;* si cette distance est exactement de 0,14 λ, l'antenne est bidirectionnelle. On se rappelle (§ 3) que plus on installe d'éléments parasites, plus l'impédance centrale du dipôle et la résistance de rayonnement diminuent.

Il va de soi que les dipôles simples des figures XIII-99 et 100 peuvent être remplacés par un « folded dipôle » du type de la figure XIII-86. Le calcul de la longueur A B du folded se fait comme il a été dit précédemment (0,95 λ/2 ou $143/f$).

En utilisant un élément folded ayant des brins de diamètres inégaux, on réalise une multiplication de l'impédance au point de connexion du feeder ; voir l'antenne suivante.

D'autre part, on peut adopter un montage vertical pour tous ces types d'aériens, si la polarisation verticale est jugée préférable.

Rappelons, aussi, que l'utilisation de tubes télescopiques est particulièrement commode pour l'ajustement expérimental de la longueur des éléments ; la mise au point terminée, les tubes télescopiques sont évidemment soudés.

**Antenne Yagi-Berr, 5 éléments, 144 Mc/s**

L'antenne que nous allons décrire est une dérivée de la « Yagi » courante, mais offre cependant certaines particularités marquées qui font d'elle une antenne simple à gain très élevé et d'une commodité de mise au point remarquable (fig. XIII-100-A ; vue de dessous).

Son gain, par rapport à un dipôle simple, est de 12 à 12,5 d B (gains mesurés à l'émission et à la réception), ce qui correspond à un gain en puissance de l'ordre de 18. Outre la directivité très nette de l'aérien, ce gain élevé est également dû à l'absence de pertes créées par les ondes stationnaires ; en effet, un procédé de mise au point simple exposé plus loin permet de supprimer toute trace de « stationnaires » sur le feeder (ou si peu, qu'il serait ridicule d'en parler). A la vérité, les stationnaires résiduelles sont si faibles qu'elles ne sont pas décelables, même à l'aide d'un twin-lamp sensible.

Nous savons que toute antenne Yagi comporte un élément réflecteur et un élément radiateur ; quant aux éléments directeurs, ils sont en nombre variable. Jusqu'à présent, la distance entre chaque élément était absolument immuable et égale à 0,2 λ. Pour l'antenne Yagi-Berr au contraire, il convient de déterminer des écartements tels que le gain et la directivité soient maxima et que les pertes par ondes stationnaires soient minima.

L'établissement de cette antenne a été conduit selon le procédé suivant :

On a calculé une nappe de 4 éléments avec espacements de 0,2λ. La résistance de rayonnement du dipôle radiateur tombe ainsi à 13 ohms, du fait des éléments parasites (savants calculs, abaques, etc... !). L'impédance centrale offerte par le dipôle radiateur peut être considérée comme étant de 13 ohms également. On élève cette impédance à 300 Ω pour obtenir la connexion correcte du feeder bifilaire (twin-lead) de 300 ohms d'impédance caractéristique. La multiplication à obtenir est donc de 23, et elle est obtenue par le radiateur replié (ou dipôle folded) à éléments inégaux : tube de 12 mm., fil de 2 mm., distance d'axe en axe de 12 mm.

naires, ont été effectuées au mesureur de champ V.H.F., au twin-lamp et à l'aide d'un contrôleur comportant deux petites boucles accordées très peu couplées au feeder (distantes de λ/4); aux extrémités de chaque boucle, un détecteur au germanium alimente, par l'intermédiaire de deux bobines d'arrêt et une capacité de fuite, un microampèremètre. Au départ, les boucles accordées doivent être couplées au feeder de façon telle qu'en remplaçant l'antenne par une résistance pure 300 Ω (non-inductive) les lectures des deux microampèremètres donnent un rapport de 1 (pas de stationnaires).

Pour l'utilisation correcte du « twin-lamp », nous renvoyons nos lecteurs au chapitre XV-§9.

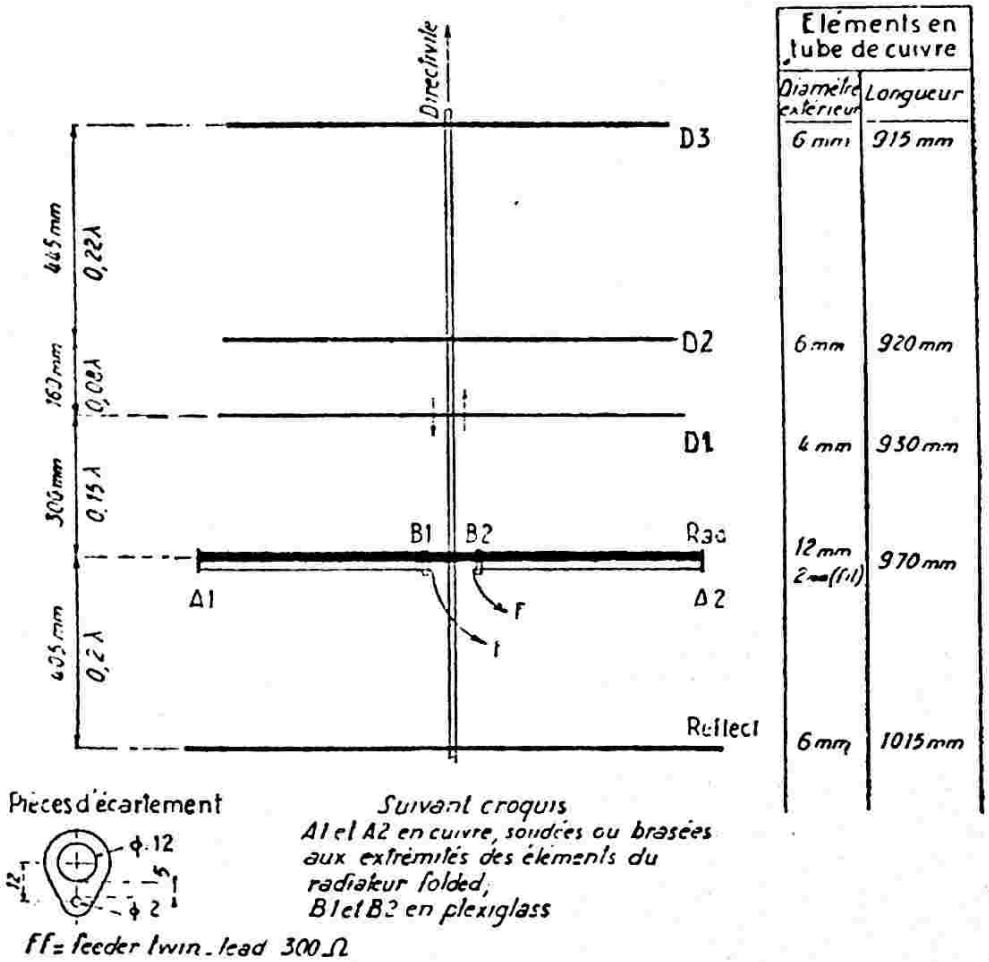



*Fig. XIII-100-A*

L'adaptation finale de la nappe tant au point de vue directivité, gain, adaptation de l'impédance du radiateur à celle du feeder (ondes stationnaires) a consisté à la modification des positions calculées des directeurs, et à l'adjonction d'un cinquième directeur (D1 sur notre figure).

Les mesures de directivité, de gain, d'adaptation d'impédances, d'ondes station-

Il faut signaler qu'il a été constaté au cours des diverses opérations de mise au point que la moindre bande métallique (telle que gouttière en zing à 3 mètres ou moins de l'antenne, ou au-dessous d'elle de 2 mètres ou moins) transforme complètement l'adaptation.

La figure XIII-100-A donne toutes les dimensions de cette antenne.

Le radiateur est constitué par un tube $A_1A_2$ de 12 mm de diamètre et de 970 mm de longueur, et par deux brins inférieurs $A_1B_1$ et $B_2A_2$ en fil de cuivre de 2 mm de diamètre. Les pièces d'extrémités $A_1$ et $A_2$ sont en cuivre et sont soudées au gros tube et aux brins inférieurs ; quant aux pièces $B_1$ et $B_2$, elles sont en plexiglass, ou mieux en polyéthylène, et servent uniquement de support aux brins inférieurs pour la connexion du feeder bifilaire 300 Ω. Pour la mise au point de sa propre antenne, l'amateur n'a nullement besoin de tous les appareils que nous avons cités précédemment. Un simple twin-lamp couplé de loin en loin tout au long du feeder, comme il est dit au § 9 chapitre XV suffit amplement.

En effet, après avoir monté toute l'antenne sauf le directeur $D_1$, l'amateur s'installe en un lieu bien dégagé de toutes masses métalliques comme nous l'avons dit. La mise au point se limite à rechercher l'emplacement optimum de $D_1$ entre $D_2$ et le radiateur folded, jusqu'à suppression de toutes traces d'ondes stationnaires sur le feeder accusées par le twin-lamp.

Dès ce petit travail achevé, l'amateur pourra être tranquille, certain du grand gain, de la directivité accusée et de la parfaite adaptation des impédances de son antenne. Il ne lui restera plus qu'à la hisser au sommet d'un support rotatif, le plus haut possible.

Nous dirons mieux même. Sans se livrer à la petite mise au point indiquée, l'amateur peut être presque certain des résultats en adoptant servilement la position de $D_1$ indiquée sur la figure. En effet, l'auteur a communiqué les dimensions brutes de cette antenne à plusieurs OM, sans leur indiquer les essais à faire en déplaçant $D_1$ ! Dans tous les cas, l'antenne a donné toutes satisfactions avec absence totale d'ondes stationnaires.

**Nota.** — Au lieu d'utiliser un feeder en bifilaire 300 Ω, il est recommandé d'em-

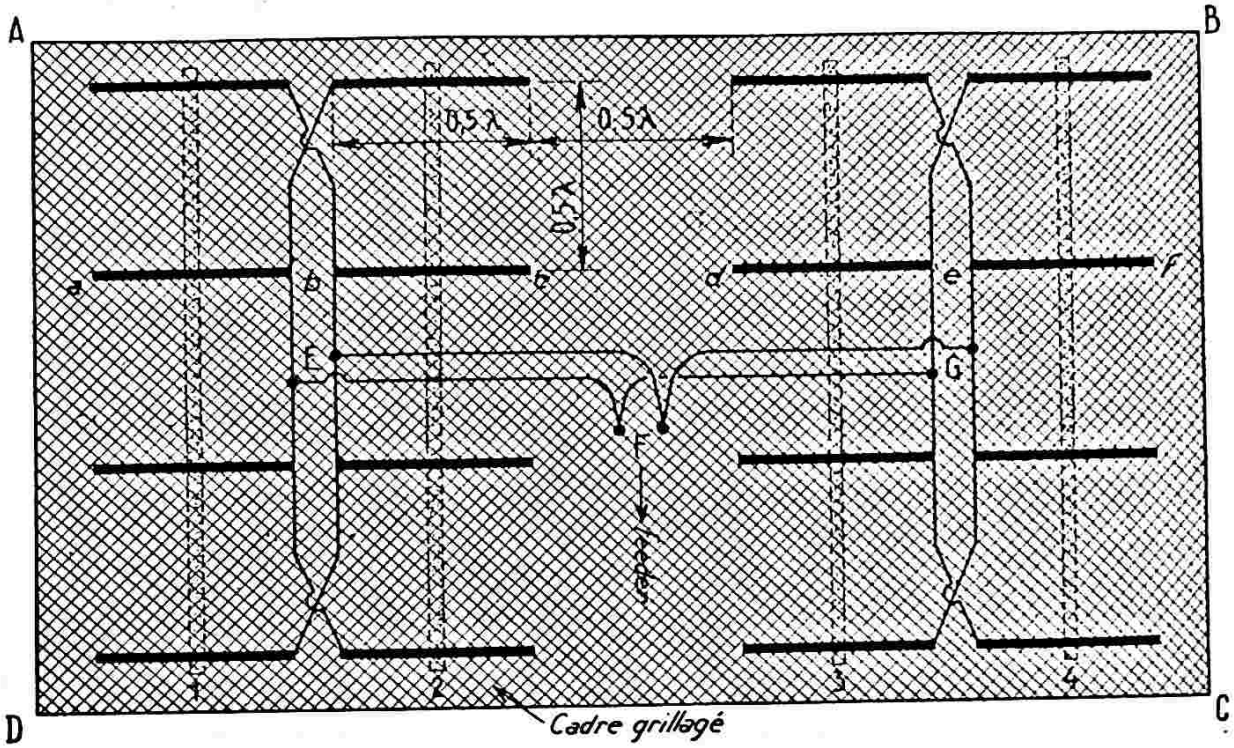



*Fig. XIII-100-B*

ployer du câble coaxial 75 Ω. Pour cela, l'élément *Rad.* doit être construit de la façon suivante :

Gros tube = diamètre 12 mm ;

Petits tubes = diamètre 5 mm (fil ou tube) ;

Distance d'axe en axe = 42 mm.

D'autre part, la distance d'axe en axe entre Rad. et $D_1$ doit être de 225 mm ; la distance entre $D_1$ et $D_2$ est alors de 235 mm ; les autres dimensions sont inchangées.

Voir l'abaque représenté plus loin sur la figure XIII-103-1 (Utilisation d'un feeder en câble coaxial 75 Ω).

Sur le câble coaxial, le plus près possible des connexions au radiateur, on glisse un tube de ferroxcube (longueur 50 mm; diamètre intérieur 8 mm ; diamètre extérieur 14 mm) dit « symétriseur », terme que nous préférons remplacer par *ferroxcube d'arrêt d'ondes de gaîne.*

⁂

**F) Antenne UHF à éléments 1/2 onde en phase (435 Mc/s).**

Ce type d'antenne est surtout utilisé et recommandé sur les fréquences très élevées. Notre réalisation, représentée sur la figure XIII-100-B, a été étudiée pour la bande 70 cm, soit 435 Mc/s environ. Comme on le voit, il s'agit d'un aérien à 16 éléments 1/2 onde ; pour chaque groupe, nous avons donc les dimensions réelles suivantes : ab = bc = de = ef = 33 cm (compte tenu des coefficients de correction) ; d'autre part, l'espacement cd entre chaque groupe est de 35 cm. Chaque élément est constitué par un tube de cuivre de 12 mm de diamètre, maintenu en son centre sur les supports 1, 2, 3 et 4. Aucune précaution d'isolement n'est à prendre pour ces fixations : Il n'y a pas de HF au centre d'un élément 1/2 onde. Chaque groupe est relié par des fils verticaux croisés ou non croisés, comme il est montré sur la figure. L'ensemble est monté devant un réflecteur plan constitué par un cadre ABCD de 1,75 m par 1,15 supportant un grillage soudé. La distance entre les éléments et le réflecteur plan n'est pas critique ; elle influe surtout sur l'impédance de l'ensemble, le gain restant sensiblement le même lorsque cette distance varie entre 0,1 et 0,2 λ. Dans notre montage, cette distance est de 10 cm. Aux points E et aux points G, l'impédance est de 300 Ω ; en conséquence, les liaisons EF et GF sont constituées par deux morceaux de ruban bifilaire 300 Ω de 55 cm de longueur chacun. Aux points F, à la mise en parallèle, l'impédance est de 150 Ω. Le feeder de liaison à la station devra donc présenter également cette même impédance de 150 Ω. Si l'on désire utiliser un feeder d'impédance différente (300 Ω ou 75 Ω, par exemple), il faut placer aux points F, une section Q ou un stub 1/4 d'onde, comme il a été expliqué au paragraphe 8 précédent. Voir également chapitre XVI, § 4 (fig. XVI-6-10).

Dans notre montage, c'est la polarisation horizontale que nous avons adoptée ; mais il est tout aussi facile de placer les éléments verticalement, si l'on désire la polarisation verticale de l'onde.

**G — Antenne VHF omnidirectionnelle toutes bandes type « GR. S ».**

En 1955, l'auteur réalisait une antenne VHF omnidirectionnelle toutes bandes, modèle GR 55, appelée aussi « antenne-spoutnik » par les amateurs ; cette antenne a d'ailleurs été décrite dans nos précédentes éditions, et nous disions qu'elle était sans doute perfectible.

En effet, elle l'était. Nous l'avons encore améliorée dans ses performances et dans sa réalisation pratique (plus grande facilité de construction).

Cette nouvelle antenne prend le nom de « type GRS ». Bien que protégée par des brevets, elle peut cependant être construite par tout amateur pour son usage personnel (non commercial). Voici, résumées succinctement, les caractéristiques essentielles de cet aérien.

*a*) Antenne universelle pour VHF convenant pour l'émission et la réception, convenant aussi pour la modulation de fréquence, et la télévision (sauf dans les régions à échos - images fantômes) ;

*b*) Antenne toutes bandes, convenant pour une très large bande de fréquences. Dans le modèle décrit, cette bande s'étend de 53 à 264 MHz ; et pratiquement, on peut encore déborder largement de part et d'autre.

*c*) Antenne omnidirectionnelle, c'est-à-dire sans directivité accusée, donc ne nécessitant pas l'emploi du système de rotation obligatoire chez l'amateur : On émet et on écoute dans toutes les directions ;

*d*) Antenne à gain appréciable par rapport à un dipôle simple, ce gain étant variable selon la fréquence, d'une part et selon la distance séparant les deux « étages » de l'antenne, d'autre part.

*e*) Polarisation horizontale ;

*f*) Feeder en câble coaxial 75 Ω d'impédance, plus robuste et plus stable dans le temps que le ruban 300 Ω ;

*g*) Rapport d'ondes stationnaires se maintenant relativement faible à toutes les fréquences.

L'aspect de l'antenne est montré sur la figure XIII-100-1. Les branches des pôles A et A′ s'inscrivent dans un plan vertical ; il en est de même pour les pôles B et B′ d'une part, C et C′ d'autre part, en enfin D et D′. Les quatre plans verticaux ainsi déterminés sont par ailleurs disposés orthogonalement entre eux (voir vue de dessus). A chacun des deux étages, on dispose donc des quatre dipôles suivants : AOB, BOC, COD et DOA ; les flèches représentent les directivités théoriques de chaque dipôle, mais pratiquement le diagramme de rayonnement a la forme indiquée en pointillés.

Chaque pôle triangulaire P présente les caractéristiques suivantes (voir fig. XIII-100-2) :

La figure OMN est un triangle isocèle, OH en étant la hauteur ; ceci, pour préciser que les trois extrêmités M, H et N sont en

ligne droite. La tige OH est donc un peu plus courte que les deux autres.

Longueur totale $l$ d'un pôle = 0,93 m ; d = 0,60 m ;

Rapport $l/d$ = 1,5 environ ;

Angle au sommet 0 = 37° environ.

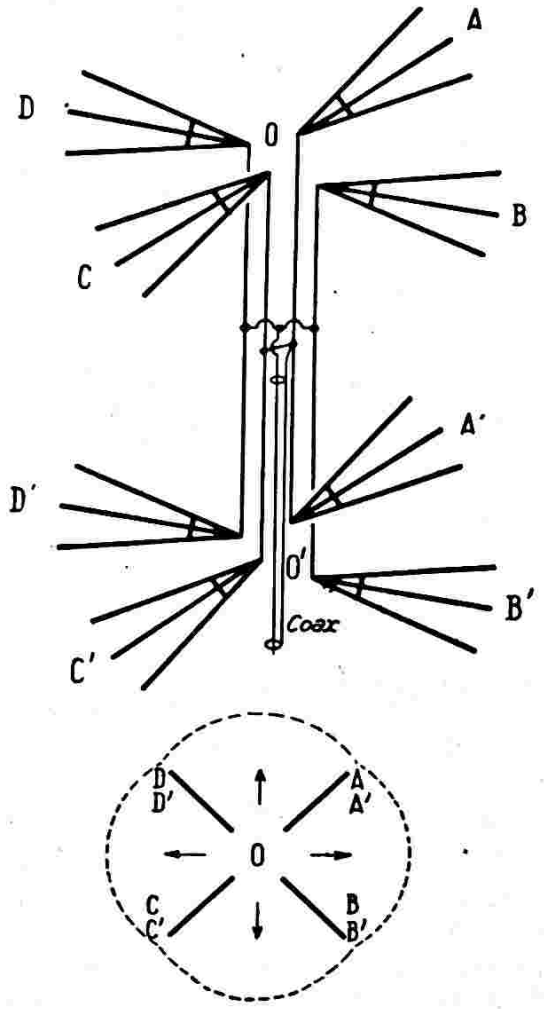






*Fig. XIII-100-1*

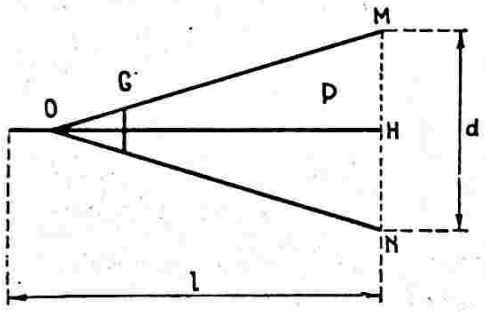



*Fig. XIII-100-2*

La pièce G est un organe soudé aux trois tiges de chaque pôle, uniquement destiné à renforcer la solidité ; la distance OG est de l'ordre de 20 à 25 cm.

Plus loin, nous donnerons toutes les cotes de détails nécessaires à la réalisation pratique.

**Détails des calculs**

Les calculs ont été conduits en appliquant les formules relatives aux antennes à pôles triangulaires plats.

$l$ = longueur d'un pôle ;

$k$ = facteur de correction (variable selon le mode de vibration).

I) Résonance 1 :

$$\lambda_1 = \frac{l}{k_1} = \frac{0{,}93}{0{,}164} = 5{,}67 \text{ m}$$

soit 53 MHz.

$R_1 = 63\ \Omega$.

II) Résonance 2 :

$$\lambda_2 = \frac{l}{k_2} = \frac{0{,}93}{0{,}364} = 2{,}55 \text{ m}$$

soit 118 MHz.

$R_2 = 480\ \Omega$.

III) Résonance 3 :

$$\lambda_3 = \frac{l}{k_3} = \frac{0{,}93}{0{,}644} = 1{,}44 \text{ m}$$

soit 210 MHz.

$R_3 = 160\ \Omega$.

IV) Bande couverte entre résonance 1 et résonance 3 : de 5,67 m à 1,44 m ; soit de 53 à 210 MHz. Mais le fonctionnement est encore correct en débordant de part et d'autre de ces fréquences.

Les résistances $R_1$ $R_2$ $R_3$ indiquées, selon la résonance, sont les résistances centrales présentées par un *dipôle* (formé de deux pôles P).

V) Les données précédentes nous permettent déjà de tracer (fig. XIII-100-3) les deux demi-cercles aux centres respectifs, l'un défini par le point $\frac{63 + 480}{2} = 272\ \Omega$ ; l'autre défini par le point $\frac{480 + 160}{2} = 320\ \Omega$.

On a ainsi une idée graphique de l'allure approchée de la courbe d'impédance d'entrée, laquelle tend à se confondre avec la moitié supérieure du cercle de R.O.S. constant maximum $\rho = \frac{U_{max}}{U_{min}} = 2{,}7$ tracé en pointillés pour $Z_d = 174\ \Omega$.

$Z_d$ est la moyenne de l'impédance centrale d'un dipôle :

$$Z_d = \sqrt{63 \times 480} = 174\ \Omega.$$

On a bien, en effet :

$$\frac{174}{63} = 2{,}7$$

$\frac{480}{174} = 2{,}7$ dans les conditions les plus défavorables.

Ces calculs ont été conduits en partant d'un dipôle-plan. Or, il s'agit d'un dipôle d'angle puisque, d'après leur interconnexion, chaque dipôle est constitué par deux pôles P disposés à 90°. Cette disposition particulière ainsi que l'utilisation de deux « étages », permettent d'obtenir un gain appréciable par rapport à un dipôle simple rectiligne classique (pris comme référence). D'autre part, avec un dipôle d'angle, les résistances et impédances diverses diminuent (notamment la résistance $R_3$ à la troisième résonance). Cet état de fait améliore encore le fonctionnement général de l'antenne.

Le graphique de la figure XIII-100-3 montre, en trait plein, la courbe réelle d'impédance d'entrée $R_a \pm j\,x$ d'un dipôle considéré seul, avec bande couverte en fonction du rapport d'ondes stationnaires et

Ceci correspond donc à deux quarts d'onde uniquement pour $\lambda = 2{,}935$ m ; c'est une solution de compromis, mais il faut bien choisir !

En réalité, la distance entre les deux « étages » influe considérablement sur le gain global de l'antenne (notamment, du fait du mode de vibration desdites barres de liaison). Les gains les plus élevés sont obtenus pour des barres de liaison d'une longueur égale à deux quarts d'onde calculés pour la longueur d'onde la plus grande (soit 5,67 m) ; mais cela conduit généralement à une antenne trop encombrante, trop haute et trop fragile.

Les gains définitifs obtenus par l'antenne compte tenu de l'espacement de 1,40 m entre les deux étages, sont variables avec la fréquence reçue ou rayonnée ; ils varient entre 6 et 13 dB par rapport à un dipôle rectiligne simple pris comme référence. Ces gains ont évidemment lieu dans toutes les directions et sont dûs, nous l'avons dit, à la superposition des deux

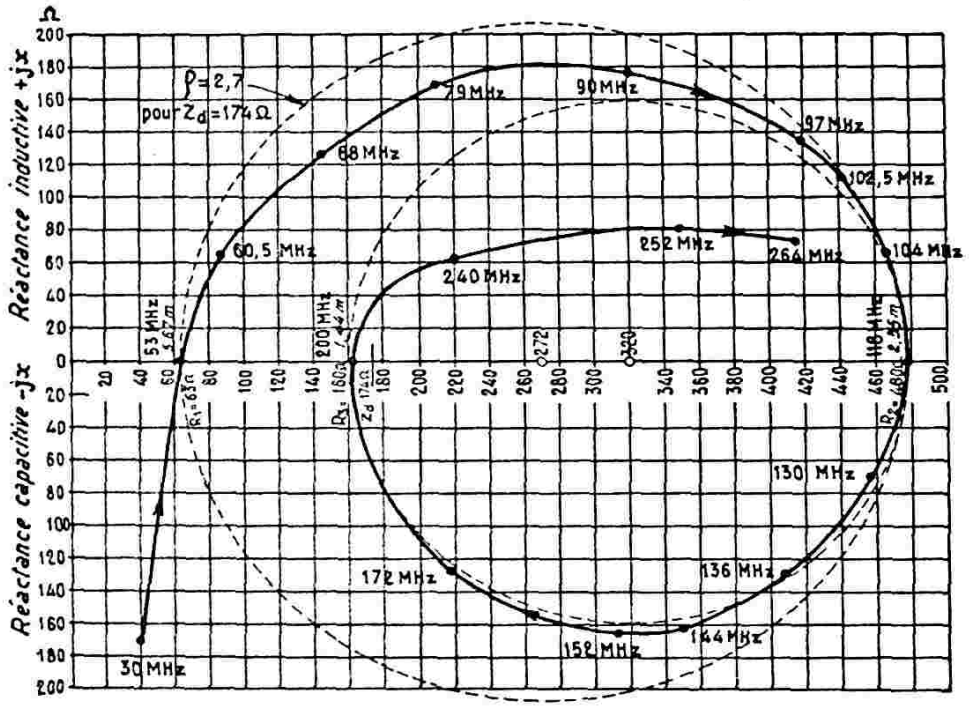



*Fig. XIII-100-3*

de l'impédance moyenne $Z_d$ que l'on se fixe à la connexion (174 Ω).

VI) Barres de liaison entre les deux « étages ».

Quart d'onde d'adaptation calculés pour 102,5 MHz, soit 2 935 m (solution de compromis).

Quart d'onde corrigé = 0,95 $\lambda/4$ = 0,70 m.

Longueur totale des barres de liaison = $0{,}70 \times 2 = 1{,}40$ m.

« étages » et à la concentration des faisceaux obtenue par les dipôles d'angle.

VII) Impédance caractéristique $Z_b$ des barres de liaison.

Elle doit être la moyenne entre l'impédance centrale des dipôles $Z_d$ et l'impédance $Z_{bc}$ des barres de liaison au point de connexion du câble coaxial.

Impédance du câble $Z_c = 75$ Ω.

Impédance des barres de liaison au point de jonction du câble, du fait du mode de connexion :

$Z_{bc} = 4\ Z_c = 4 \times 75 = 300\ \Omega$.

D'où impédance caractéristique $Z_b$ des barres :

$$Z_b = \sqrt{2\ Z_{bc} \times Z_d.}$$
$$= \sqrt{2 \times 300 \times 174.}$$
$$= 323\ \Omega.$$

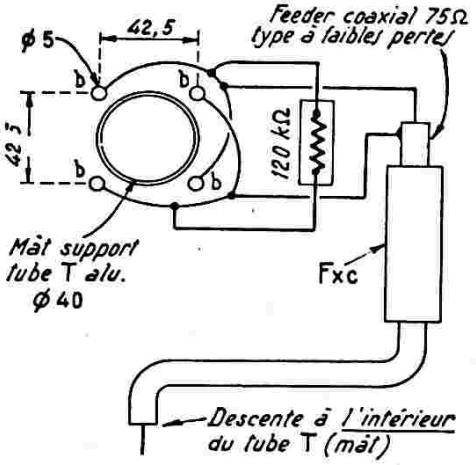



*Fig. XIII-100-4*

Cette impédance caractéristique est obtenue avec des barres de 5 mm de diamètre placées à 42,5 mm d'axe en axe.

La figure XIII-100-4 montre le détail de l'interconnexion des barres de liaison, leur écartement autour du tube central support (tube d'aluminium de 40 mm de diamètre) et le branchement du câble coaxial 75 Ω.

**Réalisation pratique**

L'antenne GRS est montée sur un mât fait d'un tube T en aluminium de 40 mm

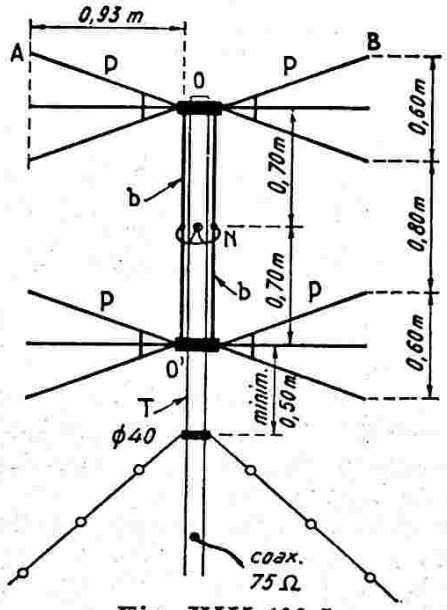



*Fig. XIII-100-5*

de diamètre et d'une longueur selon la hauteur à laquelle on désire installer l'aérien ; voir figure XIII-100-5.

Aux points 0 et 0' où sont montés les pôles P (quatre pôles par étage), nous avons deux ceintures octogonales C en acier inoxydable de 45 mm de hauteur et de 45 mm de côté. Ces ceintures sont maintenues concentriquement autour du tube T à l'aide de tiges filetées de 6 mm en croix, avec écrous et contre-écrous (le tout en laiton) ; voir figure XIII-100-6.

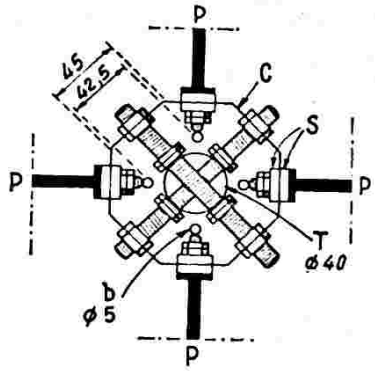



*Fig. XIII-100-6*

Les pointes des éléments en V des pôles se terminent par des morceaux de tige filetée de 6 mm en laiton, soudés aux éléments proprement dits ; voir figure XIII-100-7. Ces pointes traversent les ceintures

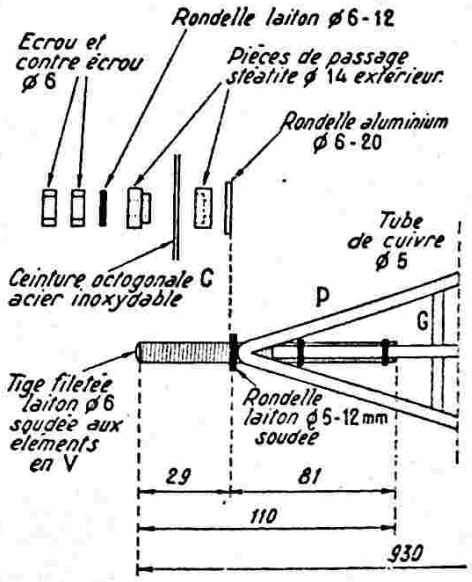



*Fig. XIII-100-7*

octogonales à l'aide de pièces de passage S en stéatite (type 3 x 25 240 T de Dyna) et sont fixées à l'intérieur avec écrous et contre-écrous. La longueur de 0,93 m d'un pôle s'entend jusqu'à l'extrémité de la tige filetée de 6 mm de fixation.

En bout des pointes des tiges filetées des pôles, nous avons les extrémités des barres de liaison inter-étages *b* qui y sont

soudées. Chaque pôle de l'étage supérieur est connecté électriquement au pôle de l'étage inférieur qui lui correspond. La distance entre étages, c'est-à-dire la longueur d'une barre de liaison, est de 1,40 m. L'interconnexion des barres de liaison *b* et le départ du câble coaxial s'effectuent au milieu de leur longueur.

Cette interconnexion, représentée sur la figure XIII-100-4, s'effectue en reliant les barres *b* deux à deux par des demi-boucles en pont. Les points milieux de ces demi-boucles sont connectés au câble coaxial 75 Ω à faibles pertes.

En parallèle sur les deux demi-boucles, nous avons une résistance au carbone de 120 kΩ étanche sous porcelaine. Cette résistance est absolument sans influence sur le fonctionnement de l'antenne ; mais elle permet de vérifier, à l'aide d'un simple ohmmètre, la continuité du câble et la jonction du câble aux barres de liaison.

A l'extrémité du câble coaxial, nous avons un élément « symétriseur » $F_{xc}$ ; il s'agit d'un tube de ferroxcube de diamètre intérieur 8 mm, diamètre extérieur 14 mm, et longueur 50 mm.

Nous estimons d'ailleurs que le terme « symétriseur » est assez impropre ici, et nous préférons appeler cet organe : *ferroxcube d'arrêt d'ondes de gaîne.*

En émission surtout, il est parfois utile — et en tout cas, recommandé — de relier le mât T à une bonne prise de terre.

Pour l'antenne GRS, tous les éléments en forme de V constituant les huit pôles, ainsi que les barres de liaison *b* et les demi-boucles d'interconnexion, sont exécutés en tube léger de cuivre de 5 mm de diamètre. Après montage, il est sage de recouvrir les pôles en V et les barres de liaison par une bonne couche de ripolin pour prévenir toute oxydation due aux intempéries.

La figure XIII-100-8 nous montre la liaison de l'antenne à l'entrée d'un récepteur, ainsi que le circuit de couplage à utiliser à la sortie d'un émetteur,

Dans le circuit de couplage à un émetteur, le condensateur ajustable 3/30 pF est correctement réglé, lorsqu'une variation importante de couplage (minimum à maximum) entre la bobine du PA et la bobine d'antenne, ne modifie pas le réglage de la résonance repéré sur le cadran du condensateur variable et accusé par le minimum au milliampèremètre anodique). Cette remarque vaut d'ailleurs pour tous les systèmes d'alimentation d'antennes au moyen d'un câble coaxial.

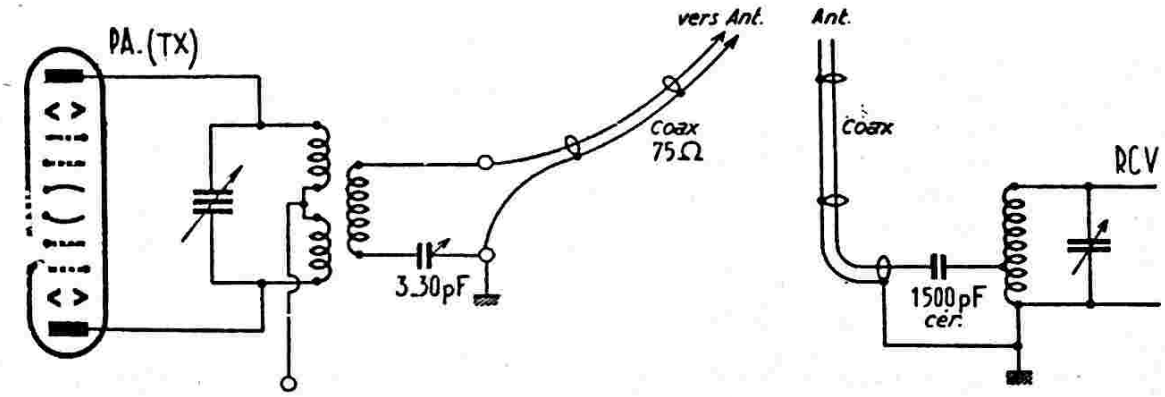



*Fig. XIII-100-8*

Ensuite, le câble coaxial pénètre à l'intérieur du tube-mât T pour la descente vers la station. En fait, nous effectuons une liaison entre des éléments symétriques (dipôles) et un élément asymétrique (coaxial). En employant ce tube de ferroxcube et en mettant le câble coaxial immédiatement « à l'abri » à l'intérieur du mât, on diminue considérablement le rayonnement dû au courant de surface, qui se produit sur la gaîne extérieure du coaxial dont le couplage capacitif à l'antenne est différent de celui du conducteur central (et augmente avec la fréquence).

**Antenne GR-144**

Du fait de ses propriétés, l'antenne type GRS pour VHF peut être considérée comme universelle, permettant notamment l'écoute sur n'importe quelle bande et dans toutes les directions. Son omnidirectivité surtout, retiendra l'attention des amateurs — récepteurs ou émetteurs — de la bande 144 Mc/s. Aussi bien, ces amateurs pourront-ils réaliser une antenne omnidirectionnelle pour la bande 144 Mc/s *uniquement.*

L'aérien ne sera plus « toutes bandes », il sera seulement pour la bande 144-146

MHz ; mais le rapport d'ondes stationnaires sera minimum et le gain sera maximum (12 db environ).

Dans ce cas particulier, voici les dimensions à respecter :

Caractéristiques d'un pôle :

On a :

144 MHz = 2,08 m.

En appliquant la formule relative aux antennes triangulaires plates pour la première résonance (vibration en 1/2 onde), on a :

$l = 0{,}164\ \lambda$

$= 0{,}164 \times 2{,}08$

$= 0{,}34$ m.

Comme précédemment, *l* est la longueur totale d'un pôle (voir figure XIII-100-2).

Par ailleurs, on a :

$l/d = 1{,}5$

d'où $d = 23$ cm.

Angle au sommet = 37°.

Distance 0 0' entre les deux étages (fig. XIII-100-5) :

2 quarts d'onde corrigés ;

soit : $2 \times 0{,}95 \times \frac{2{,}08}{4} = 0{,}98$ m.

Autrement dit, longueur des barres de liaison *b* inter-étages = 98 cm.

Impédance caractéristique de ces barres de liaison :

$Z_b = \sqrt{2 \times 300 \times 63} = 195\ \Omega$ environ.

Ce qui s'obtient sensiblement avec quatre tubes de 12 mm de diamètre distants d'axe en axe de 40 mm (fig. XIII-100-4 et 6).

Les pôles en V sont toujours exécutés en tube de cuivre mince de 5 mm de diamètre, mais aux nouvelles dimensions indiquées. Par contre, les barres de liaison sont faites en tube de cuivre mince de 12 mm de diamètre.

Tube support central = 32 mm de diamètre.

Avec l'antenne GR-144 utilisée sur 144 MHz, le gain obtenu est équivalent à celui d'une antenne Yagi à 5 éléments distants de 0,1 λ convenablement orientée (soit 12 dB environ). Avec l'antenne GRS utilisée sur 144 MHz, le gain obtenu est légèrement moindre (environ 10 dB, par rapport à un dipôle simple). Mais ces gains sont valables *pour toutes les directions*, alors qu'avec une antenne Yagi le gain n'est que pour un faisceau orienté dans une direction déterminée.

### H) Antennes V.H.F. pour postes mobiles

En principe, les antennes simples pour U.H.F. peuvent facilement être utilisées sur des postes mobiles, du fait de leurs dimensions réduites.

Cependant, nous allons voir, tout d'abord, une petite antenne verticale quart d'onde spécialement étudiée pour l'exploitation d'un émetteur U.H.F. ou V.H.F. sur voiture automobile.

Dans ce cas, l'antenne la plus simple, en effet, est très certainement la quart d'onde Marconi constituée par une tige télescopique (fig. XIII-101) et dont la base est reliée à la terre, en l'occurrence... la masse métallique de la voiture.

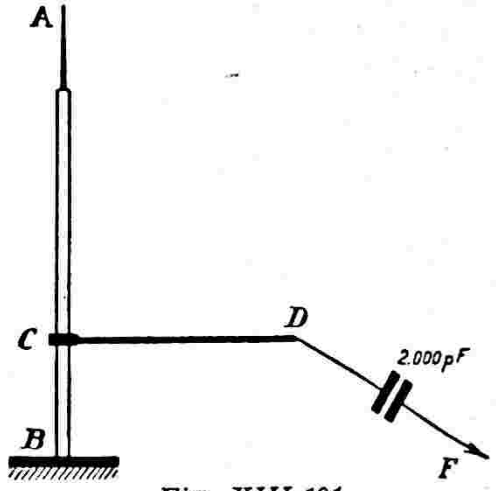



*Fig. XIII-101*

On peut fixer cet aérien sur une aile avant ou arrière, sur le côté de la carrosserie, sur le toit, ou encore sur le pare-choc arrière, mais, dans tous les cas, d'une manière dégagée. L'interposition de la masse de la voiture entre l'antenne et la station de réception entraîne souvent une diminution sensible du champ.

Les dimensions sont les suivantes :

$A\,B = \lambda/4$ ;

$B\,C = 0{,}07\ \lambda$.

Le feeder F peut avoir une longueur quelconque ; il attaque l'antenne par le collier C, mais doit s'en éloigner perpendiculairement sur une distance C D égale au moins à 0,14 λ.

Afin d'isoler l'antenne du courant continu d'alimentation du P.A. de l'émetteur (cas du couplage direct), on prévoit, au départ du feeder, une capacité série de 2.000 pF mica à faibles pertes.

On peut envisager également l'emploi d'une tige verticale 1/2 onde alimentée en tension à une extrémité (fig. XIII-102-1) ; mais la fixation de cette antenne est parfois difficile sur voiture automobile, puisqu'elle ne présente aucun point à la masse. Aussi la réserve-t-on aux montages transceivers ; sur automobile, on préfère la 1/4 d'onde Marconi de la figure XIII-101.

La figure XIII-102-2 montre un autre mode de liaison à l'émetteur, l'alimentation de l'antenne se faisant en intensité, à la base, par l'intermédiaire d'un câble coaxial. Pour 28 Mc/s, $C_1$ doit avoir une capacité maximum de 100 pF ; sur 144 Mc/s, 50 pF suffisent.

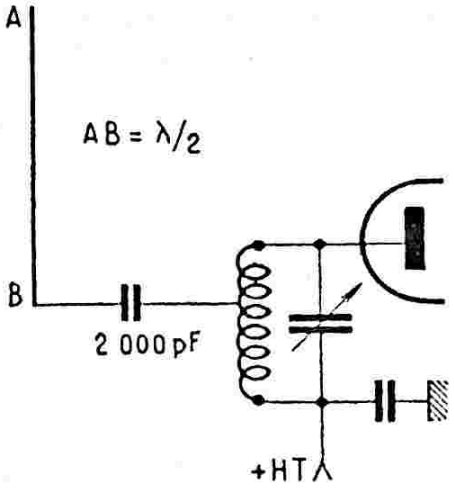



*Fig. XIII-102-1*

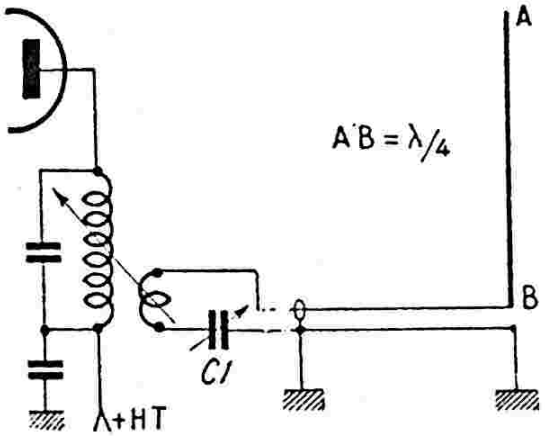



*Fig. XIII-102-2*

**Antenne « Halo » 144 MHz.**

Il existe, en vérité, de nombreux types d'antennes omnidirectionnelles, à polarisation horizontale, destinées à l'équipement de stations mobiles sur 144 MHz notamment. Néanmoins, nous nous limiterons à la description de l'antenne « Halo » seulement, parce qu'elle est simple à construire, simple à mettre au point également. Cette antenne est utilisée depuis de nombreuses années aux U.S.A. ; elle l'est toujours, car c'est une des meilleures du genre.

Le schéma de cette antenne est représenté sur la figure XIII-102-3, avec tous ses détails de construction (vue en plan et vue en élévation). Elle est constituée par un élément circulaire demi-onde H ; il s'agit d'un tube d'une longueur de 970 mm, replié en forme de cercle en laissant un espacement de 28 mm entre les extrémités.

Cet élément demi-onde circulaire est placé et utilisé dans un plan horizontal ; d'où le rayonnement omnidirectionnel en polarisation horizontale.

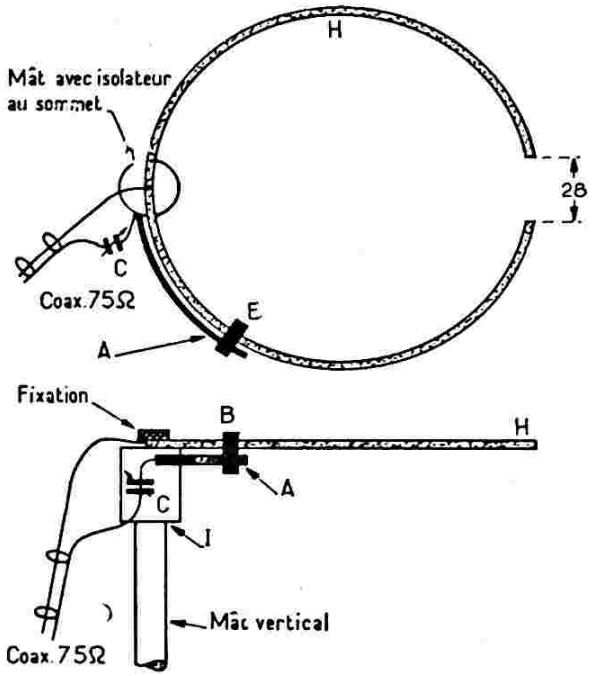



*Fig. XIII-102-3. — Il convient d'inverser les connexions du câble coaxial ; c'est le conducteur central (et non la gaine) qui doit être soudé au condensateur C.*

En un point diamètralement opposé à l'espacement de 28 mm (point « froid » du dipôle), cet élément circulaire est fixé à un isolateur I (bloc de polyéthylène), isolateur monté lui-même au sommet d'un mât vertical (tube métallique quelconque). La base de ce tube est fixée sur le toit, sur une aile ou sur le pare-choc, du véhicule. La longueur de ce tube doit être telle que l'antenne circulaire soit au moins à 80 cm au-dessus de la masse métallique la plus proche (c'est-à-dire, généralement, le toit du véhicule).

La liaison à l'équipement mobile V.H.F. s'effectue à l'aide d'un câble coaxial type 75 Ω de longueur adéquate.

Il nous reste à examiner l'adaptation du câble coaxial au dipôle circulaire. Cette adaptation se fait à l'aide d'un « gamma-match » constitué de la façon suivante : Un fil de cuivre (ou un tube) de 4 mm de diamètre (conducteur A) est placé au-dessous du dipôle H ; nous disons bien *au-dessous*, et non pas à côté, comme nous l'avons montré dans la partie supérieure de la figue XIII-102-3 pour une meilleure compréhension du dessin. A l'une de ses extrémités, ce conducteur A est emmanché de force dans un trou pratiqué dans l'isolateur I ; à l'autre extrémité, nous avons une pièce B en laiton percée de deux trous,

l'un de 6 mm, l'autre de 4 mm, pour le passage de H et de A. Cette pièce B doit pouvoir coulisser pour le réglage de l'adaptation. Le conducteur A est évidemment arrondi de façon à suivre la forme circulaire du dipôle H. La longueur totale de A est de 120 mm, et l'espacement entre A et H est de 25 mm (c'est-à-dire 30 mm d'axe en axe).

La gaîne du câble coaxial est soudée au point « froid » du dipôle H, c'est-à dire *au milieu* de sa longueur (point diamétralement opposé à l'écartement de 28 mm). Quant au conducteur central du coaxial, il est soudé à l'extrémité isolée du conducteur A, au ras de l'isolateur I, mais en intercalant en série un condensateur ajustable à air C de 3-30 pF (Transco).

La mise au point de cette antenne est simple : Disposant de l'émetteur de la station mobile et d'un pont de mesure d'ondes stationnaires intercalé à la base du câble coaxial (voir chapitre XXI § 11), il suffit de faire coulisser la barrette de court-circuit B et d'ajuster le condensateur C, pour l'obtention d'une impédance de 75 Ω et d'un taux d'ondes stationnaires *minimum*.

Si l'on ne dispose pas d'un tel pont de mesure, on ajuste B et C afin que l'antenne « charge » au *maximum* l'émetteur, ou que le rayonnement V.H.F. contrôlé à distance par un petit mesureur de champ soit également au maximum.

### l) Antenne hélicoïdale.

La figure XIII-102-4 nous montre l'aspect d'une antenne VHF hélicoïdale. Ce type d'aérien VHF présente des particularités très intéressantes. En effet, nous n'irons pas jusqu'à dire qu'il s'agit d'une antenne apériodique, puisque l'on calcule ses dimensions pour la fréquence moyenne de réception ; mais, sa bande passante est extrêmement large, puisque cette antenne fonctionne encore parfaitement sur des fréquences 20 % plus faibles ou plus fortes par rapport à la fréquence de calcul. C'est dire que cette antenne convient parfaitement pour un récepteur V.H.F. à bande de fréquences étendue ou pour la télévision.

De plus, cette antenne, utilisée à l'émission, rayonne des ondes sans polarisation définie. Utilisée à la réception, cette antenne capte aussi bien les ondes à polarisation verticale que celles à polarisation horizontale.

Comme on le voit sur la figure, on place l'antenne hélicoïdale devant un réflecteur plan circulaire de façon à lui donner un certain effet directif. Pour la fréquence calculée, on peut compter sur un gain de 11 à 13 dB.

Les dimensions de cette antenne, dimensions d'ailleurs assez peu critiques, sont calculées d'après les relations suivantes (λ, étant la longueur d'onde moyenne à recevoir) :

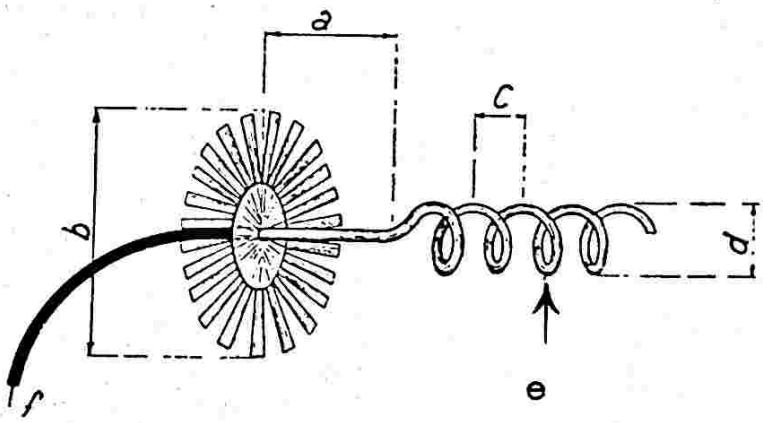



*Fig. XIII-102-4*

Distance entre le réflecteur plan et le début de l'enroulement en hélice **a** = 0,125 λ.

Le réflecteur-plan est constitué par un « moyeu » métallique portant de nombreux rayons métalliques également ; ce réflecteur-plan doit avoir un diamètre **b** de 0,8 λ. L'enroulement en hélice est exécuté avec un pas **c** de 0,25 λ ; le diamètre extérieur de cet enroulement **d** est égal à 0,333 λ ; enfin, le tube de cuivre constituant l'hélice doit avoir un diamètre **e** égal à λ : 60.

Cette mise au point achevée, il suffit de *souder* la barrette B aux éléments H et A, et l'on place une goutte de peinture sur la vis du condensateur C pour prévenir tout déréglage. En outre, ce condensateur est enfermé dans un petit tube en matière plastique bien étanche ; les trous de passage des connexions sont bouchés à la colle cellulosique. L'étanchéité est complétée en recouvrant le tout d'une couche de vernis, et le condensateur C est ainsi parfaitement à l'abri des intempéries. On fixe le câble au mât pour éviter toute traction sur les connexions.

On limite généralement l'enroulement en hélice à 5 ou 6 spires, sinon l'antenne manque de rigidité.

La descente d'antenne s'opère à l'aide d'un câble coaxial f de 150 ohms d'impédance (ou mieux, 125 Ω). Le fil central est connecté à l'antenne en hélice, et la gaine extérieure est soudée au réflecteur-plan.

**J) Utilisation d'un feeder en câble coaxial 75 Ω.**

Certains amateurs de la bande 144 Mc/s utilisent une antenne à plusieurs éléments présentant une impédance centrale du trombone de 300 Ω ; l'alimentation de cette antenne est effectuée par un feeder également d'impédance caractéristique de 300 Ω, feeder bifilaire appelé « twin lead » ou ruban méplat. C'est ce dernier que nous nous proposons de remplacer par un câble coaxial d'impédance 75 Ω.

En effet, l'emploi du ruban méplat 300 Ω n'est pas sans inconvénients :

a) Il n'est pas possible de le faire passer « n'importe où » ; il faut l'isoler soigneusement, l'éloigner des masses métalliques, du mât-support de l'antenne, des murailles, etc...

b) Lorsqu'un ruban méplat a séjourné deux ans au maximum à l'extérieur, a flotté au vent, aux intempéries, etc... il est pratiquement hors d'usage (si toutefois l'un des conducteurs n'est pas déjà coupé) ; il faut alors nécessairement le remplacer.

c) L'installation antenne-feeder a été soigneusement mise au point pour le rayonnement maximum et pour un rapport d'ondes stationnaires minimum ; cette mise au point a été faite par temps sec, un jour de beau soleil. Mais voici l'humidité, la pluie ou la neige ; l'antenne « pompe » mal, le rapport d'ondes stationnaires est élevé. Que s'est-il passé ? Les conditions atmosphériques, l'humidité notamment, ont considérablement modifiées les caractéristiques du ruban méplat bifilaire (impédance surtout) ; il y a désadaptation entre antenne et feeder, et cela se traduit par les ennuis et les perturbations signalés.

Ne soyons pas trop méchant et n'accablons pas davantage le « twin lead » 300 Ω ! Mais disons tout de suite à nos amis OM, que les trois inconvénients majeurs indiqués précédemment, disparaissent d'un même coup en utilisant du câble coaxial 75 Ω.

L'emploi du câble coaxial d'impédance caractéristique de 75 Ω entraîne deux modifications indispensables.

1° Adaptation du coaxial à l'antenne.

2° Adaptation du coaxial à l'émetteur et au récepteur.

Nous allons les étudier successivement.

*Adaptation du coaxial à l'antenne.*

Il est bien évident, en effet, que l'on ne peut pas relier sans inconvénient un feeder de 75 Ω à une antenne primitivement établie pour offrir une impédance centrale de 300 Ω. Deux solutions sont possibles pour réaliser cette adaptation :

A) On peut modifier le trombone, le folded, comme disent les amateurs) afin qu'il ait un facteur multiplicateur plus faible (4 fois plus faible) ; ainsi l'impédance tombera à 75 Ω. Pour modifier ce facteur multiplicateur, il faut agir, rappelons-le, sur le rapport entre les diamètres du gros tube et du petit tube constituant le trombone, et sur la distance d'axe en axe de ces tubes.

C'est ce que nous avons indiqué précédemment à la fin de la description de l'antenne Yagi-Berr 5 éléments.

On sait que l'impédance centrale d'un trombone considéré seul (aux points de connexion du feeder) est de 300 Ω. Mais selon le nombre d'éléments parasites utilisés (réflecteur et directeurs) et l'espacement de ces éléments, cette impédance centrale peut tomber à une valeur de quelques ohms seulement. Il convient alors d'augmenter l'impédance pour réaliser l'adaptation à celle du câble, en agissant sur les caractéristiques géométriques du radiateur, c'est-à-dire sur les diamètres $d_1$ et $d_2$ des tubes constituant le radiateur ainsi que sur la distance d'axe en axe D de ces tubes (fig. XIII-103-1). Cette même figure représente aussi le diagramme renseignant immédiatement sur le cœfficient multiplicateur propre du radiateur-trombone. On calcule le rapport $d_2/d_1$ et on le pointe sur l'échelle de gauche ; puis, on calcule le rapport $2D/d_1$ que l'on pointe sur l'échelle de droite. On joint ces deux points par une droit qui coupe l'échelle, centrale oblique en un point qui indique le cœfficient multiplicateur du trombone.

Rappelons encore que l'impédance aux points de connexion du feeder, soit d'un trombone considéré seul, soit d'une antenne complète (trombone accompagné des éléments réflecteur et directeurs) se mesure facilement à l'aide d'un pont ; voir chapitre XXI § 11, montages des figures XXI-33-1 ou 2.

Signalons que dans le cas de l'interconnexion d'une antenne symétrique (trom-

bone) avec un feeder asymétrique (coaxial), il est prudent et sage de monter le trombone complètement isolé électriquement du bras traversier ; pour la fixation, on s'aidera de colliers inoxydables et de plaques en polyéthylène. Rien n'est à modifier en ce qui concerne le réflecteur et les éléments directeurs.

Puis, nous avons le câble coaxial de liaison à l'émetteur ou au récepteur, câble AC de longueur quelconque. Les détails de connexion sont suffisamment clairs sur notre schéma pour que nous n'insistions pas davantage. Précisons cependant que les tresses (conducteurs extérieurs) sont reliées entre elles par un conducteur de 20/10

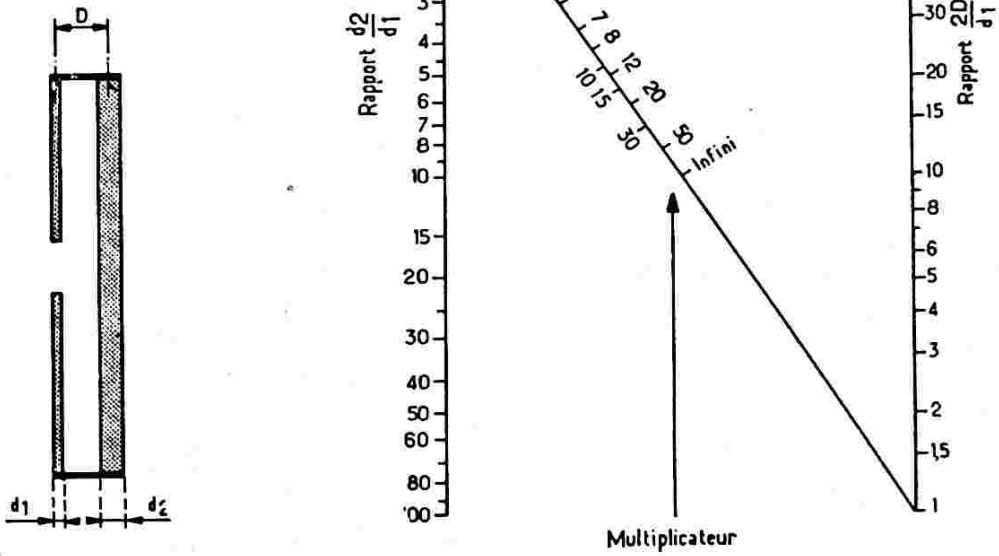



*Fig. XIII-103-1*

B) La seconde solution consiste à conserver l'antenne primitive à 300 Ω et à intercaler entre celle-ci et le feeder 75 Ω un dispositif « balun » opérant la liaison symétrique — asymétrique et l'adaptation d'impédances 75/300 Ω.

« Le « balun » ou « bazooka » à intercaler dans le cas présent est représenté sur la figure XIII-103-2. Il se compose essentiellement d'un morceau de câble coaxial replié en forme de U, les extrémités du conducteur central de ce fragment de câble étant connectées aux points A et B de l'antenne. La longueur de cette section en forme de U est très critique ; d'une extrémité de la tresse (conducteur extérieur) à l'autre extrémité, elle doit être de : $\frac{K \lambda}{2}$

λ étant la longueur d'onde, et K, le coefficient de vélocité dépendant du type de câble coaxial utilisé (voir tableau II et III, § 12, chapitre II). Pour des câbles coaxiaux courants, cela donne généralement une longueur de 66 cm.

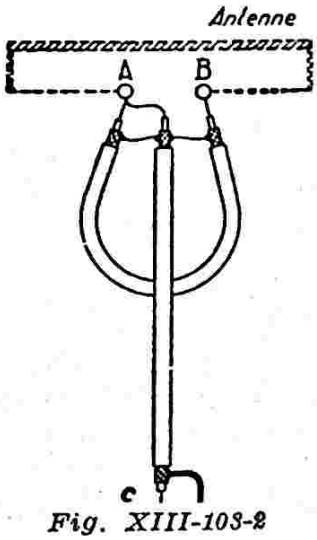



*Fig. XIII-103-2*

de mm en cuivre nu, soudé, et que la longueur des conducteurs centraux dépassant du bord des tresses ne doit pas excéder 12 à 15 mm.

*Adaptation du coaxial à l'émetteur.*

L'étage final PA-HF d'un émetteur 144 Mc/s est en général un montage push-

pull ; il nous faut également effectuer une liaison d'un étage symétrique à un organe asymétrique. La solution est extrêmement simple et illustrée par la figure XIII-103-3.

En principe, on conserve la même bobine $L_a$ de couplage d'antenne que celle utilisée avec le ruban bifilaire. Une extrémité de cette bobine est reliée au conducteur central du feeder coaxial, l'autre ex-

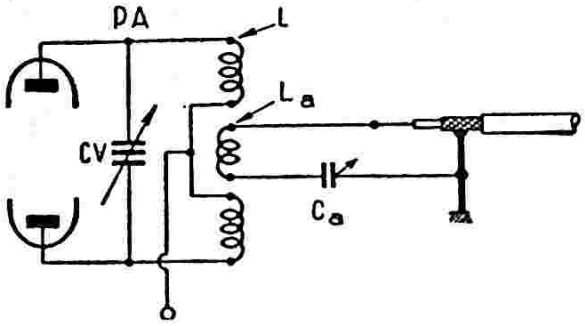



*Fig. XIII-103-3*

trémité aboutit à un condensateur ajustable à air $C_a$ de 3/30 pF « Transco » (organe suffisant pour les puissances allouées aux amateurs). L'autre armature du condensateur $C_a$ est connectée à la tresse du câble coaxial et à une bonne masse au châssis de l'émetteur (connexion de masse en fil de cuivre nu de 20/10 de mm de diamètre et aussi courte que possible).

Le réglage du condensateur d'antenne $C_a$ est correct lorsque des variations de couplage importantes entre $L_a$ et L (de couplage nul à couplage maximum) ne modifient pas le point d'accord à la résonance du circuit L CV (accord à la résonance repéré sur le cadran de CV et indiqué par le minimum au milliampèremètre anodique d'alimentation de l'étage PA).

*Adaptation du coaxial au récepteur.*

S'il s'agit d'un couplage indirect, avec bobine d'antenne séparée (figure XIII-103-4), cette dernière comportera deux fois moins de tours que la bobine primitivement éta-

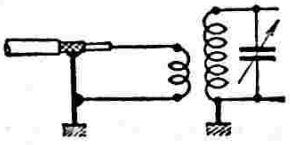


*Fig. XIII-103-4*

blie pour le feeder bifilaire 300 Ω. Exemple : Si le bobinage primitif comportait trois tours, le bobinage convenant pour notre câble coaxial 75 Ω n'aura qu'un tour et demi. Par ailleurs, cette nouvelle bobine présentera les mêmes caractéristiques que l'ancienne : même fil, même diamètre intérieurement et même point de couplage (côté froid de la bobine d'accord).

S'il s'agit d'un couplage direct (figure XIII-103-5), le nombre de tours entre le point d'attaque et la masse sera deux fois moindre de ce qu'il était précédemment.

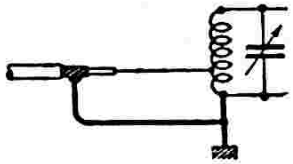


*Fig. XIII-103-5*

Exemple : Si nous avions deux tours pour le bifilaire 300 Ω, nous ramènerons à un tour, entre le point de connexion du conducteur central du coaxial à la masse.

*Types de câbles à employer.*

Nous recommandons l'emploi d'un type de coaxial 75 Ω à faibles pertes. Actuellement, on fabrique d'excellents câbles pour la télévision qui feront parfaitement notre affaire (affaiblissement de 0,12 dB par mètre environ). Parmi ces câbles à faibles pertes, nous conseillons soit les types « semi-aérés » ou « aérés », soit les types « pleins » en gros diamètre (12 à 13 mm). Pour les modèles « aérés » ou « semi-aérés » ne pas omettre de rendre étanches les extrémités des câbles coaxiaux placées à l'extérieur, afin que l'humidité ou l'eau de pluie ne puissent pas pénétrer à l'intérieur.

Cette étanchéité est facilement obtenue en enduisant lesdites extrémités avec une sorte de « colle » épaisse, non soluble à l'eau, obtenue en faisant dissoudre des morceaux de polystyrène (trolitul) dans un peu de trichloréthylène.

L'installation 144 Mc/s, et VHF en général, de l'auteur, est réalisée depuis des années entièrement en câble coaxial... et nous en sommes très satisfaits : jamais d'ennuis ; aucune modification du rayonnement ou du taux d'ondes stationnaires par temps chaud et sec ou par temps de brouillard ou de pluie ; plus de feeder coupé, alors qu'auparavant tous les ans il fallait procéder au remplacement du bifilaire.

Enfin, notons la possibilité de faire passer le feeder coaxial n'importe où, sans précautions d'isolement spéciales, et même **à l'intérieur** du tube métallique servant de mât-support à l'antenne.

## § 11. — Guides d'ondes

Pour conduire les courants à très haute fréquence d'un point à un autre, on utilise parfois des conducteurs spéciaux ; c'est le cas, par exemple, pour les ondes métriques, de la ligne coaxiale. Pour les ondes décimétriques et centimétriques, on utilise des guides d'ondes ; ce sont des tubes métalliques de section très souvent rectangulaire, dans lesquels se propagent les ondes (à la manière de la fumée dans un tuyau de poêle !). Voulant être à peu près complet, nous aborderons succinctement ce mode de conduction, en rappelant à nos lecteurs que l'étude de la production et de la réception des ondes décimétriques et centimétriques est faite au chapitre XVI.

Outre la ligne coaxiale courante (fig. XIII-104) dont le conducteur central est maintenu dans sa position correcte par des

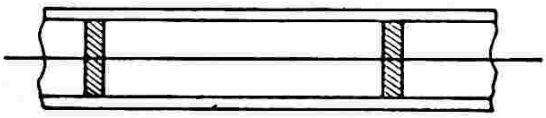


*Fig. XIII-104*

perles étoilées en stéatite, de loin en loin, on peut réaliser des conducteurs coaxiaux selon le principe de la figure XIII-105. Ce dernier procédé permet d'obtenir une grande rigidité mécanique ; une cavité C accordée sur $\lambda/4$ présente une impédance excessivement élevée faisant office d'iso-

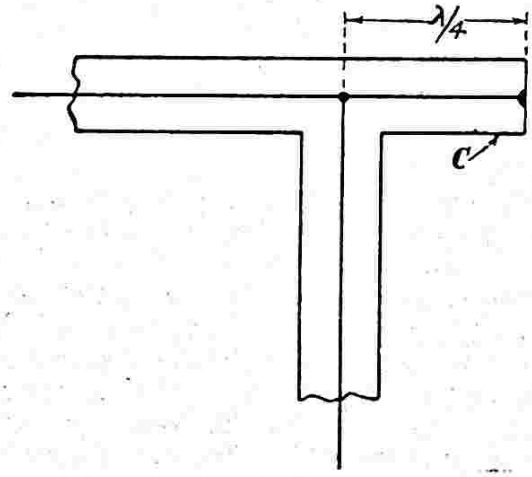



*Fig. XIII-105*

lant. Cette solution est très commode lorsqu'on a à relier deux lignes faisant entre elles un angle de 90°.

Un guide d'ondes, par contre, est un tuyau de cuivre ou d'aluminium (de section rectangulaire, comme nous l'avons dit déjà) dont le rôle est de *canaliser*, de *diriger* aussi, un faisceau d'ondes polarisées ; voir figure XIII-106.

La hauteur d'un guide d'ondes doit être au moins égale à 0,5 $\lambda$ ; pratiquement, on adopte 0,7 $\lambda$. A l'intérieur du tube, les ondes se propagent en se réfléchissant, comme l'indique le trait mixte.

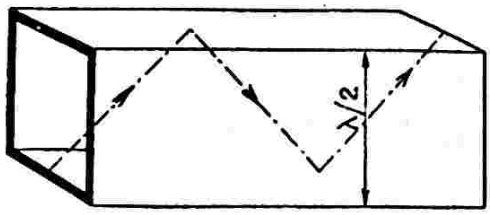



*Fig. XIII-106*

Tout guide d'ondes a une fréquence de coupure propre, fréquence au-dessous de laquelle l'énergie est très mal transmise, voire pas du tout. Un guide se comporte, sous cet angle de vue, comme un filtre passe-haut.

Lorsque l'on utilise un guide d'ondes pour transporter de l'énergie U.H.F. d'un point à un autre, cette dernière est introduite à une extrémité du tube, et prélevée à l'autre, au moyen d'une simple boucle dont on recherche la position pour obtenir une propagation correcte de la micro-onde.

D'autre part, lorsqu'une antenne est dans un espace libre — cas d'un dipôle simple — son énergie est rayonnée sensiblement dans toutes les directions. Par contre, si elle est dans un guide dont un seul côté est ouvert, le rayonnement électromagnétique ne peut emprunter que la seule direction de l'ouverture ; cette ouverture prend alors la forme d'un cornet.

Ces réalisations sont possibles, rappelons-le, du fait de la faible dimension des dipôles d'émission $\lambda/2$ (puisque $\lambda$ est de quelques décimètres ou centimètres).

Les ondes cherchent toutes les occasions pour s'affaiblir et se réfléchir ; aussi est-il nécessaire de surveiller les joints des tubes, leur profil rigoureusement constant, etc...

Il arrive fréquemment que l'on ait à connecter un guide à une ligne coaxiale, ou inversement. Cette jonction se fait par un adaptateur assez extraordinaire (fig. XIII-107) ; le conducteur central du coaxial se prolonge simplement à l'intérieur guide. On le termine par une boule plus ou moins aplatie ; plus cette tête est épanouie, plus la largeur de la bande passante est importante.

## § 12. — Essai d'un aérien

L'antenne est installée ! Mais bien souvent, elle se trouve sur les toits de divers immeubles plus ou moins accessibles, et l'on estime, à tort ou à raison, qu'elle « pompe » plus ou moins bien...

Nous l'avons pourtant taillée suivant de savantes formules ; que faire sans se livrer à trop de gymnastique ?

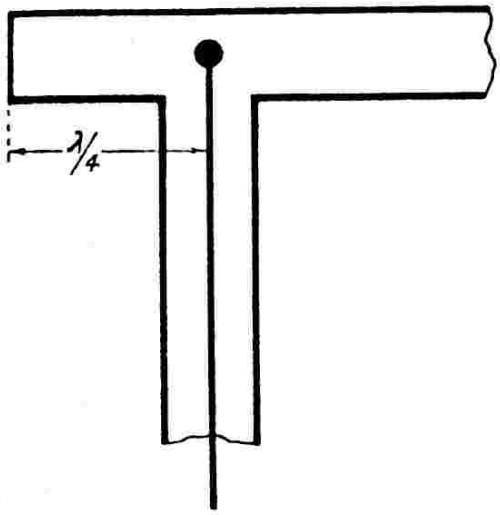



*Fig. XIII-107*

Solution : Remplacer provisoirement l'émetteur par un simple oscillateur E.C.O. équipé d'une EL84, par exemple, et intercaler à la base du feeder une petite ampoule (ampoule d'éclairage de cadran, par exemple, suivant l'intensité passant dans ledit feeder).

En surveillant l'éclat de l'ampoule et le courant au milliampèremètre plaque de l'E.C.O., on voit sur quelle fréquence l'aérien pompe le plus et, par déduction, le traitement à lui faire subir le cas échéant (l'allonger ou le raccourcir).

Si l'on a divisé la λ d'émission primitive par le fatidique facteur 2,07, pour l'antenne Conrad-Windom par exemple, et si l'aérien est *suffisamment dégagé des masses métalliques environnantes*, il n'y a pas lieu, en général, de retoucher la longueur du brin rayonnant. C'est souvent sur le point d'attaque du feeder uniquement qu'il faut agir.

Nous recommandons un petit oscillateur E.C.O. de faible puissance pour ce genre d'essai, afin de réduire au minimum le QRM possible apporté sur la bande. D'ailleurs, à faible puissance, les repères de « bon fonctionnement » ne seront que plus sensibles, plus pointus.

**Mise au point à l'oscillateur « grid-dip ».**

Tout d'abord, qu'est-ce qu'un oscillateur grid-dip ? C'est un oscillateur H.F. à fréquence variable, et muni d'un indicateur accusant la variation de courant grille lorsqu'un circuit à mesurer (circuit absorbant) vibre sur la fréquence propre d'oscillation de l'appareil.

Le schéma de montage d'un tel oscillateur est donné sur la figure XIII-108 ; la lampe oscillatrice est une simple triode 6C5 (circuit oscillant L-CV). La variation de courant grille est mise en évidence par

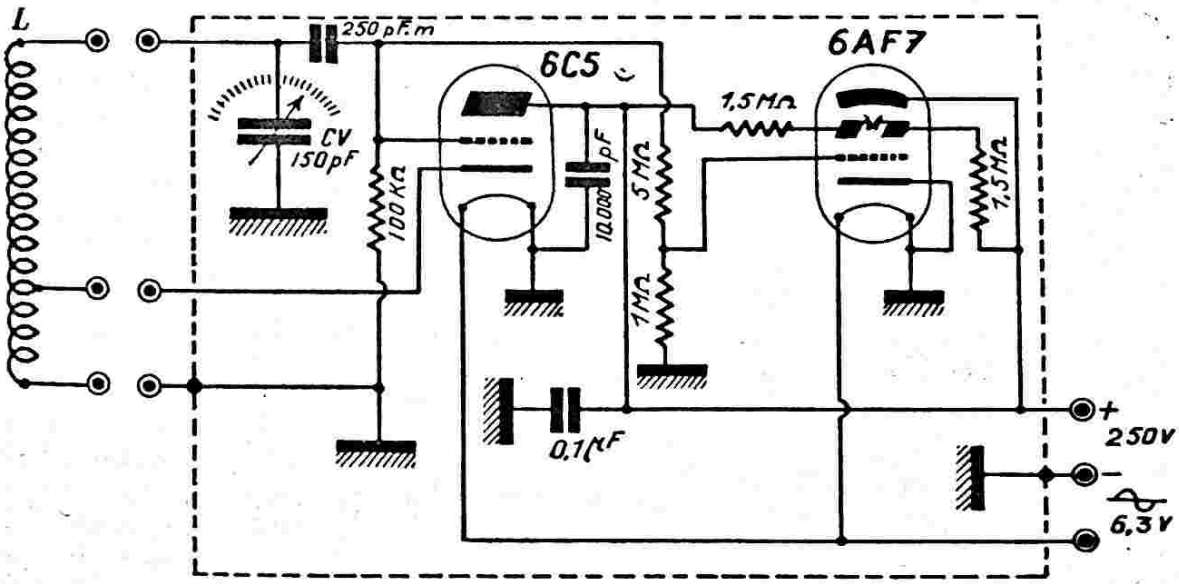



*Fig. XIII-108*

Puis faire varier la fréquence d'oscillation de l'E.C.O. dans les limites de la bande, sans oublier de réajuster chaque fois le circuit-anode de l'oscillateur.

un tube cathodique indicateur d'accord genre 6AF7, par exemple. L'ensemble est entièrement blindé, sauf la bobine L, qui est fixée extérieurement au coffret (man-

drin à broches), afin de permettre le couplage aux circuits à mesurer et également l'interchangeabilité du bobinage, de façon à pouvoir couvrir éventuellement plusieurs bandes de fréquences.

On utilisera un condensateur variable C.V. accouplé à un grand cadran-vernier, et l'on tracera des courbes d'étalonnage en fréquences (ou en longueurs d'onde) pour chaque bobine L (voir chapitre XXI, « Mesures et appareils de mesure », § 4). L'élaboration de ces courbes est chose facile avec un récepteur dont on est certain de l'étalonnage et accusant l'oscillation de l'appareil.

Le fonctionnement de cet oscillateur grid-dip se conçoit aisément : on couple l'aérien par un moyen d'absorption quelconque (ligne de couplage, ou quelques spires à la base du ou des feeders) au bobinage L. Puis, on manœuvre lentement le C.V. ; lorsque l'antenne vibre ou « pompe », cette absorption est mise en évidence par l'indicateur cathodique 6AF7. On fera un couplage assez lâche, afin d'avoir davantage de précision. Par lecture du C.V. et des courbes d'étalonnage, on voit immédiatement la fréquence de résonance de l'aérien ; on déduit alors le traitement à lui faire subir pour l'amener éventuellement sur la fréquence voulue.

Notes : 1° Disons en passant, qu'un « grid-dip-oscillator » permet, par le même procédé de couplage à L, de déterminer la fréquence de résonance d'une bobine, d'un circuit oscillant quelconque. Nous reviendrons d'ailleurs sur ces questions, ainsi que sur la mesure de la fréquence de résonance d'une antenne, au paragraphe 4 du chapitre XXI ; dans ce chapitre, un grid-dip pour V.H.F. est également décrit.

2° Le réglage des antennes V.H.F. sera étudié plus spécialement au cours du chapitre XV, § 9.

3° De très intéressants examens du fonctionnement des aériens peuvent être faits à l'aide de l'antennascope ; de nombreuses mesures aussi ; voir chapitre XXI, § 11.

## § 13. — A) Réflexions et conseils pratiques

## B) Construction d'un pylône type américain

A. — D'autres antennes auraient pu être décrites encore ; mais, au fond, elles découlent plus ou moins directement des exemples-types que nous avons étudiés précédemment.

Après ces descriptions, on est en droit de se demander : doit-on utiliser de préférence un aérien à brins verticaux ou horizontaux, produire une polarisation verticale ou horizontale du champ électrostatique ?

En ce qui concerne les bandes décamétriques (de 10 à 80 m), cette question a déjà été développée au cours du paragraphe 2 du présent chapitre. Nous n'y reviendrons donc pas.

Quant aux gammes U.H.F., d'après les expériences faites par de nombreux O.M., c'est la situation environnante qui guide le choix. Dans une région très boisée, la polarisation horizontale est préférable — les arbres formant des conducteurs verticaux absorbants. Mais si l'aérien voisine avec des conducteurs horizontaux : lignes électriques, téléphone, gouttières de toiture, il y a intérêt à produire une polarisation verticale du champ. D'autre part, dans une situation normale, une antenne verticale demi-onde gagne nettement comme portée à l'émission si la terre est bonne. Mais une antenne verticale perd beaucoup de ses qualités si on l'installe plus haut qu'une demie λ au-dessus de la terre.

Il convient cependant de noter que sur V.H.F. et U.H.F., le rôle de la terre est bien souvent tenu par toute autre chose que la terre elle-même : toiture, terrasse, carrosserie automobile, coffret métallique de l'appareil, plan de terre artificiel, etc...

D'autre part, toujours sur U.H.F. en général, lorsqu'il s'agit de trafic en réseau déjà organisé, il faut évidemment respecter la polarisation d'antenne qui y a été adoptée.

Nous ne sortirons pas trop du cadre de ce chapitre en mentionnant ici une petite note au sujet des contrôles relatifs à la valeur du champ incident, de S 1 à S 9 unités internationales, suivant l'échelle « S » du code amateur RST (voir chapitre XXII) :

Il a été admis qu'une augmentation de *un* point de cette échelle correspond à un champ incident *double*, lequel ne peut être créé que par une augmentation *quadruple* de la puissance antenne de l'émetteur. Ainsi, les conditions de propagation restant les mêmes pendant vos essais, si vous êtes reçu S 6 avec 10 watts H.F., il faudra envoyer 40 watts H.F. pour être coté S 7.

Autre exemple : avec l'antenne rotative compacte, on peut obtenir un gain en champ de 1,83 (par rapport à un dipôle simple) ; il faudrait multiplier la puissance par 3,35 (carré du gain) en utilisant un aérien ordinaire, pour produire un champ de même valeur chez votre correspondant.

Cela a été dit :

1° Car c'est une chose assez peu connue de nombreux O.M., qui vous bombardent

des S 9 + + ou des augmentations de S de 3 ou 4 points bien souvent illusoires.

2° Parce qu'il faut procéder à de nombreux essais d'antenne, de couplage ou d'adaptation avant de se faire une opinion définitive (la propagation entravant souvent les expériences).

3° Parce qu'il est recommandé de demander des contrôles à des stations équipées de récepteurs munis de « S-mètre » sérieusement étalonnés... et ne pas se fier à la seule appréciation de l'opérateur.

Nous espérons que les quelques aériens étudiés guideront le choix des amateurs suivant l'appareil qu'ils utilisent, l'emplacement dont ils disposent, ou leur suggéreront des idées pour de nouveaux essais.

Accorder une antenne consiste, au point de vue théorique, à la transformer en *résistance pure* vis-à-vis de sa source d'alimentation H.F. Aussi les rôles de la pince coupante et du facteur « patience » sont-ils primordiaux dans l'accord d'un aérien, au même titre que le « fignolage » de l'adaptation d'impédance des feeders, tant sur l'antenne que sur le circuit de sortie de l'émetteur.

Au sujet *feeders*, n'oubliez pas que, quels qu'ils soient, ils ne doivent « pratiquement » pas rayonner. L'ondemètre devra entrer presque en contact pour donner une indication.

Attention aussi aux matériaux utilisés, cuivre ou duralumin, isolants divers, etc. (1).

Utiliser pour le brin rayonnant, et aussi pour les feeders, du *fil de cuivre unique*, si possible émaillé. Tous les câbles torsadés ou divisés doivent être absolument proscrits. Avec du câble torsadé, par exemple, au bout de quelques temps, l'oxyde arrive à isoler les brins les uns des autres. L'onde suit alors chaque brin constituant le câble, et l'antenne paraît trop longue. Une foule de phénomènes connexes néfastes se manifestent également : mauvais contact avec des fils en parallèle, effet de self-induction additionnelle, etc...

Se souvenir que les courants H.F. se propagent presque exclusivement à la surface des conducteurs. L'étain et le zinc étant mauvais conducteur de l'électricité, il faut rejeter également les fils de cuivre étamé et les fils galvanisés.

En résumé, on emploie ordinairement du fil plein (fil unique), en cuivre électrolytique de 16 à 20/10 de millimètre. Afin d'éviter l'oxyde qui pourrait recouvrir le cuivre à la longue et offrir ainsi une résistence plus élevée pour la H.F., nous conseillons l'emploi d'un fil de cuivre émaillé.

Choisir comme isolateurs d'extrémités, des bons pyrex (2) par exemple, reliés par de la forte corde goudronnée ou du cordonnet en nylon.

D'autre part, on a avantage à couper les haubans du pylône de loin en loin, par des isolateurs ordinaires, afin d'éviter qu'ils vibrent sur la fréquence d'émission ou sur harmoniques, absorbant ainsi inutilement une partie de l'énergie H.F. rayonnée (fig. XIII-109). Eviter d'avoir entre deux isolateurs, une distance égale à une demi-longueur d'onde.

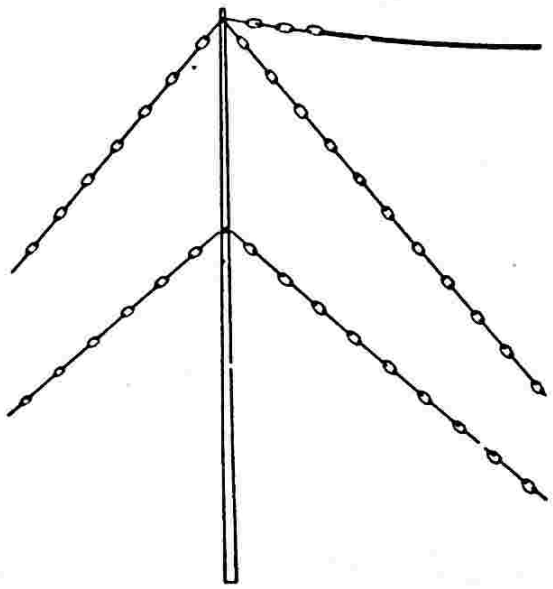


*Fig. XIII-109*

Il arrive de constater souvent, surtout en ville que les isolateurs (les œufs de porcelaine, notamment) soient recouverts de crasse, de suie, de rouille, etc... Pour les nettoyer, il suffit de les plonger quelques heures dans de l'acide sulfurique étendu d'eau, puis de les brosser à l'eau claire. Passer ensuite les isolateurs à l'étuve (ou au four de cuisinière !) ; ils reprennent ainsi leur aspect et leurs propriétés isolantes primitives.

Comme nous l'avons déjà dit, l'entraînement d'une antenne dirigée rotative peut se faire de plusieurs façons. C'est une *pure question mécanique*, et nous laissons libre cours à l'ingéniosité de nos lecteurs (entraînement par courroie, chaîne, pignons d'angle, etc..., soit manuellement, soit par moteur électrique).

Il est parfois ennuyeux de couper un brin rayonnant ou un feeder pour faire

(1) Est-il besoin de rappeler que les points de connexion antenne-feeder doivent être *obligatoirement soudés ?*

(2) Isolateurs « tibias » en verre pyrex.

une mesure d'intensité (principalement pour déceler la présence d'ondes stationnaires dans un feeder devant fonctionner en ondes progressives, ou pour déceler un ventre d'intensité, etc.). On peut alors utiliser un milliampèremètre thermique dont les bornes sont reliées à deux fils de cuivre rigides, les extrémités étant recourbées en forme de crochets (fig. XIII-110). Il suffit alors de promener les

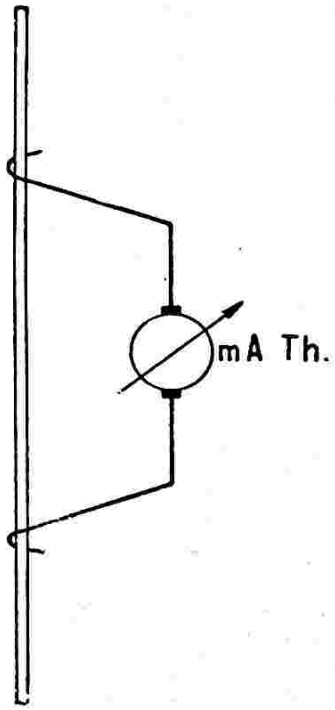



*Fig. XIII-110*

deux crochets le long du feeder, par exemple (à condition, évidemment, que ce dernier ne soit pas recouvert d'un isolant quelconque !). On ajuste leur écartement de façon à obtenir une déviation normale de l'aiguille. En somme, les deux crochets et la portion du feeder comprise entre eux, tiennent le rôle de shunt. Avec ce système, il est évidemment difficile de connaître la valeur exacte du courant H.F. ; c'est une lecture toute relative que l'on obtient. Mais néanmoins, ce petit appareil rend d'appréciables services pour la mise au point des aériens, dans bien des cas.

Enfin, dernières recommandations : monter de préférence l'antenne avec des poulies en haut de chaque pylône. C'est tellement plus commode pour descendre l'aérien !! D'autre part, nous ne conseillons pas l'utilisation d'un *arbre* élevé comme support d'antenne : le balancement par le vent amène, tôt ou tard, de nombreux ennuis (en général, rupture de l'antenne ou du fil d'amarrage).

Jusqu'à des hauteurs de l'ordre de 10 à 15 mètres, on pourra utiliser des poteaux en pin, sapin ou bambou.. Mais, pour des hauteurs supérieures, le travail devient délicat, d'abord pour trouver un poteau bien droit et élégant, ensuite pour le dresser !

Aussi, fait-on appel, alors, au pylône articulé « type américain », dont nous allons décrire maintenant un spécimen.

**B. — Pylône d'antenne « type américain ».**

Le mode de construction qui va suivre est très en vogue aux U.S.A. ; on trouve de nombreuses descriptions de ce genre dans toutes les publications américaines.

La description qui suit a trait à la construction et à l'érection facile d'un important *pylône de 22 mètres de hauteur.*

Espérons que ces quelques lignes résoudront la question souvent embarrassante du « poteau d'antenne » que se posent de nombreux amateurs français.

Les figures XIII-111-1 et 2 donnent l'aspect et les détails de construction du pylône (chaque partie est désignée par la même lettre dans les deux figures).

Comme on le voit sur la figure XIII-111-1 (vue de face), il s'agit d'un mât articulé rendant l'érection très commode. Sur la figure XIII-111-2 (vue de profil), le mât est dressé. Notre pylône comprend les parties suivantes :

1° Le piquet de base A. Il est fiché en terre à une profondeur de 1,50 mètre environ. La partie supérieure dépasse de 2 mètres au-dessus du niveau du sol et est amincie de façon à former deux plats.

2° Les deux montants inférieurs B et B'. Ils sont fixés sur les plats du piquet de base par deux boulons C et C' sur une longueur de 1 mètre. Ces montants ont une section de 10 × 10 centimètres et une hauteur de 7,50 mètres. De loin en loin, entre les montants, on place des cales d'épaisseur fixées par deux boulons, afin de parfaire la solidité et de maintenir un écartement régulier (pour la commodité du dessin, nous n'avons représenté que deux de ces cales, D et D'. Au sommet de B et B', on prévoit des trous pour le passage de l'axe d'articulation F.

3° Le mât intermédiaire E. Il a une section de 10 × 10 centimètres et une hauteur de 7,50 mètres. A 85 centimètres environ d'une extrémité, on perce un trou pour l'articulation F. Puis, de ce même côté, on fixe un contre-mât G, à l'aide de deux boulons, sur une distance de 80 centi-

mètres ; ce contre-mât a également une section de 10 × 10 centimètres, mais une longueur de 6 mètres seulement. A l'extrémité du contre-mât, on place au moyen des tire-fonds I et I', un taquet H percé

Passons maintenant à l'érection du pylône : rien de plus simple !

Tout d'abord, il convient de planter en terre le piquet de base A seul. Il sera sage, préalablement, de passer à la créo-

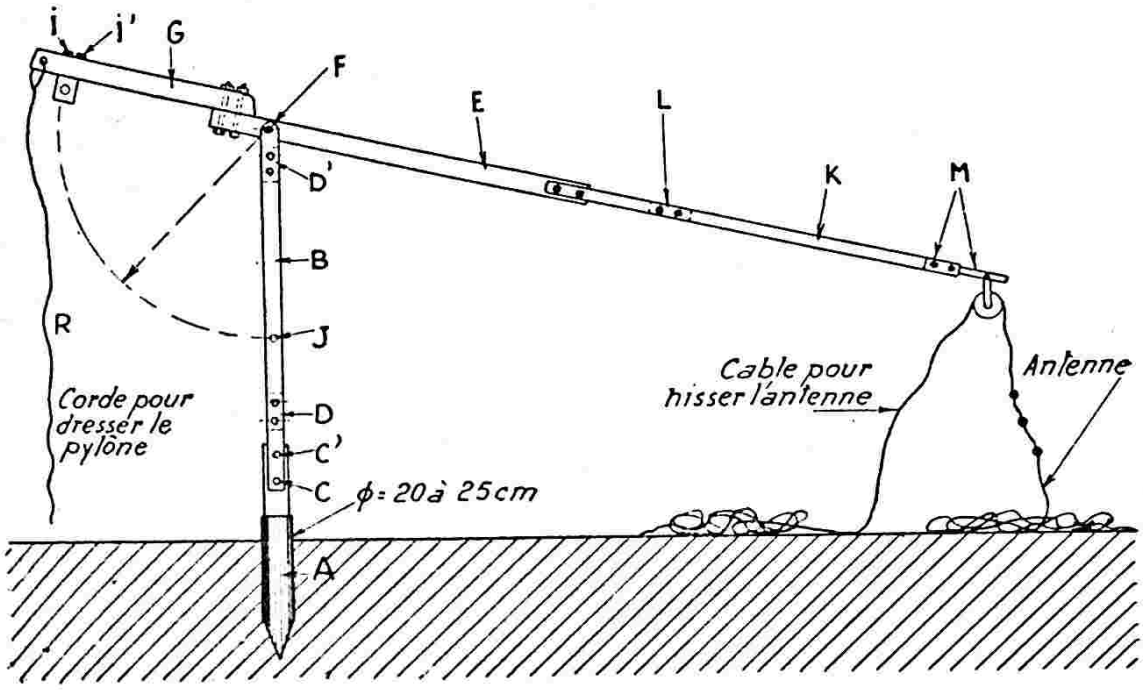



*Fig. XIII-111-1*

d'un trou. Ce trou doit correspondre aux trous J des montants B et B', afin de permettre le passage de la cheville d'arrêt.

4° Les deux montants supérieurs K et K'. Ils ont une section de 8 × 4 centimètres et une longueur de 8 mètres. Ils sont fixés au mât intermédiaire E, par deux boulons sur une distance de 80 centimètres. De loin en loin, comme pour les montants B, on place des cales d'épaisseur maintenues par deux boulons ; ces cales seront de moins en moins épaisses, de façon que les montants K et K' forment une légère flèche. Enfin, au sommet, entre les deux montants, on fixe le mâtereau M, destiné à recevoir les haubans de tête et la poulie pour hisser l'antenne.

Lorsque l'on est en possession de toutes les pièces de bois (pièces que peut fournir n'importe quel charpentier), il convient d'en faire l'assemblage couché au sol. Lorsque tout fonctionne parfaitement (articulation, trous du taquet et des montants inférieurs, etc.), il faut fixer les haubans : trois, au point intermédiaire N, et trois au sommet, en P. Enfin, on passera le câble dans la poulie du mâtereau M, destiforte corde R à l'extrémité du contre-mât G.

sote, à plusieurs reprises, la partie qui sera enterrée (préservation contre la pourriture). Puis tasser fortement le sol tout autour du piquet, afin d'avoir une base solide.

Ensuite, emmancher les montants B et B' sur le piquet de base en plaçant le boulon C. On dresse alors cette première partie, le boulon C' formant pivot à la verticale, on met le boulon C, et le pylône a alors l'allure de la figure XIII-111-1.

Enfin, on tire sur la corde R pour l'érection finale et on immobilise l'ensemble en enfonçant la cheville J. Il ne reste qu'à placer rapidement les six haubans, et notre pylône de 22 mètres résistera vaillamment et victorieusement aux orages les plus violents.

Quel bois employer ? Pin, sapin, ou hêtre sont très suffisants ; on peut d'ailleurs, avant l'érection, passer l'ensemble au carbonyl, afin de prolonger la conservation. Grâce à ses articulations, ce pylône peut, d'autre part, être facilement couché au sol, de manière à le revêtir, chaque année par exemple, d'une couche de peinture ou de carbonyl.

Signalons, à ce sujet, que la peinture dite « aluminimum » apporte au bois, également, une excellente préservation ; de

plus, ce qui ne gâte rien, elle donne au pylône, un aspect métallique d'un très bel effet.

Citons également les pylônes à section triangulaire réalisés en tube léger (Portenseigne, Fracarro, Leclerc, etc.) dont un exemple est représenté sur la figure XIII-111-3. Ces pylônes sont fournis par éléments ou tronçons de 3, 4 ou 6 mètres de longueur (selon le cas). Deux procédés de montage sont proposés : soit assemblage complet au sol en position horizontale, puis dressement du mât tout monté et haubannage ; soit montage directement en place, en position verticale, avec assemblage tronçon par tronçon et haubannage au fur et à mesure de l'érection. Il est possible d'atteindre des hauteurs de l'ordre de 40 m (si cela est nécessaire...). Bien que très robustes, ces pylônes sont relativement légers (1,2, 2,7, ou 3,5 kg par mètre) selon la fabrication.

⁂

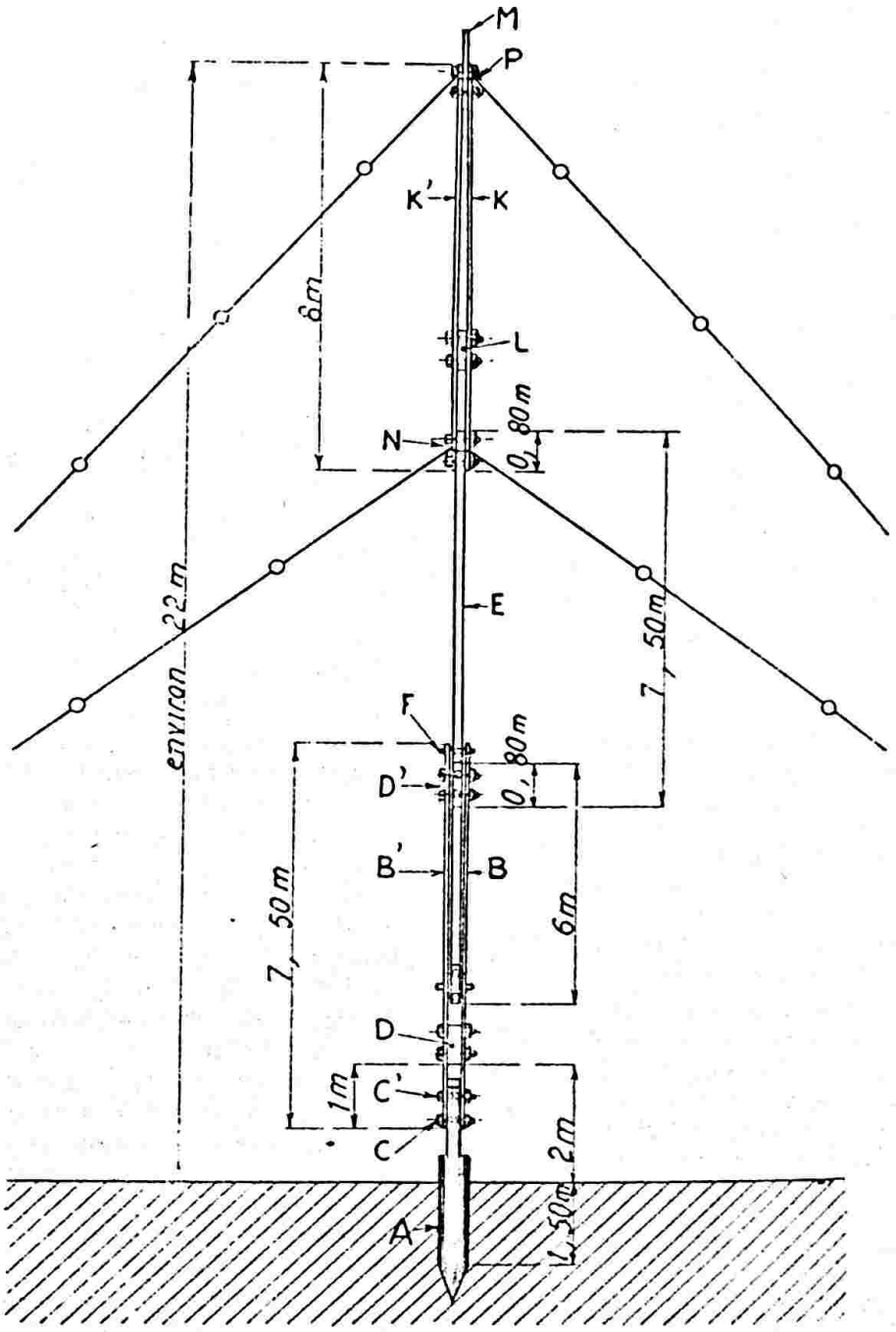



*Fig. XIII-111-2*

Il est parfaitement entendu que celui qui veut installer une antenne de radio (soit sur un toit, soit à partir du sol) en a absolument le droit ; aucun propriétaire ne peut s'y opposer sous peine de se voir poursuivre pour « trouble de jouissance » (décret du 30 septembre 1953).

Naturellement, l'amateur demeurant en ville, ou à proximité d'un aérodrome, et envisageant l'installation de pylônes imposants, fera bien de prendre connaissance, soit des arrêtés municipaux, soit de la réglementation de l'aérodrome, se rapportant à ce sujet (*avant* d'entreprendre la construction !).

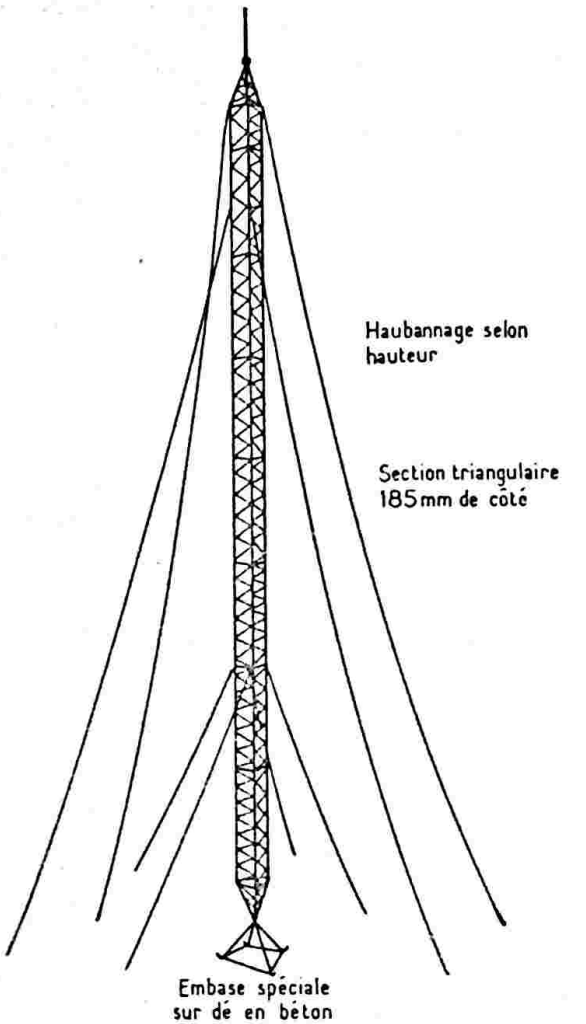



*Fig. XIII-111-3*

**Inverseur « émission-réception » et parafoudre.**

Comme nous l'avons dit au début de ce long chapitre, l'amateur utilise généralement le même aérien à la réception et a l'émission. Il profite ainsi, à la réception, de la directivité et de la fréquence de résonance propre de l'antenne d'émission.

Le passage d'une position à l'autre se fait à l'aide d'un *inverseur*.

S'il s'agit d'un feeder à *deux fils*, d'impédance caractéristique bien déterminée, il faut évidemment un inverseur *bipolaire ;* mais, il faut aussi que cet inverseur n'apporte pas une *rupture d'impédance* dans le feeder (surtout sur U.H.F.) En d'autres termes, il faut que cet inverseur, qui peut être considéré comme une portion de feeder, ait la même impédance caractéristique que ce dernier. Commercialement, on réalise des inverseurs bipolaires de ce genre spécialement étudiés pour les feeders d'impédance courante (600, 300 et 72 ohms).

S'il s'agit d'un feeder monoconducteur, l'inverseur sera du type unipolaire et ses caractéristiques propres n'ont aucune importance sérieuse.

Naturellement, dans les deux cas, on doit choisir des inverseurs donnant des contacts absolument parfaits, et à faibles pertes (montage sur stéatite H.F.). Ils seront, soit du type à commande manuelle (inverseur à couteaux), soit du type électromagnétique à relais avec contact-inverseur, soit encore, du type électromagnétique à basculeur à mercure.

Il existe des quantités de relais sur le marché, relais présentant les caractéristiques les plus diverses et parmi lesquels il est aisé de trouver exactement le modèle dont on a besoin. En outre, ces relais sont à des prix assez bas, et il serait ridicule de se priver de ce perfectionnement dans l'automatisme des commandes.

Il reste évidemment à résoudre l'alimentation de ces relais (excitation de leur bobine) ; mais cela ne pose aucun problème sérieux. Parmi toutes les solutions qui peuvent être envisagées, en voici trois (les plus communément adoptées) :

*a*) On peut concevoir un petit redresseur auxiliaire avec un transformateur abaisseur délivrant la tension requise (selon qu'il s'agit d'un relais 12 ou 24 volts) ; le redressement est assuré par une cellule au sélénium ou par une diode au silicium *Red.* (voir figure XIII-112 en A ; voir aussi au chapitre XII § 12, le montage des figures XII-37 et 38). La commande manuelle « émission-réception » s'effectue par une section d'un inverseur multiple commandant par ailleurs les alimentations H.T. de l'émetteur et du récepteur.

*b*) On peut aussi, en utilisant le même principe, prévoir l'alimentation directe du relais par le secteur (voir en B sur la figure). Le redressement est effectué par une diode au silicium type BY100. La chute de tension nécessaire est obtenue, soit par une résistance $R_1$, soit par un condensateur $C_1$, en série. La valeur de la résistance ou la capacité du condensateur à utiliser dépend évidemment de la tension du secteur et de la résistance propre de la bobine d'excitation du relais ; on vérifie que la tension d'excitation est convenable en branchant un voltmètre aux bornes de la bobine.

*c*) On peut également faire traverser la bobine du relais par le courant H.T. alimentant un circuit ou un étage quelconque

de l'émetteur. Le relais est shunté par une résistance $R_2$ de valeur convenable pour obtenir la tension V requise (12 ou 24 volts) à ses bornes, le relais « collant » en émission. Cela est représenté en C sur la figure XIII-112 ; voir aussi un exemple au chapitre XVII § 9 III (fig. XVII-30).

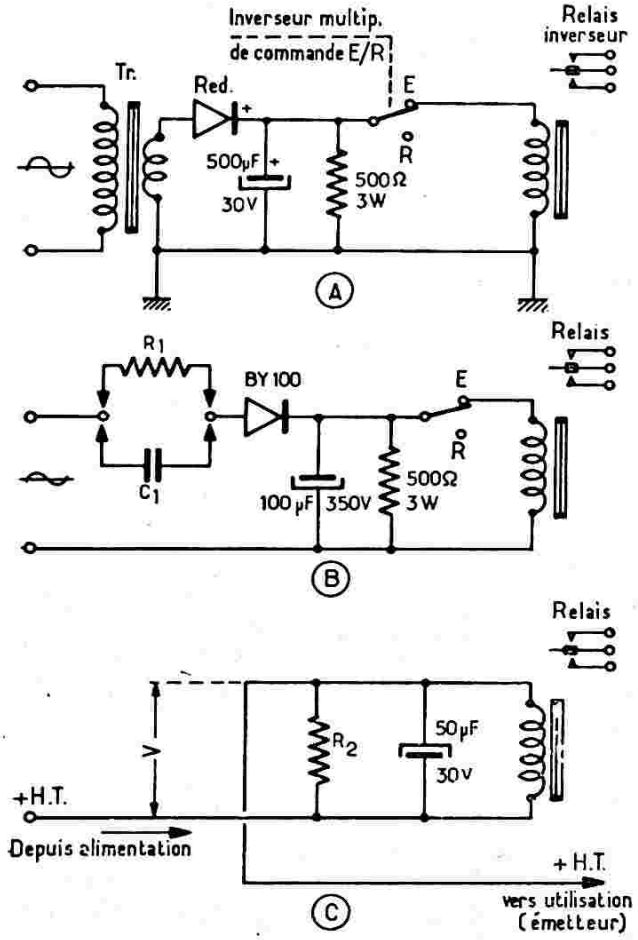



*Fig. XIII-112*

Outre l'inversion de l'antenne, il est évident que des relais peuvent être utilisés dans divers autres circuits des stations d'émission et de réception pour des dispositifs de sécurité ou en vue de l'automatisme des commandes. L'excitation de leur bobine est réalisée selon le mode qui paraît le plus favorable.

***

Les parafoudres utilisés en radio sont des dispositifs de protection contre les effets nuisibles de l'électricité atmosphérique sur les antennes notamment. Ces perturbations peuvent être : soit une accumulation de charges statiques atmosphériques sur l'antenne ; soit une induction importante provoquée par un coup de foudre voisin de l'antenne.

Bien entendu, si la décharge atmosphérique atteint **directement** l'antenne, si la foudre « tombe » sur l'antenne, les dispositifs parafoudres quels qu'ils soient, ne servent absolument à rien. En effet, une antenne, même associée à un parafoudre, ne saurait remplir le rôle d'un paratonnerre **dans ce cas-là** ! D'ailleurs, il n'y a aucune raison pour que la foudre tombe sur une antenne, de préférence à une cheminée, un clocher ou un toit voisin. Ce sont là, précisément, les bizarreries imprévisibles et capricieuses de la foudre ; car, une antenne n'attire pas cette redoutable foudre... elle n'a aucun pouvoir dans ce sens ! Qu'on se le dise !

De plus, lorsque nous parlons d'antennes dans le cas présent, il ne s'agit nullement des cinq à dix mètres de fil accroché entre deux cheminées ou entre deux murs — souvent à un niveau inférieur à celui de la toiture — fil constituant les petites antennes de réception courantes. Pour ces dernières, aucun risque et aucune précaution spéciale à prendre ; voilà déjà un grand nombre de lecteurs qui doivent être rassurés.

Nous voulons parler des antennes longues, très élevées et bien dégagées, utilisées dans les stations d'écoute et par les amateurs-émetteurs. De telles antennes, extrêmement bien isolées par ailleurs, sont le siège par temps d'orage d'importantes charges statiques et de non moins importantes inductions au moment des éclairs. Ces charges et ces inductions peuvent présenter un certain danger pour les appareils de réception ou d'émission connectés à la base de l'antenne, pour l'opérateur et pour le bâtiment. Il convient donc d'écouler cette électricité à la terre, et c'est le rôle du parafoudre.

Il n'est absolument pas du tout conseillé de relier l'antenne **directement** à la terre, au moyen d'un inverseur à couteau par exemple, comme on le voit hélas trop souvent. Ce procédé consiste, en quelque sorte, à transformer l'antenne en paratonnerre ; or, les antennes n'ont pas les caractéristiques, ni la structure pour cela.

Absolument pas conseillées, non plus, les antennes « libres » ou « en l'air », c'est-à-dire dont l'arrivée est déconnectée de tout. L'écoulement de l'électricité recueillie ou induite est impossible ; les charges s'accumulent jusqu'au moment où elles provoquent une suite d'étincelles en un point d'amorçage le plus facile, avec une cloison, une charpente, une tapisserie, un isolateur de passage quelconque, etc... (d'où risque d'incendie).

**Le seul procédé efficace** consiste donc à débrancher l'antenne des appareils normalement utilisés et à la commuter, par un inverseur, sur un dispositif parafoudre se

chargeant d'écouler à la terre l'électricité recueillie ou induite de l'installation aérienne (fig. XIII-113-A).

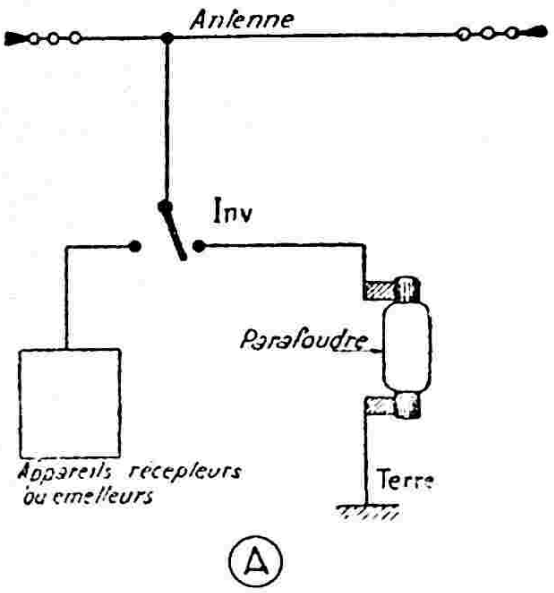



*Fig. XIII-113-A*

Comme on le devine, il est recommandé de monter le parafoudre à l'extérieur des bâtiments ainsi que l'inverseur et d'utiliser une excellente prise de terre (conduite d'eau, plaque de terre, etc.).

Il est possible de distinguer les parafoudres à éclateurs ou à peignes et les parafoudres à gaz. Nous donnons notre préférence, et de très loin, aux parafoudres à gaz, parce que beaucoup plus efficaces que les premiers.

Un parafoudre à gaz a la forme représentée sur la figure. Il est composé d'une ampoule en verre épais comportant des contacts plats à chaque extrémité destinés à être emmanchés dans un support à mâchoires. Chaque contact est relié à une électrode intérieure du parafoudre. L'ampoule de verre renferme un gaz raréfié (néon, hélium, hydrogène) ; cette atmosphère gazeuse offre normalement une résistance très élevée. Par temps d'orage, la surtension présente sur l'antenne, ionise le gaz et le rend momentanément très conducteur; ce qui permet l'écoulement aisé de l'électricité atmosphérique vers la terre (parafoudre « Lutèce » CA20 S1 ou « La Radiotechnique » 4378).

Lorsqu'il s'agit d'une violente induction provoquée par un coup de foudre voisin, le tube parafoudre s'illumine brutalement, les électrodes internes font même parfois fonction d'éclateur ; mais dans tous les cas, la préservation est assurée, la surtension induite étant canalisée vers la terre.

Lorsqu'il ne s'agit que de charges statiques, l'amorçage du tube parafoudre ne se produit que lorsque ces charges atteignent la tension requise ; le tube alors s'illumine, et laisse écouler les charges vers la terre. L'**accumulation** des charges dans l'antenne pouvant atteindre des potentiels dangereux est donc impossible. Mieux même, l'accumulation des charges statiques dans l'atmosphère environnant l'antenne est très difficile, puisque ladite antenne et son parafoudre offrent à ces charges un chemin privilégié pour atteindre le sol, et ce d'une manière lente, permanente et régularisée. En évitant cette accumulation des charges dans l'atmosphère, on conçoit que, en même temps, on minimise les chances d'un coup de foudre brusque ou d'une décharge directe sur l'antenne et le bâtiment.

On pourrait être tenté d'utiliser, comme élément parafoudre, un simple tube au néon. Ce serait une erreur grossière, les électrodes d'un tel organe ne présentant pas la robustesse nécessaire.

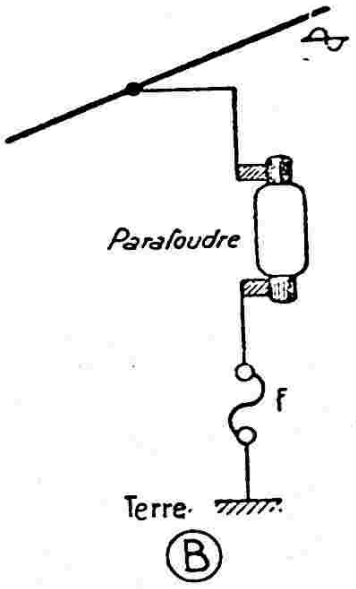



*Fig. XIII-113-B*

Dans le cas d'antennes extrêmement hautes, importantes et dégagées employées par les stations dites commerciales, on utilise des **combinateurs** qui comportent à la fois un parafoudre à peigne, un tube à gaz de décharge, un protecteur à incandescence et une bobine de réactance. Néanmoins, la simple, mais efficace disposition de la figure XIII-113-A convient parfaitement pour les stations d'amateurs.

Pour obtenir une préservation plus complète d'une installation d'amateur, nous conseillons aussi le montage d'une ampoule parafoudre sur chacun des fils de distribution électrique ; il est prudent d'intercaler en F (figure XIII-113-B), un fusible de sécurité de 3 à 5 ampères. Cette précaution

n'est pas motivée ici pour l'écoulement des charges statiques, le secteur ne présentant pas les qualités d'isolement suffisantes pour permettre l'accumulation de ces charges mais uniquement pour limiter les surtensions dues à l'induction dans le cas de décharges atmosphériques voisines (ampoules Lutèce CA 20 P1).

## § 14. — Terre

Nous avons vu au début de ce chapitre, le rôle de la terre dans le rayonnement.

En résumé, une antenne verticale nécessite une prise de terre parfaite ; par contre, dans le cas d'un aérien horizontal, le rôle de la terre est beaucoup plus effacé (mais on ne peut pas dire qu'il soit négligeable, bien au contraire, *surtout dans le cas* de l'antenne Conrad et de ses dérivées Hertz, Fuchs, Long Wire, etc., par exemple).

Comment établir une prise de terre ?

Tout d'abord, ne pas prendre la prise de terre du réseau de distribution électrique comme référence absolue ! Car, *en principe,* tous les points neutres du secteur doivent être reliés à la terre (si, toutefois, la solution de mise à la terre a été admise par la compagnie de distribution — ce qui n'est pas obligatoire). Mais, *en pratique,* il importe d'éviter les courants susceptibles de s'établir dans le sol entre deux points à des potentiels différents, courants qui peuvent donner lieu à des perturbations, d'abord sur la répartition des charges entre phases de la distribution considérée ; et aussi, surtout sur des lignes voisines de réseaux indépendants du premier (lignes téléphoniques, par exemple). Dans ce but, le nombre des prises de terre est aussi réduit que possible. On peut se trouver alors assez loin de l'une d'elles ; et de ce fait, il faut n'estimer qu'à sa juste valeur, la « terre » du neutre du réseau.

D'après M. Schiesser (*Bulletin de l'Association Suisse des Electriciens,* 1923), on considère que la résistance d'une prise de terre est égale à :

$$R = \frac{V}{I}$$

V étant la différence de potentiel appliquée entre la plaque de terre et un point quelconque du sol situé à une distance de 20 mètres ; et I, l'intensité du courant qui passe dans le circuit fermé par ces deux points.

Dans ces conditions de mesure, voici, à titre indicatif, quelques résultats obtenus :

*a*) Plaque de cuivre 700 × 700 × 1 millimètres entourée de charbon de bois :

Sol caillouteux : 150 à 260 ohms ;

Sol argileux : 10 à 17 ohms.

*b*) Bande de feuillard de cuivre 0,002 × 0,018 × 18 mètres, entourée d'humus :

Sol caillouteux : 25 à 60 ohms ;
Sol argileux : 3 à 5 ohms.

D'autre part, la résistivité de différents sols, rapportée à celle de l'argile prise comme base, est proportionnelle aux chiffres suivants :

| | |
|---|---|
| Argile | 1 |
| Humus | 2 |
| Sable | 3 |
| Cailloux | 10 |

Enfin, voici, d'une manière générale, et pour un terrain de résistivité moyenne, la variation de la résistance d'une plaque de terre en fonction de sa surface (fig. XIII-114).

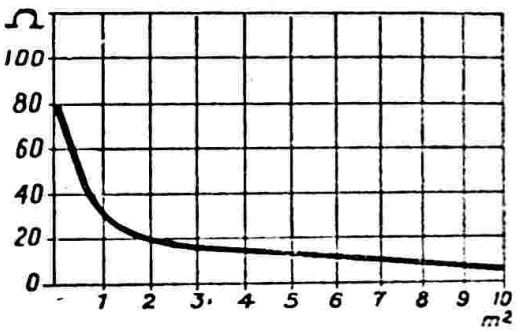



*Fig. XIII-114*

On voit qu'au-dessus de deux mètres carrés, la résistance diminue d'une façon très peu sensible.

En conséquence, une plaque de fer galvanisé, de zinc, ou mieux de cuivre, de 2 mètres carrés de surface enfouie à 1,50 ou 2 mètres de profondeur, constituera généralement une prise de terre suffisante, tout au moins pour la réception.

Mais ne délaissons pas la question vue sous l'angle « émission ».

Le courant qui circule dans l'antenne se prolonge dans le sol pour venir se fermer, par courants de déplacement dans l'air, entre la terre et les points à potentiel H.F. élevé de l'antenne. Il peut donc en résulter des pertes par effet Joule dans le sol (antenne Marconi, principalement).

La prise de terre idéale serait constituée par un important treillage de gros câble en cuivre enfoui en terre sous l'antenne, et couvrant une surface plus grande que la projection de ladite antenne sur le sol. Le plus souvent, une telle terre est difficile à réaliser, et on doit se contenter d'une prise beaucoup plus modeste.

En *ondes courtes,* les résistances de terre des antennes sont presque négligeables, par suite de leurs très fortes résistances de rayonnement (facilité de faire le rapport « hauteur effective/λ » élevé) ; ce n'est cependant pas une raison suffisante pour négliger complètement l'établissement d'une bonne terre, qui est peut-être facultative au point de vue rayonnement H.F. (cas de certaines antennes horizontales), mais qui peut, cependant, diminuer considérablement — même supprimer — les ronflements d'induction sur la B.F., et aussi certains accrochages parasites de l'émetteur.

Pour une antenne verticale Marconi, avec laquelle la terre est d'importance capitale au point de vue rayonnement H.F., on peut constituer une excellente prise de terre en réunissant des fils aussi nombreux que possibles répartis en « rayons » autour d'un point commun. Ces fils ont une longueur au moins égale à $\lambda/4$ et sont enterrés à 50 cm. dans le sol (point commun sous la projection de l'antenne verticale).

Avec une antenne Conrad horizontale, on peut améliorer la conductibilité du sol, en enterrant un réseau de fils parallèles, distants de 1 à 2 mètres, et dans la même direction que l'antenne. On place ainsi une dizaine de fils, débordant d'autre part, largement, la longueur de l'antenne ; ces fils sont connectés entre eux à une extrémité par un fil transversal soudé allant au poste.

Dans tous les cas, il est nécessaire d'employer du fil de cuivre de 20/10 de mm. de diamètre, au moins, à cause de l'oxydation.

Dans les villes, une prise de terre faite sur la canalisation de distribution d'eau, se révèle très souvent amplement suffisante.

Avec l'antenne Marconi quart d'onde, le fil entre poste et terre doit être *le plus court possible.* De toutes façons, il est toujours sage de réduire au minimum la longueur du fil de terre. En effet, la longueur de ce fil résonne quelquefois sur la fréquence fondamentale d'émission, en absorbant une quantité importante d'énergie. Dans ce cas, *heureusement assez exceptionnel,* des tensions importantes peuvent prendre naissance entre les extrémités du fil. On peut prévenir de telles difficultés en intercalant une bobine de quelques tours dans le retour à la terre.

**Conclusion.**

Amis lecteurs, la question « antenne » est d'importance ; elle mérite toute votre attention, votre propre expérience aussi, et tous vos soins ; un bon aérien permet, à puissance égale, une portée tellement supérieure !

CHAPITRE XIV

# Description d'une station d'émission (Poste F3 AV)

La description qui fait l'objet de ce chapitre se rapporte à la station personnelle de l'auteur ; nombre de nos lecteurs pourront, avec nos conseils, en construire une identique, ou s'en inspirer en réalisant quelques variantes.

C'est, en quelque sorte, une description complète de tout l'équipement d'une station, qui pourra servir de guide à l'amateur.

Ce poste, situé à Roanne (Loire), est exploité sous l'indicatif F3AV.

Avant d'aboutir à l'état de la description qui va suivre, la station avait naturellement subi de nombreuses modifications ; mais nous livrons ici le fruit définitif de nos études et de nos transformations, étant certain des performances réalisables, — vu les résultats obtenus (multiplicité des QSO DX et WAC phone 40 m.) (1.).

Voici, brossées à larges traits, les caractéristiques principales de la station :

Pour la *réception*, utilisation d'un appareil de trafic 16 tubes, dont les détails seront donnés plus loin.

Côté **émission**, le poste comprend 3 étages principaux précédés d'un V.F.O.

Le passage d'émission à réception, et inversement, est absolument *instantané* et s'opère par la manœuvre d'un *seul bouton* sur le tableau de commande, à portée de la main de l'opérateur, sur la table de travail.

Une seule antenne type « W3DZZ » est utilisée alternativement à l'émission et à la réception, et est commutée automatiquement également.

(1) Voir signification du diplôme WAC, chapitre XXII, § 9.

La description de cet émetteur fait l'objet du paragraphe 2.

## § 1. — Le récepteur, type « BC-Ham 16-SR »

Nous débuterons par la description du récepteur de trafic à 16 tubes. Il ne s'agit pas d'un récepteur de radiodiffusion modifié pour la réception des O.C., mais d'un appareil spécialement étudié et réalisé pour recevoir, dans de larges bandes de fréquences, les signaux les plus faibles et les plus instables dans les meilleures conditions possibles.

Néanmoins, les étages d'amplification B.F. ont également été soignés d'une façon toute particulière, et ils assurent une audition que l'on peut sans crainte qualifier de haute fidélité.

Un circuit antiparasite permet une écoute correcte même lorsque sévissent les parasites les plus violents (allumages d'automobiles, orages, etc.).

Une commande automatique de volume très efficace, à seuil réglable et à constante de temps variable, supprime pratiquement tout effet de fading pour toutes stations convenablement audibles, c'est-à-dire à partir de quelques microvolts à l'entrée du récepteur.

Le tableau ci-après donne la liste des tubes utilisés.

Nous diviserons l'étude du récepteur en cinq parties ; à savoir : H.F., M.F., détection, B.F. et alimentation — et nous en

donnerons les schémas correspondants. Chaque schéma aura des chiffres-repères et vous pourrez, de cette façon, reconstituer le schéma de l'ensemble sans erreurs possibles, en reliant les connexions portant les mêmes numéros cerclés. Le lecteur comprendra fort bien les raisons qui ont motivé cette façon de faire : en effet, le schéma d'un « 16 tubes » donné d'un seul trait serait fatalement concentré et, par suite. peu lisible.

La figure XIV-1 montre l'aspect de ce récepteur. On voit également, à droite, l'adaptateur oscilloscopique et panoramique combiné décrit au chapitre VIII § 3, ainsi que l'oscillographe de contrôle.

**Section H.F.** (fig. XIV-2-1).

Nous déconseillons sincèrement à l'amateur *peu outillé* la construction de toutes pièces de cette partie. En effet, le bloc de bobinages constitue presque la partie essentielle d'un récepteur quant aux résultats de sensibilité et du rapport bruit de fond/signal. On trouve, actuellement, dans le commerce, des blocs avec étage H.F. d'excellente fabrication, et nous conseillons vivement aux amateurs intéressés de suivre cette directive. Cependant, attention aux blocs à bandes étalées avec H.F. apériodique ! Il s'agit ici de construire un récepteur de trafic type professionnel ; choisissez un bloc sérieux, et vous éviterez ainsi bien des déboires.

Dans cette réalisation nous avons employé un bloc Meissner (made in U.S.A.) type « 7512 mR » dont le schéma est donné sur la figure XIV-2-1. Il comporte 5 gammes pouvant toutes êtres alignées par des ajustables tubulaires à air et utilise un C.V. à 3 cages de 260 pF par section. Comme il est indiqué sur la figure XIV-2-1, ce bloc est équipé d'un tube 6BA6 à l'étage H.F. Le retour de la cathode de ce tube aboutit au potentiomètre de réglage de sensibilité (ligne 1), ce dernier réglage effectuant en même temps une réduction de l'énergie apportée par l'antenne (ligne 3).

Le changement de fréquence se fait par deux lampes : oscillatrice séparée pentode 6AU6 et modulatrice heptode 6BA7. L'oscillation locale est obtenue par couplage entre le circuit accordé de grille de la 6AU6 et le circuit d'anode, cette dernière

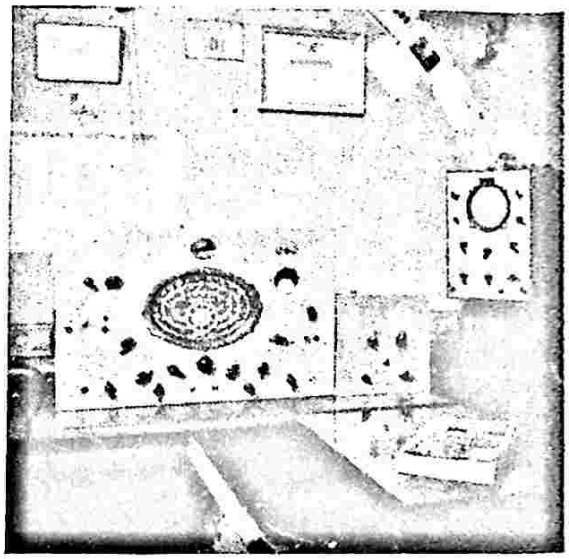


*Fig. XIV-1*

| | |
|---|---|
| Amplificatrice HF | 6BA6 |
| Oscillatrice HF | 6AU6 |
| Stabilisatrice à gaz (HT oscillatrice) | OA2 |
| Convertisseuse-mélangeuse | 6BA7 |
| Première amplificatrice MF | 6BA6 |
| Seconde amplificatrice MF | 6BA6 |
| Oscillatrice quartz de référence | 12AU7 |
| Oscillatrice de battement pour télégraphie | |
| Détectrice BF et de C.A.V. | 6AL5 |
| Antiparasite | 6AL5 |
| Préamplificatrice de correction (pick-up) | 12AU7 |
| Première amplificatrice BF | |
| Seconde amplificatrice BF | 6C4 |
| Amplificatrices de puissance | 6V6<br>6V6 |
| Amplificatrice « S-mètre » | 6C4 |
| Indicateur visuel cathodique | 6AF7 |
| Redresseuse | 5Z3 |

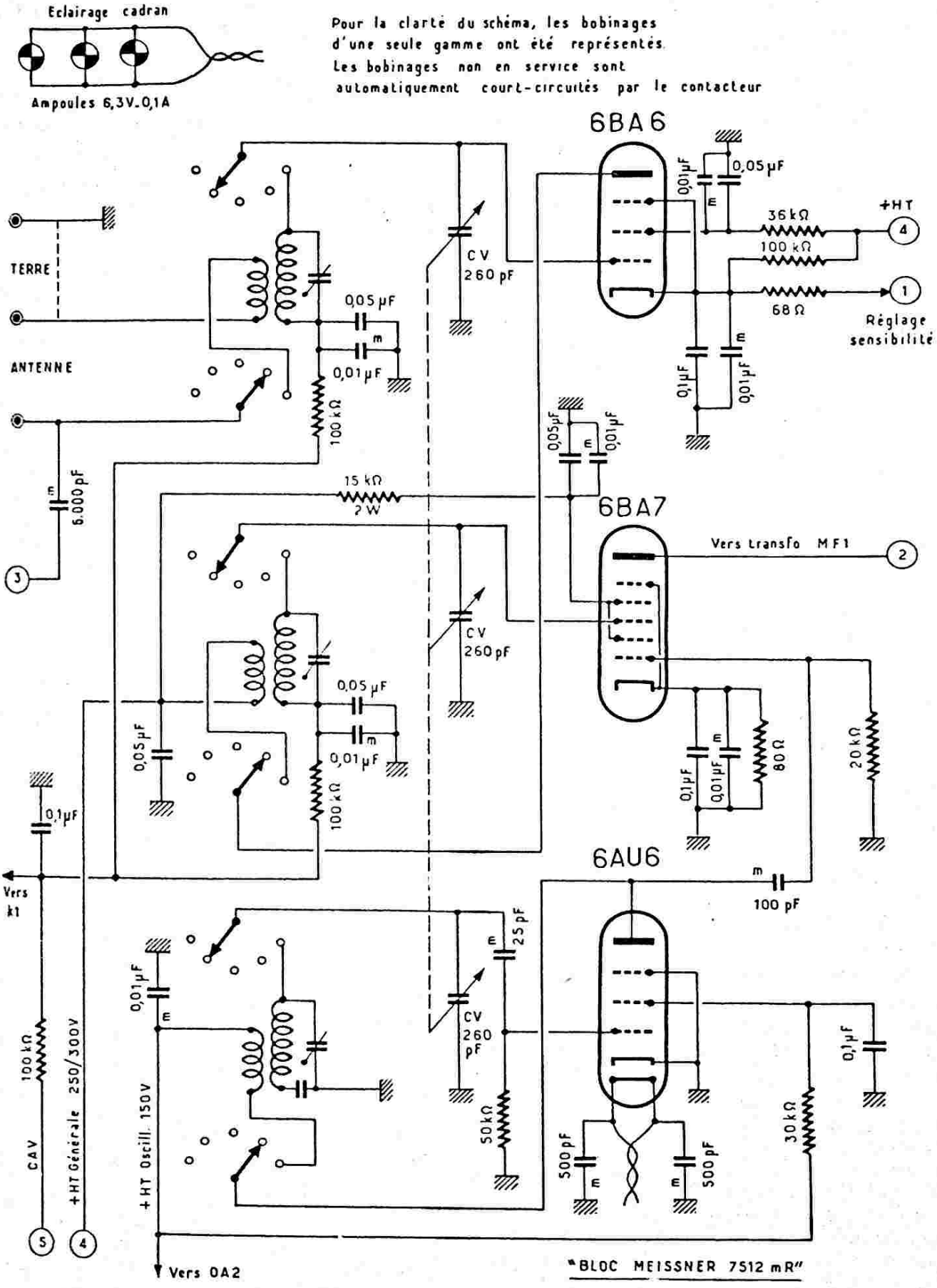



*Fig. XIV-2-1*

1° *A l'étage H.F., il est possible de remplacer le tube 6BA6 par un tube 6AK5 (voir texte).*

2° *Il est préférable de ne pas appliquer la C.A.V. à l'étage mixer (6BA7). Pour cela, nous avons connecté les bases des bobines de grille de ce tube directement à la masse.*

étant alimentée en série. La liaison entre les deux tubes se fait par injection, dans la première grille de la 6BA7, de la tension d'oscillation locale, à partir de l'anode de la 6AU6, et à travers un condensateur mica de 100 pF.

Une pente de conversion de 1,5 à 2,5 mA/V, suivant la valeur de la tension H.F. d'injection de l'oscillatrice 6AU6, a été obtenue avec un tube 6AC7/1852 en mélangeur (injection dans $G_3$) ; de plus, le pulling est négligeable, même à 30 Mc/s avec M.F. de 456 kc/s. La résistance de cathode est de 600 Ω, et la résistance d'écran de 150 kΩ pour une résistance de fuite de $G_3$ de 50 kΩ. Le gain de ce montage est extraordinaire ; mais, on risque l'accrochage sur les bandes de fréquences peu élevées, si des séparations (blindages et découplages) efficaces ne sont pas réalisés entre étages.

Précisons que les tubes à grande pente, genre 6AC7, utilisés aux *étages H.F. et mixer,* conviennent excessivement bien sur les bandes 10 et 20 m. Mais, sur 40 et 80 m., par exemple, où les stations sont nombreuses et reçues généralement puissamment, et où les émetteurs de radiodiffusion et commerciaux voisinent ou partagent la bande « amateurs », on constate (n'en déplaise aux théoriciens !) un effet de *transmodulation* extrêmement gênant. En fait, le circuit accordé d'entrée, voire l'étage H.F. complet, ne procure qu'une sélectivité bien insuffisante quant à la seule station désirée ; si bien que les signaux des stations *puissantes* voisines peuvent arriver sur les grilles des tubes H.F. et mélangeur et portent alors le potentiel de ces grilles dans les régions positives (faible recul de grille des tubes à grande pente), d'où naissance de la transmodulation indésirable.

En conséquence, nous conseillons ceci :

*a*) Dans le cas d'un récepteur prévu uniquement pour les bandes 10 et 20 m. : tube amplificateur H.F. = 6AC7/1852 ; tube mixer = 6AC7/1852.

*b*) Dans le cas d'un récepteur toutes bandes (10, 20, 40 et 80 m.) : tube amplificateur H.F. = 6BA6 (résistance de cathode = 70 Ω, résistance d'écran = 36 kΩ) ; tube mixer = 6BA7 (avec oscillatrice séparée 6AU6) ; grille d'injection = $G_1$ du 6BA7 avec résistance de 20 000 Ω ; pente de conversion = 0,95 mA/V pour $I_{g1}$ = 350 µA.

Tous les supports de ces tubes sont du type stéatite.

Une solution de compromis que nous recommandons vivement (nous l'avons finalement adoptée) consiste à utiliser un tube 6AK5 (ou 5654) pour cet étage amplificateur H.F. Ce tube présente une bonne pente (5,5 mA/V), une résistance équivalente de souffle intéressante (relativement basse pour une pentode), et une impédance d'entrée assez élevée aux fréquences qui nous intéressent (d'où bonne sélectivité du premier circuit accordé). En définitive, le rapport « signal/souffle » est accrue et la sensibilité utilisable est améliorée : voir chapitre IV § 18.

Par rapport au schéma d'origine de la figure XIV-2-1, les modifications apportées sont représentées sur la figure XIV-2-2. On notera quelques changements de valeurs dans les résistances du tube H.F. 6AK5 ; en outre, la haute tension d'alimentation pour cet étage est ramenée à 180 V environ par intercalation d'une résistance de 5,6 kΩ en série à la base des bobines de couplage du circuit anodique.

Un condensateur *variable* de 30 µF est monté en compensateur d'antenne.

La commande automatique de volume (C.A.V.) est appliquée *en parallèle* sur la grille 1, du tube 6AK5 (et non plus en série, comme précédemment).

Enfin, cette C.A.V. n'est plus appliquée à l'étage convertisseur tube 6BA7 (le reste du schéma demeure inchangé).

On obtient ainsi une amplification notable à l'étage HF, une grande pente de conversion (d'où une remarquable sensibilité), et une absence totale de « pulling », même à 28 Mc/s.

Les cinq bandes du bloc sont inscrites entièrement en Mc/s ou kc/s sur un grand cadran également muni d'une trotteuse de repérage.

Au point de vue réalisation mécanique, il est recommandé de monter l'ensemble sur un châssis muni ou non d'un panneau avant, présentant une grande rigidité. Rien ne doit vibrer ; un bon récepteur de trafic doit être insensible aux chocs mécaniques. Par là, vous gagnerez aussi vis-à-vis de la stabilité de votre appareil. Question électrique, maintenant : l'oscillation H.F. locale doit être insensible aux variations de tension d'alimentation et à l'action de l'antifading : deux causes entraînant des variations de tension anodique. Pour cela, nous devons donc maintenir la tension plaque de l'oscillatrice H.F. à une valeur constante. Aussi avons-nous adopté la régulation par un petit tube à gaz type OA2.

Le commutateur $K_1$ est connecté à l'entrée du V.C.A. dans le bloc, et placé dans la position III, assure une régulation antifading énergique et rapide. Dans les positions I et II, cette régulation a une constante de temps de valeur plus élevée. Choi-

sir des capacités de 0,1 et 0,5 µF sans fuite. Enfin, dans la position IV, le V.C.A. est supprimé ; son effet est court-circuité sur la résistance de 500 ohms.

Sur la figure XIV-3, nous donnons simplement une idée des connexions aboutissant au bloc de bobinages, ces connexions pouvant naturellement varier sensiblement suivant le bloc utilisé.

tube 6BA6 monté avec un circuit de régénération réglable par le potentiomètre $P_1$, de 10.000 ohms (système «single signal » des Américains). On obtient, par ce moyen, une augmentation notable de l'amplification M.F., et, à la limite d'accrochage de cette réaction, une sélectivité excessivement pointue (presque comparable à celle d'un étage à filtre quartz). Ce système est très

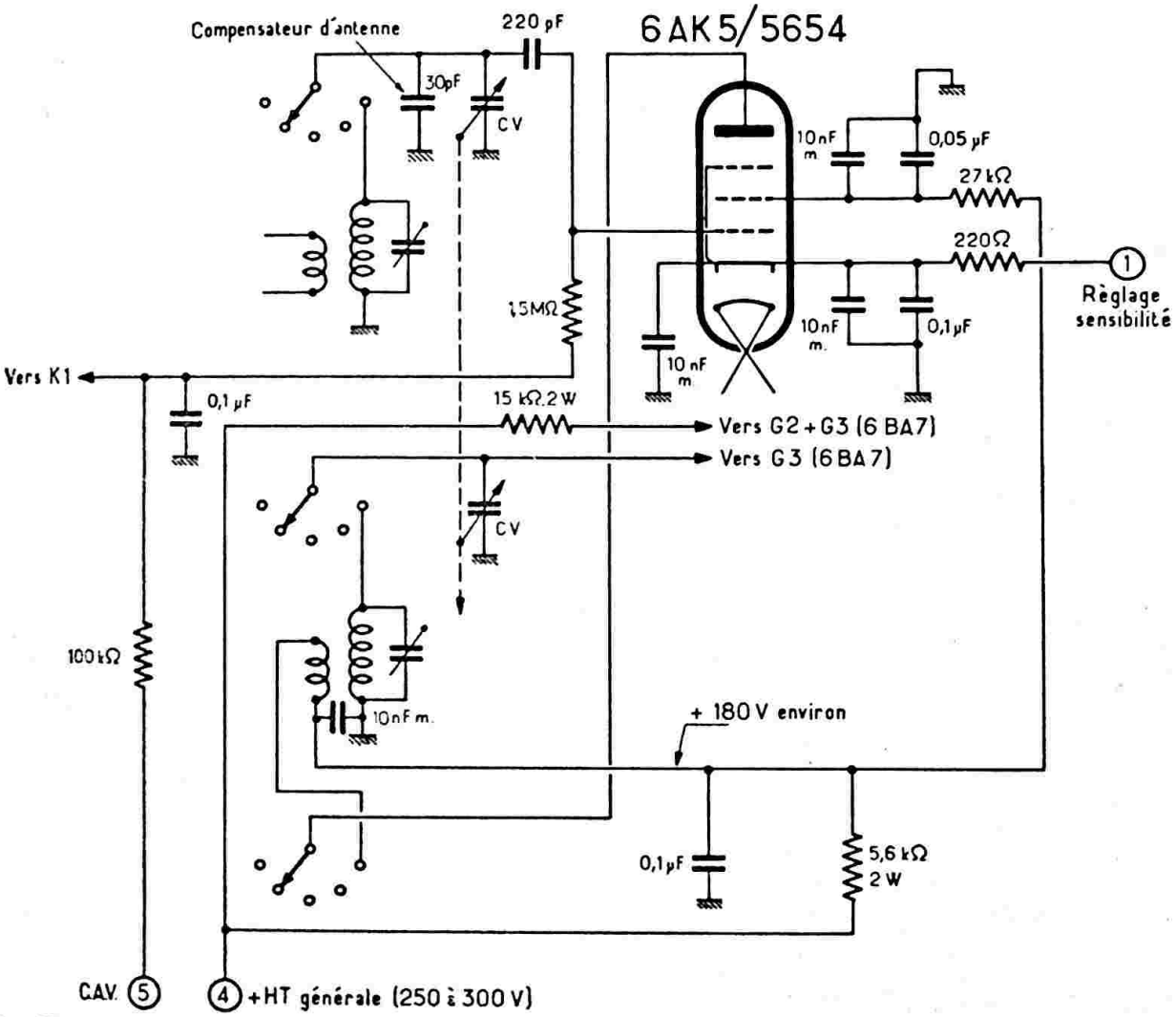



*Fig. XIV-2-2. — Le compensateur d'antenne est un condensateur variable de 30 pF.*

Nous l'avons dit, le bloc de bobinages Meissner type 7512 que nous avons utilisé est d'origine U.S.A. A défaut, il convient de noter que l'amateur peut construire lui-même (ou faire construire) son bloc de bobinages. Pour cela, il se reportera au titre : « Exemples de blocs de bobinages réalisables par l'amateur » du chapitre VII § 1. Il construira le bloc de bobinages proposé, et à partir du premier étage M.F., il pourra reprendre la suite du schéma (fig. XIV-4 et suivantes).

**Section M.F.** (fig. XIV-4).

L'amplification M.F. est assurée par deux étages. Le premier est équipé d'un

appréciable pour « sortir » un correspondant du QRM. Les capacités $C_1$ et $C_2$ sont des petits condensateurs tubulaires à air de quelque 2 à 3 pF seulement. Choisir un potentiomètre $P_1$ dont le curseur assure un contact absolument parfait avec la résistance. Il est évident que lorsque le curseur est du côté masse, la régénération est nulle.

Le second étage MF comporte également un tube 6BA6, mais cette fois, monté normalement, c'est-à-dire sans réaction.

Les transformateurs moyenne fréquence MF1, MF2 et MF3 forment un jeu et sont établis pour être utilisés conjointement. Ils

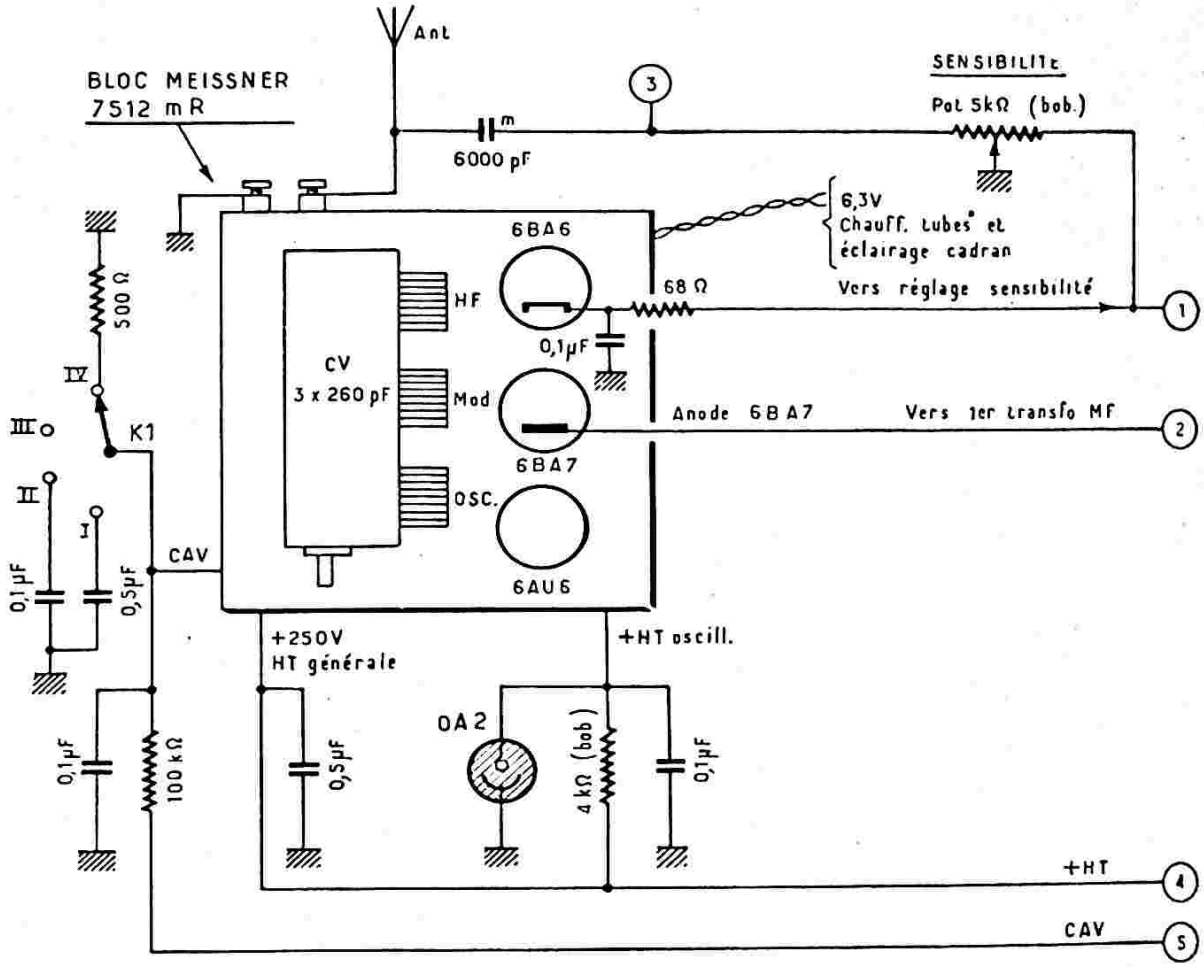



*Fig. XIV-3*

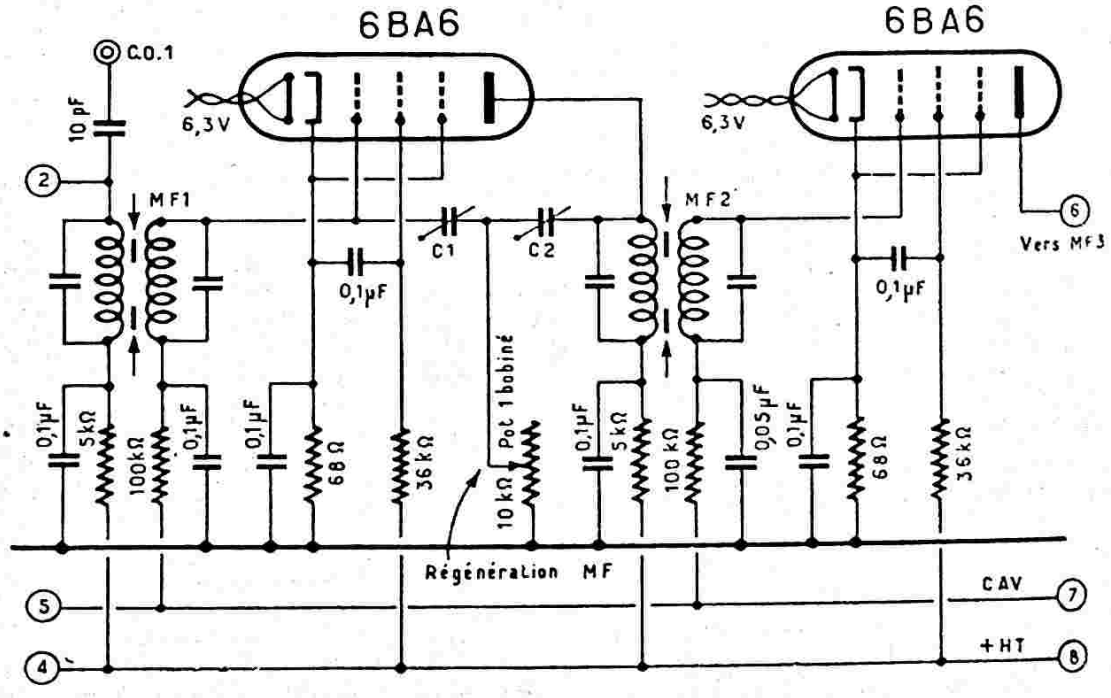



*Fig. XIV-4*

sont réglés sur 456 kc/s, fréquence intermédiaire pour laquelle le bloc est calculé.

**Détection et annexes** (fig. XIV-5).

La détection s'opère par une double diode type 6AL5 (1), la première diode assurant :

*a*) La détection normale des signaux destinés à être amplifiés par les étages B.F. (ligne 11) ;

*b*) La tension négative destinée à commander l'indicateur visuel d'accord 6AF7 et la grille de l'amplificatrice 6C4 du « S-mètre ».

La deuxième diode assure, elle, la fonction antifading.

Le système antifading adopté est du type différé réglable ; en effet, la cathode de cette seconde diode — connectée à la ligne 10 — aboutit au curseur d'un potentiomètre graphite $P_3$, de 10.000 ohms, branché en parallèle sur la résistance de cathode des 6V6 (fig. XIV-6). Nous disposons, aux bornes de cette résistance, d'une tension de 19 volts. Par la manœuvre de $P_3$, nous pourrons donc faire varier la tension de la cathode de la diode de zéro à + 19 volts. L'action du V.C.A. sur les lampes H.F. et M.F. ne se produira donc que lorsque l'amplitude des oscillations aux bornes du secondairs de $M.F._3$ dépassera la valeur de tension choisie par $P_3$. Si l'on admet que le curseur est réglé à 5 volts, l'action de l'antifading sur les grilles de lampes prédétectrices ne se manifestera que pour des oscillations en $M.F._3$ supérieures à 5 volts ; et de ce fait, le V.C.A. ne freinera pas la sensibilité du récepteur pour l'audition des stations faibles.

Dans un récepteur de trafic, il est utile de disposer d'un indicateur donnant la puissance relative du signal incident. Les contrôles passés aux correspondants n'en seront que plus sérieux. C'est le rôle du « S mètre ». Pour cela, nous avons utilisé un tube triode séparé 6C4 monté en voltmètre à lampe (amplificateur de courant continu) et attaqué par la tension V.C.A. Dans le circuit anodique, le milliampèremètre est monté en pont, de sorte que la lecture et la force du signal croissent ensemble. La résistance variable de 1 000 ohms sert à corriger la déviation de l'aiguille due aux variations de tension anodique ou, en d'autres termes, « à faire le zéro » en l'absence d'émission.

L'instrument utilisé sera un cadre de déviation totale de 1 milliampère ; son cadran sera gradué de zéro à neuf unités « S » du code international RST, indiquant ainsi la valeur relative de la tension H.F. recueillie dans l'antenne.

Avec notre récepteur, connecté à une antenne dipôle « W3DZZ », le niveau à partir duquel on soupçonne une station O.C. correspond à un signal d'entrée de 0,5 $\mu$V ; à ce point, nous avons marqué $S_1$. Et l'on a : $S_2 = 1\ \mu V$ ; $S_3 = 2\ \mu V$ ; $S_4 = 4\ \mu V$ ; $S_5 = 8\ \mu V$ ; $S_6 = 16\ \mu V$ ; etc. (Voir chapitre IV, § 11, le procédé d'étalonnage d'un S mètre).

Pour la réception des ondes entretenues pures (télégraphie non modulée), il est nécessaire d'hétérodyner, par un oscillateur local, les signaux amplifiés à la sortie des étages M.F. Par battement des deux fréquences, on obtiendra une note audible de 400 à 1.500 périodes par exemple, dont la hauteur sera réglable au gré de l'opérateur. C'est le rôle du B.F.O. — beat frequency oscillator — (fig. XIV-5), équipé d'un élément triode de 12AU7 monté en oscillateur à couplage cathodique.

Le circuit oscillant LC est naturellement réglé sur la même fréquence que la M.F. (456 kc/s). Le petit C.V. de 50 pF environ permet d'obtenir le décalage et d'ajuster la note du battement au gré de l'oreille (ou à sa fréquence de plus grande sensibilité). Le B.F.O. est mis en service par la manœuvre de l'interrupteur anodique Int. A ce moment, ne pas oublier de court-circuiter l'antifading par $K_1$ (position IV, fig. XIV-3). En effet, l'oscillateur de battement injecte, sur une plaque de diode, une tension additive ; si le V.C.A. est en service, il en résulte une augmentation de sa tension négative et, de ce fait, une diminution importante de la sensibilité du récepteur. Enfin, blinder soigneusement tous les circuits du B.F.O., les oscillations qu'il produit ne devant pas atteindre les circuits d'entrée du récepteur, sous peine d'être amplifiées comme des signaux normaux.

Il eût été possible, également, de prévoir un B.F.O. à injection variable équipé d'un tube 6J7 ; le montage est donné sur la figure IV-53.

La douille « Enr. » permet de relier le récepteur à un enregistreur quelconque au moyen d'un câble blindé, et offre, ainsi, la possibilité de « copie » sur toute émission.

Le second élément triode du tube 12AU7 est utilisé en oscillateur quartz de référence (bouts de bandes avec cristal de 3,5 Mc/s) ; il s'agit d'un montage Pierce très simple. Pour les fonctions de cet oscillateur, revoir chapitre IV, § 16.

Enfin, un dispositif antiparasite à autoajustage du seuil de limitation est utilisé

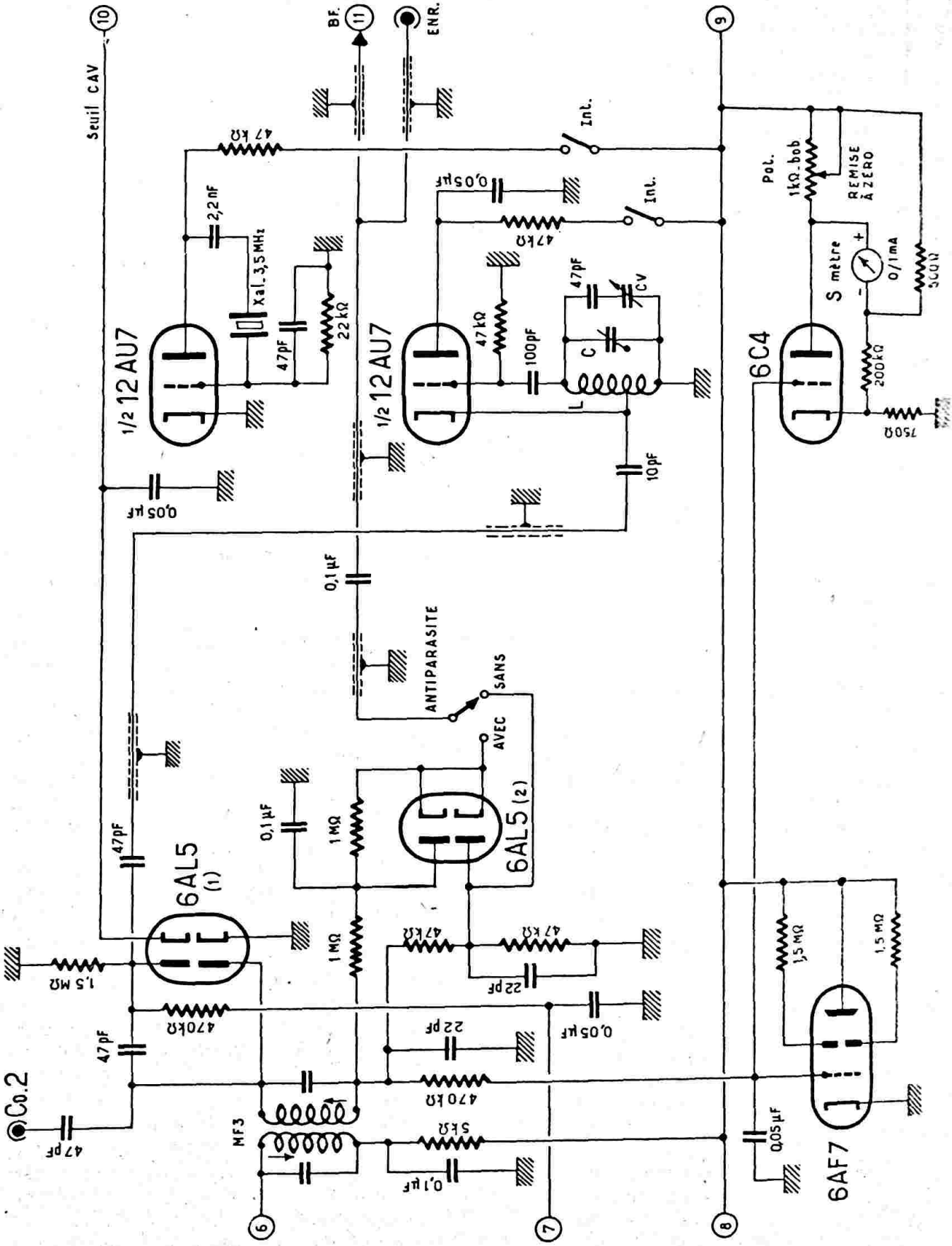



*Fig. XIV-5*

à la détection ; ce dispositif comporte le tube 6AL5 (2) fonctionnant en étouffeur « série-shunt ». Pour les explications de fonctionnement, revoir le chapitre IV, § 10, fig. IV-43-C.

Nous remarquerons aussi les faibles valeurs utilisées à la détection diode BF (47 kΩ et 22 pF) afin de réduire les distorsions sur les taux de modulation élevés ; à ce sujet, revoir le chapitre IV, § 9.

*Prises pour contrôles oscilloscopique et panoramique.*

La douille marquée « C.o.2 » (fig. XIV-5) permet le branchement d'un oscillographe pour le contrôle oscilloscopique des émissions par la méthode de la courbe enveloppe à la sortie du récepteur.

D'autre part, une connexion dérivée de la ligne 2, figure XIV-4, connexion marquée « C.o.1 », permet d'attaquer l'entrée de l'adaptateur panoramique (fig. VIII-19).

Ne voulant pas nous répéter, le lecteur se reportera au chapitre VIII § 3 traitant la question de l'examen oscilloscopique et panoramique des émissions.

**Section BF** (fig. XIV-6).

A l'entrée, ligne 11, nous notons l'inverseur **Inv. 1** permettant de passer de pick-up à radio et inversement. Le potentiomètre $P_1$ de 500 kΩ logarithmique permet le réglage du gain BF. Le curseur de $P_1$ attaque la grille d'un élément triode de 12AU7 ; c'est le premier tube amplificateur BF. En pick-up (entrée PU), les signaux sont d'abord appliqués à un étage de préamplification et de correction équipé de l'autre élément triode 12AU7. Le potentiomètre $P_4$ linéaire de 500 kΩ règle la correction basse fréquence ; il permet de faire « basculer » (si l'on peut dire) la courbe de réponse « aiguës par rapport aux graves ».

Sur le premier étage d'amplification, nous avons également le potentiomètre $P_2$ de 500 kΩ linéaire apportant la possibilité de régler le timbre : curseur en position médiane = normal ; curseur en 1 = aiguës affaiblies ; curseur en 2 = basses affaiblies.

A la sortie du circuit anodique de cette section triode, nous avons l'inverseur **Inv. 3** permettant l'écoute soit en haut-parleur, soit au casque. En série dans la liaison grille au tube suivant, le condensateur de 500 pF coupe toutes les basses si son effet n'est pas supprimé par la fermeture de l'interrupteur **Int. 4.**

Le second tube amplificateur BF est du type 6C4 dans l'anode duquel est monté le transformateur déphaseur Tr. D (U.T.C. type CS-2 W haute fidélité) connecté en shunt sur la résistance d'anode de 47 kΩ, mais avec une résistance de 1 750 Ω et un condensateur de 0,2 µF en série, réalisant un circuit résonant et assurant ainsi une suramplification des fréquences basses inférieures à 100 c/s. On peut utiliser également le modèle E228B de STS = Millerioux, ou tout autre modèle de transformateur déphaseur de rapport 1/1+1 d'excellente qualité (type AY25 de L.I.E. par exemple).

Le transformateur déphaseur attaque à son tour le push-pull final de 6V6 classe AB1 avec auto-polarisation cathodique. C'est un étage d'amplification de puissance ultra-linéaire équipé du transformateur de sortie Tr. S. à haute fidélité et prises d'écrans type FH 316-B ou FH 28B de S.T.S. : impédance primaire de 8 000 Ω de plaque à plaque ; impédance secondaire de 2,5 Ω.

Le haut-parleur principal $HP_1$ est le modèle T24PB9 de Audax, aimant permanent, bobine mobile de 2,5 Ω, diamètre 24 cm, monté à l'intérieur d'une enceinte acoustique d'encoignure (enceinte fermée associée a un labyrinthe).

Un second haut-parleur $HP_2$ alimenté en série par un condensateur de 6 µF au papier fonctionne en tweeter et reproduit les fréquences supérieures à 3 500/4 000 c/s ; il s'agit également d'un haut-parleur Audax à aimant permanent, mais d'un diamètre de 8 cm (bobine mobile 2,5 Ω).

Une boucle de contre-réaction de tension englobe l'ensemble de la section BF (de la bobine mobile à la cathode de la première triode 12AU7).

On obtient ainsi un relief musical absolument remarquable et l'ensemble offre une fidélité incontestable.

Pour réaliser un schéma homogène et facile à lire, nous avons représenté la seconde cellule de filtrage de l'alimentation HT sur la figure XIV-6 (bobine de filtrage $SF_2$ = 500 Ω ; 100 mA).

**Section alimentation** (fig. XIV-7).

L'alimentation du récepteur est tout à fait classique : une valve 5Z3 assure le redressement de la haute tension préfiltrée par une capacité de 16 µF, au sortir de la redresseuse, et par une bobine de filtrage, $SF_1$.

L'interrupteur $Int._5$ du secteur peut fort bien être combiné avec le potentiomètre $P_2$ de la figure XIV-6, par exemple. Deux condensateurs de 0,1 µF by-pass sur le secteur sont prévus. Une petite ampoule de 250 milliampères, insérée dans le retour H.T., tient lieu de fusible haute tension.

Le transformateur d'alimentation, Tr. A, est évidemment conditionné pour le récepteur :

Secondaires 6,3 V — 6 A ;

5 V — 3 A ;

2 × 380 V — 200 mA.

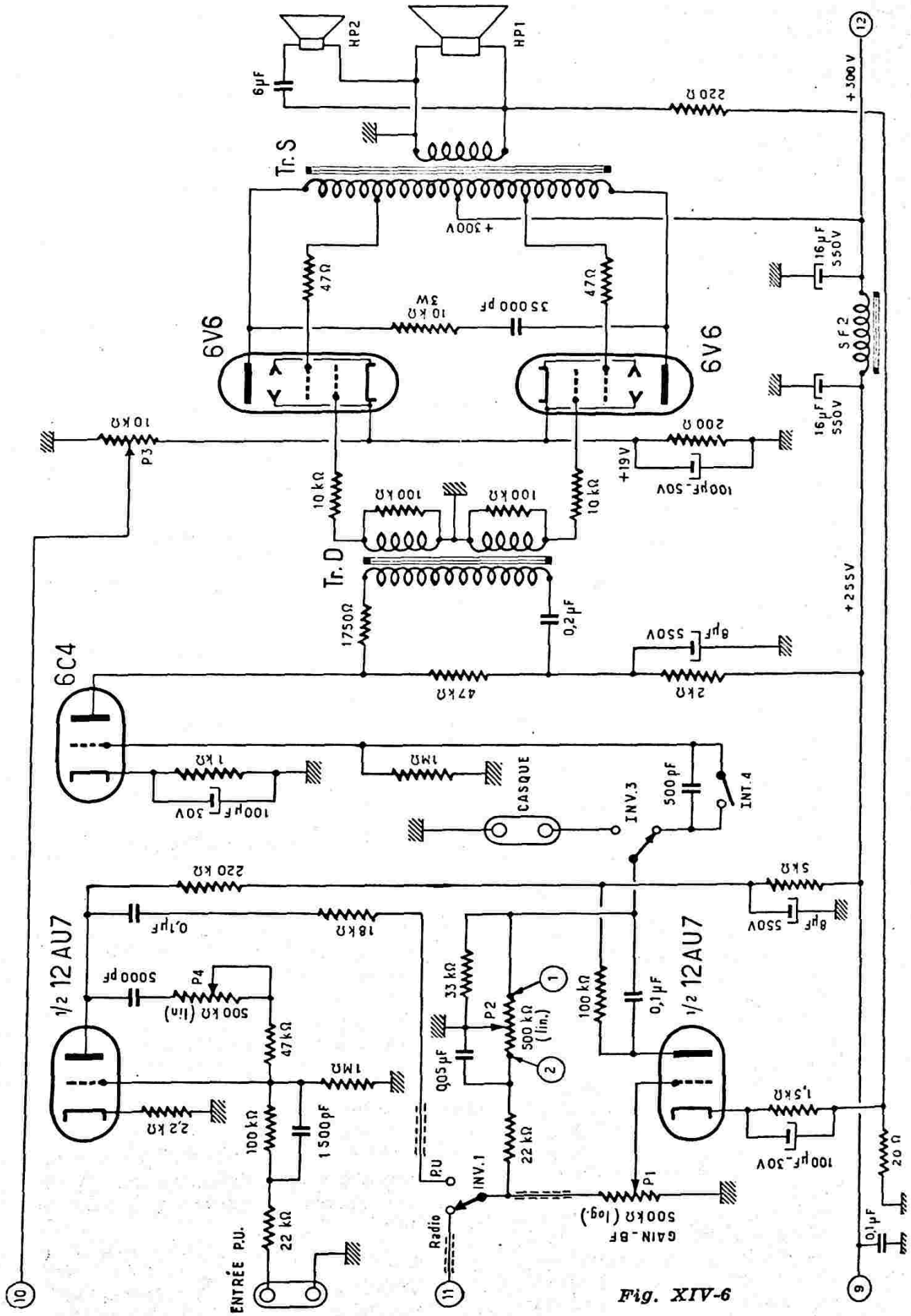

HP2
HP1
6µF
220 Ω
+ 300 V
Tr. S
+ 300 V
16 µF 550 V
47Ω
10 kΩ 3W
35000 pF
47Ω
6V6
6V6
SF2
16 µF 550 V
10 kΩ
P3
200 Ω
+ 19 V
100 pF - 50 V
10 kΩ
100 kΩ
100 kΩ
10 kΩ
Tr. D
1750Ω
0,2 µF
+ 255 V
8 µF 550 V
6C4
47 kΩ
2 kΩ
1 kΩ
100 pF 30 V
1 MΩ
CASQUE
INV.3
500 pF
INT.4
220 kΩ
5 kΩ
0,1 µF
18 kΩ
8 µF 550 V
1/2 12 AU7
5000 pF
P4
500 kΩ (lin)
47 kΩ
1 MΩ
2,2 kΩ
100 kΩ
1500 pF
33 kΩ
P2
500 kΩ (lin.)
0,05 µF
100 kΩ
0,1 µF
1/2 12AU7
1,5 kΩ
100 µF - 30 V
20 Ω
0,1 µF
PU
INV.1
22 kΩ
P1
500 kΩ (log.)
GAIN - BF
Radio
ENTRÉE P.U.
22 kΩ
10
11
9
12

*Fig. XIV-6*

Le retour H.T. a une coupure allant par une ligne au tableau de commande de la station. Cette coupure permet d'arrêter le récepteur pendant l'émission sans éteindre les tubes, assurant ainsi une reprise immédiate de l'écoute. Nos lecteurs intéressés seulement par le récepteur pourront, d'ailleur, prévoir un interrupteur Int.$_6$, figuré en pointillé sur le schéma. En fait, la mise en route en deux temps du récepteur présente le gros avantage de « soigner » les condensateurs de filtrage, en évitant les tensions de pointe de départ. D'autre part, cet interrupteur Int.$_6$ est parfois nécessaire dans le cas où émetteur et récepteur doivent fonctionner ensemble (liaison duplex, par exemple).

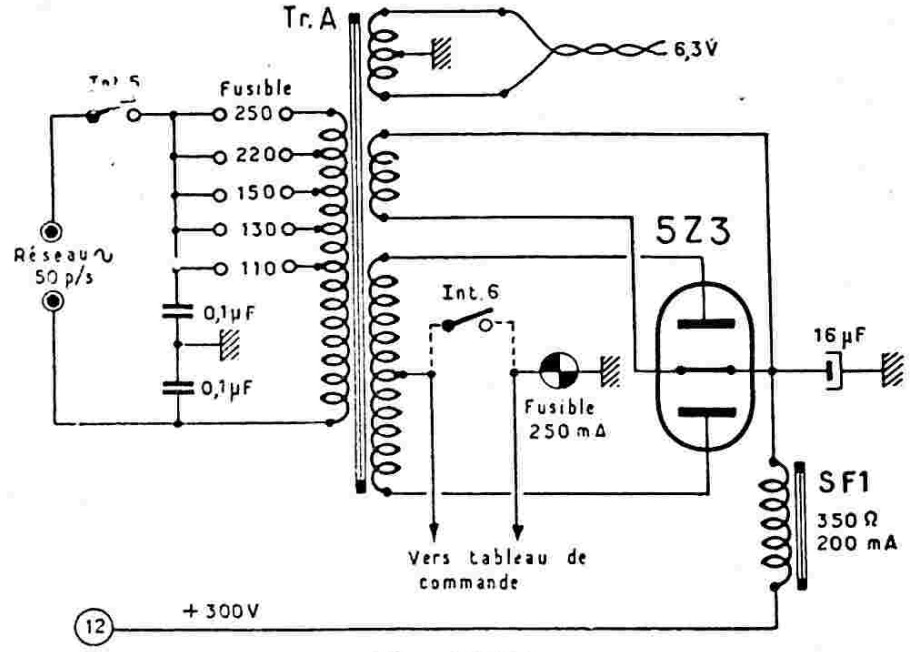



*Fig. XIV-7*

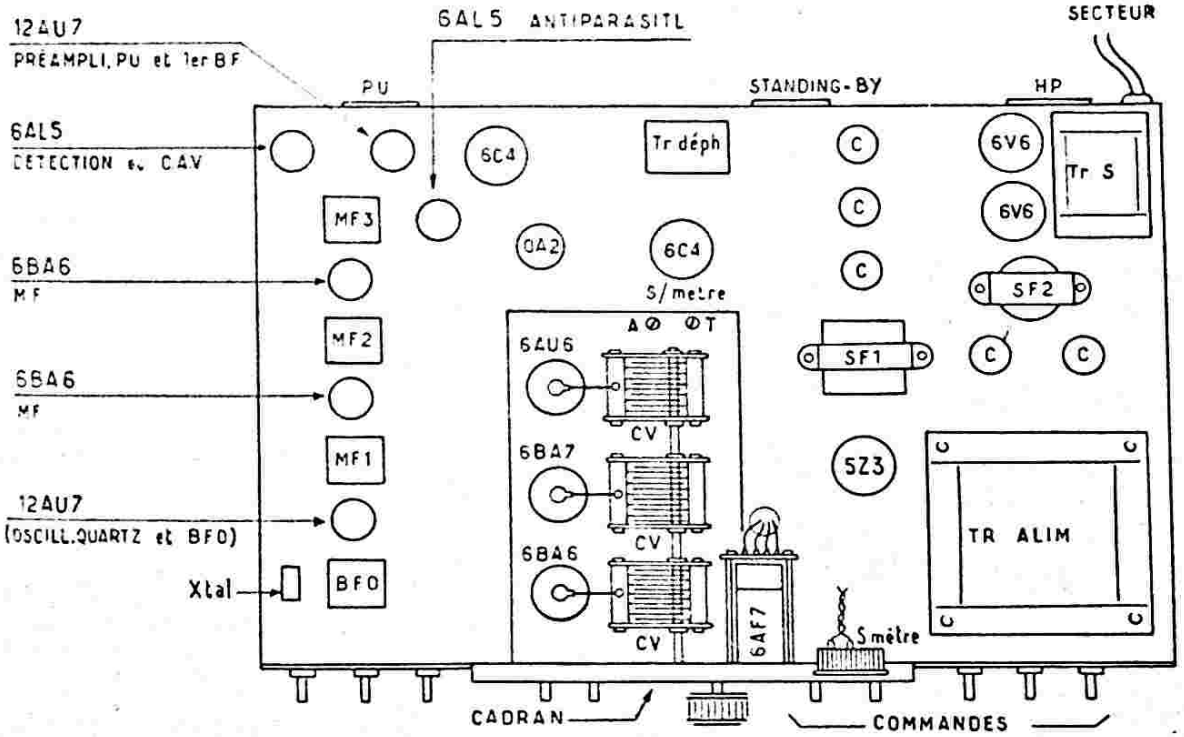



*Fig. XIV-8*

Enfin, la figure XIV-8 donne une idée de la disposition des éléments sur le châssis. Notons qu'il est nécessaire de blinder — outre les connexions du B.F.O. — toutes les connexions sensibles B.F. pla-

ques et grilles, depuis l'entrée du potentiomètre $P_1$ (fig. XIV-6) jusqu'à la sortie de la lampe 6C4 (transformateur déphaseur).

Voici la sensibilité à l'entrée antenne mesurée sur notre récepteur, pour 50 milliwatts de sortie : bande P.O. = 5 microvolts ; bande O.C. = 0,5 microvolt, en moyenne.

Ce récepteur est placé à droite sur la table de travail, sur laquelle nous avons également le microphone et le tableau inverseur « émission-réception ». L'émetteur dont la description suit est monté dans un rack métallique situé à gauche de l'opérateur.

Un second récepteur de trafic est également utilisé à la station ; il s'agit du récepteur HF/VHF commercial TRIO type JR60.

## § 2. — L'émetteur type « TX-100/15-SR »

Cet émetteur comporte 15 tubes et sa construction satisfait évidemment aux termes de la règlementation actuelle de l'Administration française des Télécommunications.

L'émetteur comporte quatre étages principaux pour sa partie H.F. : pilote V.F.O., 1er étage intermédiaire, 2e étage intermédiaire et étage final P.A. muni d'un circuit de protection clamp. Cet étage final est équipé de deux tubes 6146 en parallèle modulés par les plaques et écrans.

La puissance anodique dissipée maximum pour les deux tubes est de 50 watts, et la puissance alimentation maximum est de 100 watts sur toutes les bandes. Ce qui est tout à fait conforme à la réglementation actuelle.

Le changement de bandes se fait par la seule manœuvre d'un inverseur multiple ; il n'y a aucun bobinage à manipuler.

Outre le pilotage par V.F.O., un pilotage éventuel par quartz a été également prévu (inverseur).

Le passage de télégraphie (CW) à téléphonie (Ph) se fait également à l'aide d'un simple inverseur, ce dernier servant aussi par ailleurs au pré-réglage du V.F.O. sur la fréquence désirée.

Un seul appareil de mesure est utilisé ; il est commuté lors des réglages, sur les divers circuits de l'émetteur au moyen d'un inverseur à 5 positions.

La manipulation s'effectue par coupure de l'excitation H.F. (avec circuit de clamping sur l'étage P.A.).

L'ensemble de l'émetteur est contenu dans un coffret métallique de 65 cm de largeur, 35 cm de hauteur et 50 cm de profondeur ; les seuls accessoires extérieurs sont : le microphone à cristal multicellulaire, le manipulateur, le tableau de commande à distance, le monitor-contrôleur de champ, le contrôleur oscilloscopique de modulation, et évidemment l'antenne.

Le coffret précédent est monté à son tour dans un grand rack métallique fermé recevant divers autres appareils de la station, tels qu'émetteur V.H.F., alimentations de secours, modulateur auxiliaire, fréquencemètre, coupleurs spéciaux d'antennes, etc., etc., nécessaires à nos expériences.

Le passage d'émission à réception, et inversement, avec point mort entre les deux positions, se fait instantanément par un commutateur multiple fixé sur un tableau de commande à portée de main de l'opérateur. Cette manœuvre entraîne non seulement, chaque fois, la mise en circuit des alimentations H.T. de l'émetteur ou du récepteur, mais assure aussi automatiquement la commutation de l'antenne par l'intermédiaire d'un relais.

Après ce coup d'œil d'ensemble et pour bien fixer les idées, nous donnons sur la figure XIV-9, le schéma synoptique de l'ensemble de l'émetteur (étages principaux).

Nous allons maintenant aborder l'étude technique des diverses sections de cette réalisation. Selon notre habitude, nous éliminons le schéma unique, fatalement condensé, donc difficilement lisible. Nous resterons fidèles au schéma fragmenté représentant chaque section principale. Chaque schéma a des chiffres-repères permettant le reconstituer le montage de l'ensemble sans erreurs possibles, en reliant les connexions portant les mêmes numéros encadrés. Parfois, plus de *deux* connexions peuvent avoir le *même* numéro (c'est le cas, par exemple, des connexions de chauffage) ; ces connexions sont alors évidemment à relier *toutes* ensemble.

D'autre part, sur nos schémas :

*a*) tous les condensateurs dont la capacité est suivie de la lettre *m* sont à diélectrique au mica ;

*b*) tous les condensateurs dont la capacité est suivie de la lettre *c* sont du type céramique ;

*c*) tous les condensateurs simplement marqués C sont du type disque (ou plat) céramique et présentent une capacité de 5 000 pF (ou 4 700 pF) ;

*d*) tous les autres condensateurs sont du type papier ou du type électrochimique, selon leur représentation schématique ;

*e*) enfin, toutes les résistances sont du type carbone 1 W, sauf indication contraire.

●

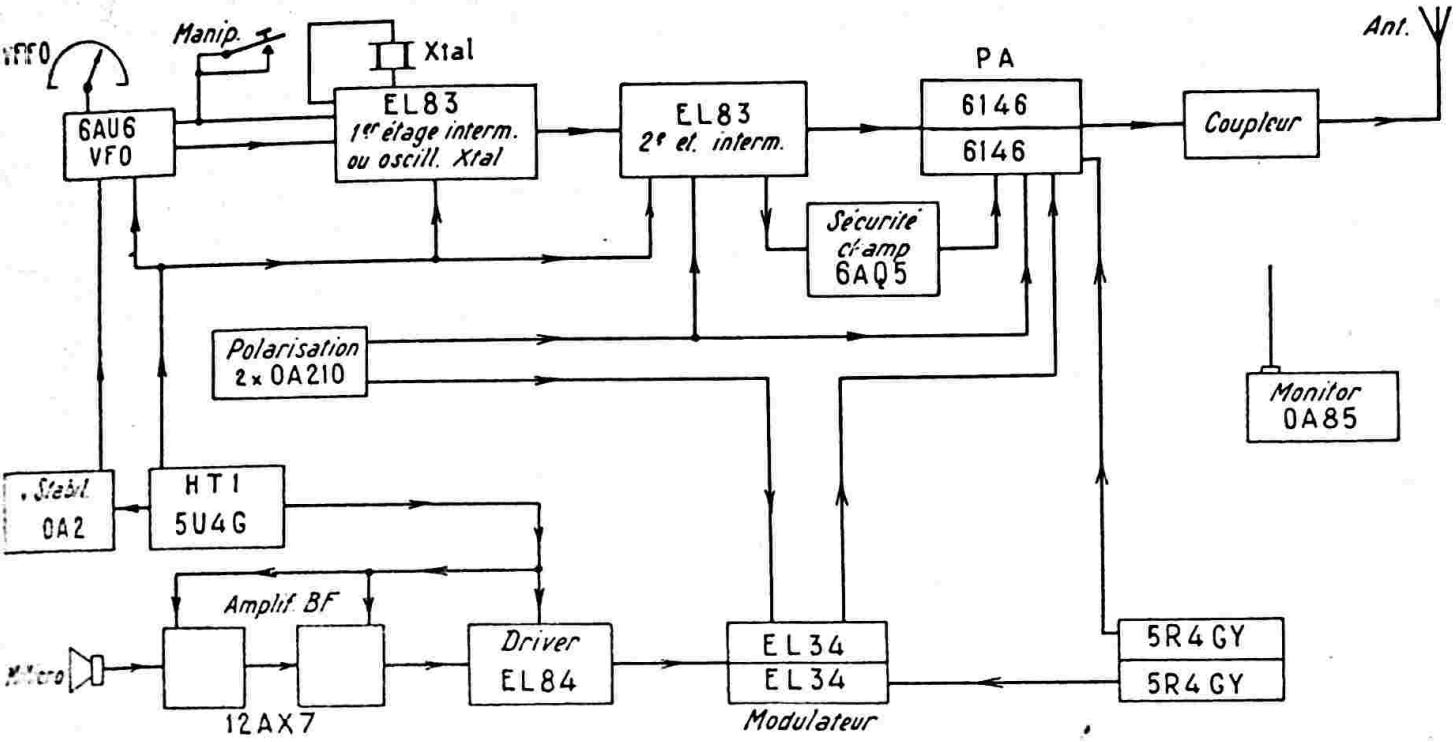



*Fig. XIV-9*

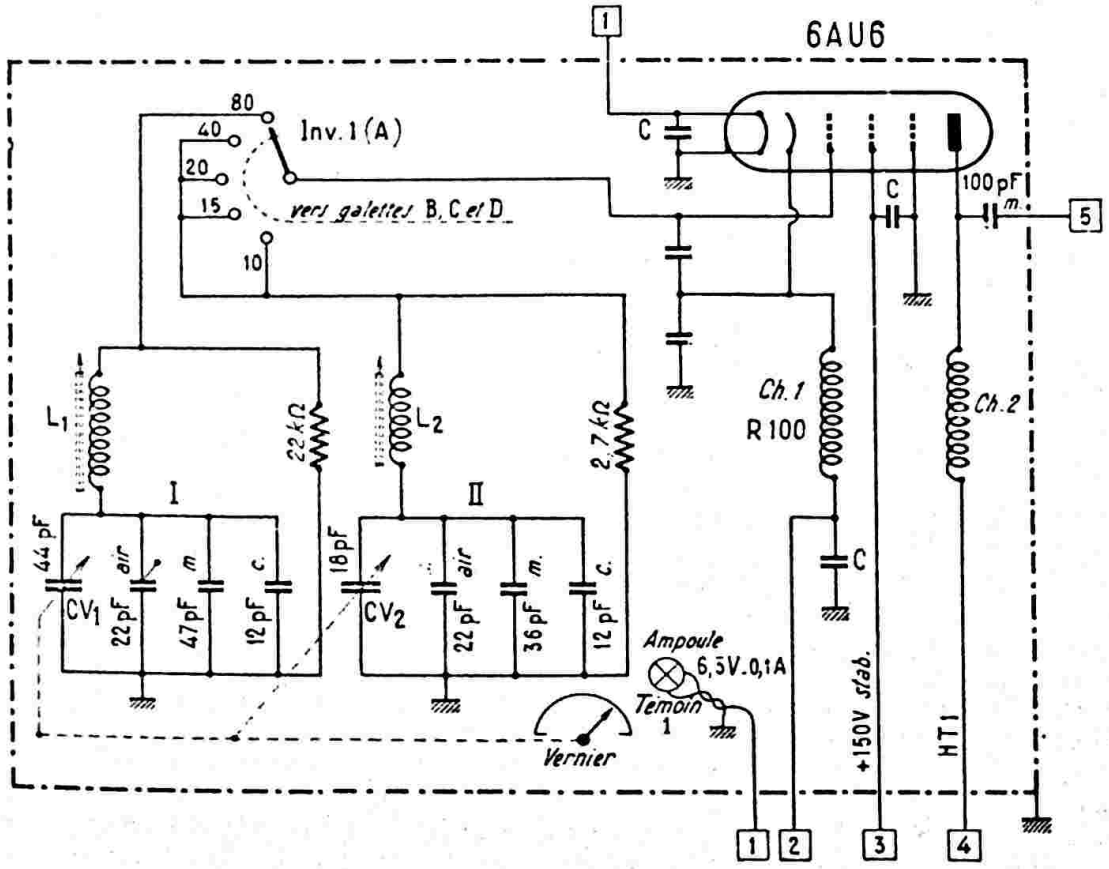



*Fig. XIV-10*

a) *Les deux condensateurs en série entre grille et masse (avec point commun la cathode) font 510 pF mica.*

b) *Le condensateur à air de 22 pF du circuit II est du type ajustable*

**PILOTE V.F.O. (fig. XIV-10).**

Le pilote V.F.O. est un oscillateur Clapp pentode avec tube 6AU6 qui comporte deux circuits commutables, permettant l'oscillation soit de 1,75 à 1,9 mHz (160 m), soit de 7 à 7,425 MHz (40 m).

La première oscillation (circuit I) est utilisée pour la bande 3,5 à 3,8 MHz (80 m) après doublage de fréquence.

La seconde oscillation (circuit II) est utilisée pour toutes les autres bandes de trafic (soit 10, 15, 20 et 40 m) après multiplication de fréquence convenable. C'est du moins ce qui est représenté sur la figure XIV-10 ; mais nous verrons dans un instant, une variante possible.

Le changement de circuit s'effectue par l'inverseur *Inv.* 1 galette A ; il s'agit d'un inverseur multiple à quatre galettes en stéalite (A,B,C et D) à double contact renforcé. Chaque galette se trouve à proximité de l'étage correspondant (V.F.O., 1er interm., 2e interm. et P.A.) et effectue la commutation des divers bobinages selon la bande de trafic choisie. Cet inverseur traverse tout le châssis, les quatre galettes étant montées selon l'espacement convenable pour les différents étages ; il permet le changement de bande rapide par la manœuvre d'un seul bouton.

Pour mieux comprendre le fonctionnement des divers étages, nous indiquons tout de suite les différentes fréquences de réglage des circuits selon la bande de trafic :

*Bande* 80 *m* — V.F.O. = 1,75 MHz ; sortie 1er interm. = aucun accord, fonctionnement apériodique ; sortie 2e interm. = 3,5 MHz ; P.A. = 3,5 MHz.

*Bande* 40 *m* — V.F.O. = 7 MHz ; sortie 1er interm. = 7 MHz ; sortie 2e interm. = 7 MHz ; P.A. = 7 MHz. Bien qu'aucune multiplication de fréquence ne soit effectuée pour cette bande, il n'y a cependant aucune réaction du P.A. sur le V.F.O. du fait d'une séparation inter-étage très efficace.

Néanmoins, comme nous l'avons dit il y a un instant, une variante est possible. Sur la figure XIV-10, il suffit de relier la position « 40 » de l'inverseur Inv. 1 (A) à la position « 80 » (et non à la position « 20 »). Dans ce cas, pour la bande 40 m, nous avons donc : V.F.O. = 1,75 MHz ; sortie 1er interm. = aucun accord, fonctionnement apériodique ; sortie 2e interm. = 7 MHz (quadruplage de fréquence) ; P.A. = 7 MHz. Nous en avons fait l'essai et l'on obtient encore facilement l'excitation H.F. nécessaire et suffisante sur les grilles des tubes de l'étage P.A.

*Bande* 20 *m* — V.F.O. = 7 MHz ; sortie 1er interm. = 7 MHz ; sortie 2e interm. = 14 MHz ; P.A. = 14 MHz.

*Bande* 15 *m* — V.F.O. = 7 MHz ; sortie 1er interm. = 7 MHz ; sortie 2e interm. = 21 MHz ; P.A. = 21 MHz.

*Bande* 10 *m* — V.F.O. = 7 MHz ; sortie 1er interm. = 14 MHz ; sortie 2e interm. = 28 MHz ; P.A. = 28 MHz.

Revenons maintenant plus particulièrement au pilote V.F.O.

Le réglage sur la fréquence désirée se fait par la manœuvre d'un condensateur variable. Il s'agit pratiquement de deux condensateurs variables $CV_1$ de 44 pF et $CV_2$ de 18 pF (« Aréna » CTL44 et CTL18) accouplés par leurs axes. Cet assemblage est entraîné par l'intermédiaire d'un flector en stéatite et d'un gros bouton gradué avec démultiplicateur tangentiel (Stockli ou Wireless).

On peut établir des courbes de fréquences par rapport aux graduations du bouton ; on peut aussi (ce que nous avons fait) établir un cadran étalonné directement en « fréquences », cadran que l'on fixe sur les graduations d'origine du bouton.

La mise en place en fréquences des deux circuits oscillants I et II (d'une part de 1,75 à 1,9 MHz et d'autre part de 7 à 7,425 MHz) est très facile grâce aux réglages des noyaux des bobines $L_1$ et $L_2$ et des trimmers à air de 22 pF (condensateurs ajustables « Aréna » type L2F22).

Sur chaque circuit oscillant, on notera la présence d'un condensateur céramique assurant une juste compensation vis-à-vis de la dérive d'origine thermique. Ainsi, après une dizaine de minutes de préchauffage, la stabilité en fréquence du pilote est particulièrement excellente.

Les caractéristiques des bobinages sont les suivantes :

$L_1$ = 72 tours de fil de cuivre de 8/10 de mm sous deux couches de soie, bobinés en trois nids d'abeilles de 24 tours chacun et espacés de 3 mm ; mandrin céramique creux de 10 mm de diamètre avec noyau de ferrite réglable.

$L_2$ = 30 tours (même fil) bobinés jointifs (même type de mandrin).

Pour obtenir une parfaite stabilité de fréquence, les deux bobines sont imprégnées de colle cellulosique très fluide. En outre, tout le câblage se rapportant aux circuits oscillants, à l'inverseur (galette A) et aux circuits grille et cathode doit présenter une grande rigidité mécanique ; utiliser du fil de cuivre nu de 16/10 de mm.

*Ch*1 est une bobine d'arrêt du type R 100 de « National ». Quant à la bobine d'arrêt *Ch*2, elle est simplement constituée par deux nids d'abeilles prélevés sur une bobine R 100 (qui en comporte quatre à l'origine).

L'écran du tube 6AU6 est alimenté à 150 V, en tension stabilisée par un tube régulateur à gaz OA2 qui sera vu plus loin.

L'ensemble du V.F.O. monté sur le châssis, est coiffé d'un blindage parallélépipédique en aluminium assurant une séparation totale par rapport au reste de l'émetteur.

Une ampoule de 6,3 V 0,1 A connectée sur la ligne de chauffage, éclaire le cadran du V.F.O. ; elle tient aussi le rôle de témoin en position « attente » de l'émetteur. Un second témoin, nous le verrons ultérieurement, s'allume lors de l'enclenchement de la haute tension (mise en service de l'émetteur).

●

## PREMIER ETAGE INTERMEDIAIRE (fig. XIV-11)

Cet étage est équipé d'un tube EL83 ; il peut fonctionner en étage tampon ou multiplicateur de fréquence avec le pilote V.F.O., ou bien fonctionner lui-même en pilote à quartz. On passe d'une fonction à l'autre par la manœuvre de l'inverseur *Inv.* 2 (type tumbler double).

cathode du tube précédent (6AU6) et découplée à la masse par un condensateur C de 5 000 pF (ligne 2).

Pour éviter des oscillations parasites à très haute fréquence, la grille-suppressor du tube EL 83 est reliée à la masse par l'intermédiaire d'une bobine d'arrêt *Ch*4 faite de 6 tours de fil de cuivre émaillé de 8/10 de mm enroulés sur le corps d'une résistance au carbone 1 watt de 47 Ω ; ce fil est soudé aux extrémités de la résistance.

Dans le circuit anodique du tube EL83, nous avons deux bobinages en série $L_3$ et $L_4$ shuntés par une résistance de 47 kΩ ; leurs caractéristiques sont les suivantes :

$L_3$ = 22 tours jointifs de fil de cuivre émaillé de 3/10 de mm, bobinés sur un mandrin de 8 mm de diamètre à noyau réglable ;

$L_4$ = 68 tours jointifs de même fil, bobiné sur un autre mandrin de même type.

Le réglage de ces bobinages sera exposé ultérieurement. Rappelons simplement que pour la bande 10 m, seule la bobine $L_3$ est utilisée (accord sur 14 MHz) ; la bobine $L_4$ est éliminée du fait du découplage à la masse obtenu par le condensateur C et l'inverseur *Inv.* 1 (galette B). Pour les bandes

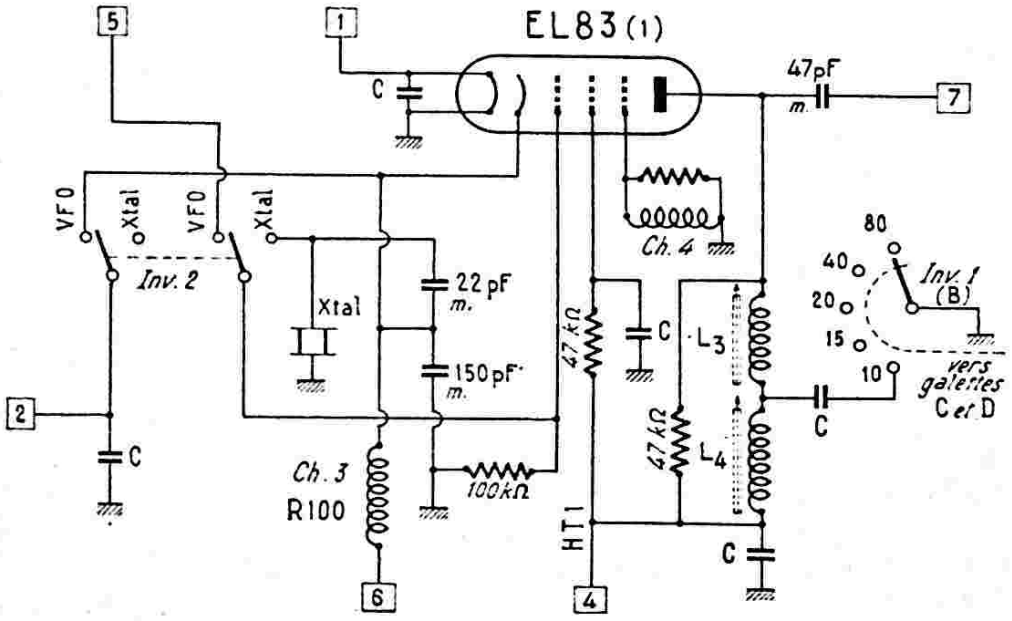



*Fig. XIV-11*

En position oscillateur à quartz (Xtal), nous sommes en présence d'un oscillateur Colpitts ; malgré l'emploi d'un tube relativement puissant (EL83), l'intensité traversant le quartz reste faible et est sans danger pour celui-ci. Tout quartz ordinaire du type FT243, de fréquence convenable, peut être utilisé.

En position V.F.O., la cathode du tube EL 83 se trouve reliée au retour de ca-

15, 20 et 40 m, c'est l'ensemble des bobines $L_3 + L_4$ qui est utilisé et qui résonne sur 7 MHz. Enfin, pour la bande 80 m, l'oscillation appliquée étant de l'ordre de 1,75 MHz, l'ensemble $L_3 + L_4$ fonctionne en apériodique en se comportant comme une simple bobine d'arrêt.

La liaison à l'étage suivant s'effectue à l'aide d'un condensateur de 47 pF.

●

## SECOND ETAGE INTERMEDIAIRE (fig. XIV-12)

Cet étage est équipé d'un autre tube EL83 et doit essentiellement fournir l'excitation H.F. nécessaire à l'étage final P.A. Cette excitation est ajustée à la valeur requise (après accord des circuits) par la manœuvre du potentiomètre Pot. 1 (25 kΩ 2 W bobiné linéaire) réglant la tension d'écran du tube EL83.

Le condensateur de sortie de ce circuit est fixe ($C_4$) ; c'est un condensateur au mica de 47 pF. La connexion 9 aboutit aux grilles de commande des tubes de l'étage P.A. ; cette connexion doit évidemment être aussi courte que possible. Mais, en outre, pour une bonne atténuation de la transmission des harmoniques à l'étage P.A., ce condensateur $C_4$ devra être monté aussi près que possible des cosses de grilles de cet étage.

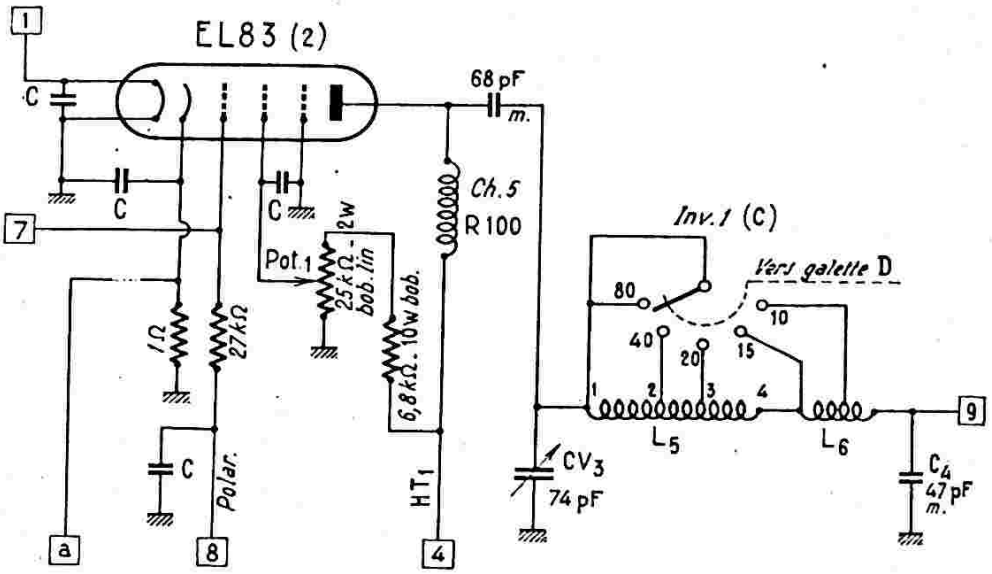



*Fig. XIV-12*

La polarisation de ce tube est obtenue, d'une part, automatiquement par la résistance de grille de 27 kΩ, d'autre part, au moyen d'une tension négative fixe (ligne 8).

Le courant cathodique de cet étage est mesuré par le circuit de mesures qui sera examiné plus loin (ligne *a*), la résistance de 1 Ω constituant le shunt du milliampèremètre. A ce propos, notons au passage que toutes les connexions se rapportant au circuit de mesures sont repérées par des lettres (minuscules).

L'intensité cathodique mesurée pour cet étage driver H.F. est de 15 à 20 mA, selon la bande de travail.

La liaison à l'étage final P.A. s'effectue par l'intermédiaire d'un circuit accordé en π (filtre passe-bas, anti T.V.I.).

Le condensateur d'entrée est variable ($CV_3$) ; c'est un condensateur type CTL74 de « Aréna ». Il est commandé directement par un bouton ordinaire (sans démultiplicateur) ; l'axe de commande est jumelé au condensateur au moyen d'un flector sur stéatite. Ce condensateur variable permet évidemment l'accord du circuit sur la fréquence convenable.

Les bandes de fonctionnement sont déterminées par l'inverseur *Inv.* 1 (galette C) qui procède par court-circuit des enroulements non utilisés.

Les bobinages $L_5$ et $L_6$ présentent les caractéristiques suivantes :

$L_5$ = mandrin en tube de carton bakélisé de 25 mm de diamètre ; fil de cuivre émaillé de 4/10 de mm ; enroulement jointif ; de 1 à 2 = 36 tours ; de 2 à 3 = 14 tours ; de 3 à 4 = 6 tours.

$L_6$ = 16 tours avec prise médiane à 8 tours pour la position « 10 m » ; fil de cuivre émaillé de 20/10 de mm ; enroulement jointif, sur air, diamètre intérieur de 15 mm.

## ETAGE FINAL P.A. (fig. XIV-13)

Cet étage comporte deux tubes tétrodes 6146 (QE-05/40) connectés en parallèle et fonctionnant avec une tension anodique de l'ordre de 700 à 750 volts. Pour réduire l'inductance de cathode, chaque tube présente trois sorties sur son culot pour cette électrode. *Toutes ces sorties* sont reliées à la masse.

Comme dans l'étage précédent, la polarisation est obtenue par effet cumulatif d'une résistance de grille (2,2 kΩ) et d'une tension négative fixe.

Cet étage est protégé par un tube-clamp de sécurité 6AQ5 connecté en triode et agissant sur la tension d'écrans des tubes 6146. La tension d'écrans à la valeur normale est obtenue par une résistance bobinée de 20 kΩ 20 W à partir de $HT_2$ (ligne 12) ; mais en shunt sur les écrans, nous avons le circuit anodique du tube 6AQ5.

Lorsque les tubes 6146 sont convenablement excités, la polarisation (la tension négative au point P) est normale et, compte tenu d'un réglage correct du potentiomètre *Pot.* 2, le tube 6AQ5 est bloqué ; il ne consomme pas, il est sans effet.

Le procédé de réglage du potentiomètre *Pot.* 2 sera exposé plus loin.

Ce potentiomètre se réglant une fois pour toutes, est fixé sur le dessus du châssis, à côté du tube 6AQ5 ; sa commande n'a pas été prévue sur le panneau avant.

Les sorties anodiques des tubes 6146 s'effectuent par des tétons au sommet des ampoules. Au ras de ces sorties, nous avons deux bobines d'arrêt *Ch* 7 *et Ch* 8 ; elles sont constituées chacune par 6 tours de fil de cuivre émaillé de 8/10 de mm enroulés sur le corps d'une résistance au carbone de 47 Ω 1 W, les extrémités de l'enroulement étant soudées aux extrémités de la résistance.

Les connexions marquées *b* et *c* aboutissent au circuit de mesures, la résistance

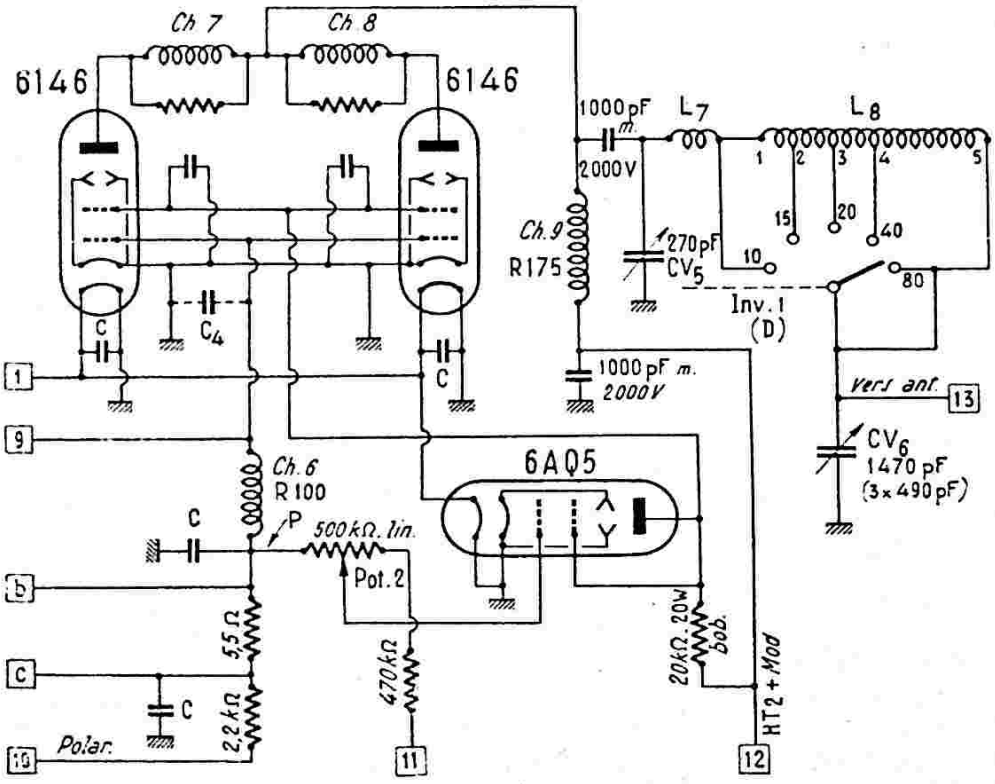



*Fig. XIV-13*

*Les deux condensateurs au mica disposés entre écrans et cathodes* 6146 *présentent chacun une capacité de* 1 000 *pF*

Si l'excitation H.F. vient à être supprimée (ou est insuffisante), la tension négative au point P est moindre, et le tube 6AQ5 est débloqué. Ce tube consomme et, de ce fait, la tension d'écrans des tubes 6146 diminue considérablement ; ce sont alors les tubes 6146 qui se trouvent bloqués (donc protégés).

Outre l'effet de protection des tubes du P.A. (en cas de fausse manœuvre ou de mauvais réglage des étages précédents), le tube clamp 6AQ5 permet la manipulation par coupure de l'excitation H.F.

de 5,5 Ω constituant le shunt du milliampèremètre dans cette position (mesure de l'intensité des grilles 1 de l'étage P.A.).

La connexion 11 aboutit à une tension intermédiaire (médiane) prise sur la résistance-bleeder de sortie du redresseur $HT_2$.

Nous rappelons que le condensateur $C_4$ du circuit en π de liaison de l'étage précédent doit être connecté aussi près que possible des cosses de grilles des tubes 6146, la connexion 9 devant rester par ailleurs très courte ; c'est la raison pour laquelle nous

avons rappelé ce condensateur $C_4$ en le représentant en pointillés.

La modulation est appliquée sur les anodes et les écrans des tubes 6146 par la ligne 12.

La bobine d'arrêt anodique *Ch* 9 est du type R175 de « National ».

Le circuit accordé de sortie est aussi du type en $\pi$ (filtre passe-bas anti-harmoniques et anti T.V.I.). La réputation d'un tel circuit (Jones) n'est plus à faire en effet ; revoir chapitre XIII § 7.

En outre, il permet un dosage aisé de la charge apportée par l'antenne sur l'étage P.A., ainsi que l'adaptation parfaite de n'importe quel type d'antenne (adaptation d'impédances possible de 50 à 600 Ω, dans le cas présent).

Le condensateur variable $CV_5$ (appelé « accord anodique ») présente une capacité maximum de 270 pF, avec fort espacement entre lames ; il s'agit du modèle ENP250D de « National ».

Il est raccordé à un prolongateur d'axe à l'aide d'un flector sur stéatite et est commandé par un bouton gradué (sans démultiplicateur).

Le condensateur variable $CV_6$ (appelé « charge ») présente une capacité de 1470 pF ; il est constitué par un condensateur variable ordinaire du type réception, à trois cases de chacune 490 pF, ces trois cases étant connectées en parallèle (même dispositif de commande que pour $CV_5$).

Le changement de gammes s'effectue par la dernière galette (D) de l'inverseur multiple *Inv.* 1, cet inverseur procédant par court-circuit des bobines non utilisées.

Les bobinages $L_7$ et $L_8$ présentent les caractéristiques suivantes :

$L_7$ = 4 tours de fil de cuivre argenté de 20/10 de mm, enroulés sur air diamètre intérieur de 6 mm ; espacement de 3 mm entre spires.

$L_8$ = fil de cuivre argenté de 20/10 de mm également, enroulement sur air de grand diamètre (diamètre intérieur de 40 mm) ; maintien rigide de l'enroulement par 6 barrettes de polystyrène collées et disposées en hexagone ; espacement entre spires de 1 mm ; de 1 à 2 = 2 tours ; de 2 à 3 = 4 tours ; de 3 à 4 = 6 tours ; de 4 à 5 = 10 tours.

Les bobines $L_5$ et $L_6$ de l'étage précédent, d'une part, et les bobines $L_7$ et $L_8$ de l'étage P.A., d'autre part, ne doivent présenter aucun couplage.

Les premières sont montées sous le châssis, et les autres au-dessus.

Enfin, la ligne 13 aboutit à l'antenne, mais toutefois en passant par le relais inverseur émission-réception qui sera étudié plus loin.

●

## SECTION B.F. (fig. XIV-14)

Ayant éliminé la possibilité de transmission musicale, nous n'avons donc pas cherché à réaliser un amplificateur B.F. du type « haute fidélité ». Par contre, nous nous sommes attachés à obtenir un amplificateur parfait pour la parole, avec un registre restreint (de 250 à 3 000 c/s). Les fréquences inférieures à 250 c/s sont très atténuées par l'emploi de faibles capacités pour les condensateurs de liaison et les condensateurs de cathodes. L'affaiblissement des fréquences supérieures à 3 000 c/s est obtenu par un condensateur disque-céramique 2 000 V de 20 000 pF shuntant le secondaire du transformateur de modulation Tr. M. ; on supprime ainsi toutes les extrêmes aiguës inutiles dans la transmission de la parole et tous risques *d'étalement* de l'émission.

Cet amplificateur B.F. comporte un tube double-triode ECC83, les deux sections amplifiant les signaux issus du microphone. Un potentiomètre *Pot.* 3 est intercalé entre ces deux étages et permet de régler le gain, donc en définitive, la profondeur de modulation.

Un tube d'arrêt H.F. en ferroxcube (Fxc) est glissé sur le câble blindé allant à la douille coaxiale pour le branchement du microphone (élimination des risques d'accrochage B.F. provoqués par la H.F.). Le microphone utilisé est du type piézoélectrique multicellulaire.

L'étage driver comporte un tube EL84 connecté en pseudo-triode (écran relié à l'anode).

Le transformateur driver déphaseur *Tr.D* est réalisé sur un circuit magnétique dont la section du noyau est de 5 cm². Il comporte 2 000 tours au primaire et deux fois 1 000 tours au secondaire, soit un rapporteur abaisseur de 2 entre primaire et demi-secondaire. Ce transformateur-driver doit être monté éloigné des transformateurs d'alimentation ; en outre, il faut rechercher son orientation optimum pour une induction nulle (ronflement nul dans un casque branché provisoirement entre les extrémités du secondaire attaquant les grilles).

L'étage final modulateur comporte un push-pull de EL34 fonctionnant en classe AB2. La polarisation (— 40 V) est appliquée par le point milieu du secondaire du transformateur driver (ligne 14).

La consommation de cet étage est mesurée par le circuit de mesures grâce aux lignes *f* et *g*, la résistance de 0,1 Ω inter-

calée dans le retour cathodique constituant le shunt du milliampèremètre dans la position correspondante.

Les grilles-écrans des tubes EL34 (ligne 16) ont leur alimentation coupée en position « télégraphie » par l'inverseur « phonie-graphie » ; en position télégraphie, ce même inverseur court-circuite également le secondaire du transformateur de modulation Tr.M.

Ce dernier est réalisé sur un circuit magnétique en tôles E et I, non croisées, de façon à ménager un léger entrefer ; la section du noyau central est de 24 cm² (60 × 40 mm). Primaire = 2 fois 750 tours ; secondaire = 1 070 tours ; soit rapport abaisseur de 1,4 de primaire « plaque à plaque » à secondaire.

La puissance B.F. utile que pourrait délivrer cet ampilficateur (80 à 100 W max.)

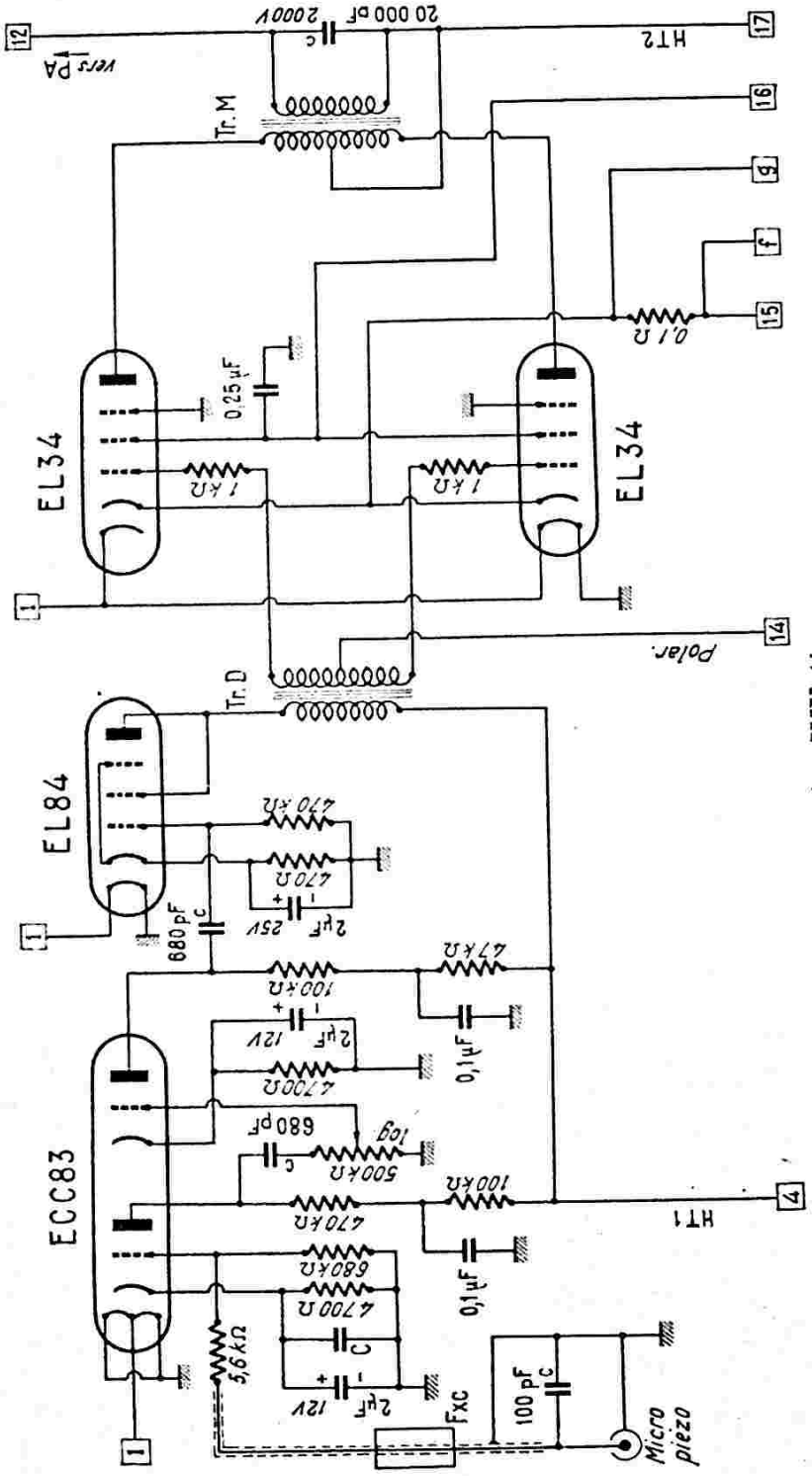



*Fig. XIV-14*

*a) Entre le point milieu du secondaire du transformateur Tr.D et la masse, connecter un condensateur de 50 µF/160 V — positif à la masse (tension de Polar. = — 40 V)*

*b) Le retour du filament du tube EL34 supérieur doit être relié à la masse*

est très largement suffisante pour moduler à 100 % l'étage P.A. vu précédemment. Dans la majorité des cas il convient de ne pas ouvrir à fond le potentiomètre *Pot.* 3 afin d'éviter la surmodulation.

●

## ALIMENTATIONS (fig. XIV-15)

Le transformateur d'alimentation Tr. 1 fournit toutes les tensions de chauffage (lampes et valves), la haute tension HT1 et les diverses tensions négatives de polarisation. Les caractéristiques de ce transformateur sont indiquées directement sur le schéma ; ajoutons qu'il est bobiné sur un circuit magnétique dont la section du noyau central est de 55 × 55 mm.

Le redressement H.T. est effectué par une valve 5U4G (ou GZ 32) ; départ HT1 : ligne 4 ; tension stabilisée à 150 V (ligne 3) par un régulateur à gaz OA2 (pour le V.F.O.).

Deux prises intermédiaires à 2 × 70 $V_{eff.}$ sont effectuées sur le secondaire haute tension pour l'obtention des tensions de polarisation ; redressement par deux diodes au silicium type OA210 ; départs polarisation : lignes 8, 10 et 14. A la sortie du filtre, c'est-à-dire ligne 10, la tension négative de polarisation est de — 70 V.

Toute cette première partie de l'alimentation est mise en service par la fermeture de l'interrupteur général *Inter.*

Les lignes 18 et 19 vont au tableau de commande. Lorsque ces deux fils sont reliés, le secteur est appliqué aux transformateurs Tr.2 et Tr.3.

Le transformateur Tr.2 fournit la haute tension HT2 ; ses caractéristiques sont indiquées sur le schéma ; il est bobiné sur un circuit magnétique dont la section du noyau central est de 65 × 55 mm. Ce transformateur comporte un petit enroulement à 6,3 V uniquement destiné au témoin 2 ; ce témoin s'allume lorsque l'émetteur fonctionne.

Le redressement est effectué par deux valves 5R4 GY connectées chacune en monoplaque. Le filtrage est du type « à bobine en tête » (SF2) et à forte capacité de sortie ; ce qui assure une bonne régulation de tension.

Le bleeder est une résistance bobinée de 30 kΩ-50 W à collier ; ce dernier est réglé exactement au milieu de la résistance, ce qui permet l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs du filtre et l'obtention d'une tension intermédiaire (lignes 11 et 16).

On notera la disposition du « négatif » de cette alimentation par rapport à la masse. On peut ainsi mesurer, entre la ligne *d* et la masse, le courant cathodique des tubes du P.A./H.F., la résistance de 0,1 Ω constituant le shunt du milliampèremètre dans cette position. Nous avons préféré adopter cette solution, plutôt que de mesurer l'intensité anodique qui conduisait à véhiculer un potentiel très élevé dans le circuit de mesures.

L'inverseur *Inv.* 3 (sur stéatite) permet le passage de télégraphie (CW) à téléphonie (Ph) : la commutation I court-circuite le secondaire du transformateur de modulation ; la commutation II coupe l'alimentation des écrans des tubes EL34 modulateurs ; la commutation III intercale le jack de branchement du manipulateur (tout cela pour la position CW). Cet inverseur a également un autre rôle.

Lorsqu'on le place en position CW, il met en fonctionnement les étages pilotes V.F.O. et 1er intermédiaire ; ce qui permet le préréglage sur la fréquence désirée (ligne 6). Dans ce cas, la haute tension HT2 n'est évidemment pas enclenchée.

Comme les lignes 18 et 19, les lignes 21 et 22 aboutissent à l'inverseur « Emission-Réception » du tableau de commande à distance.

La ligne *e* permet la mesure de la tension HT2.

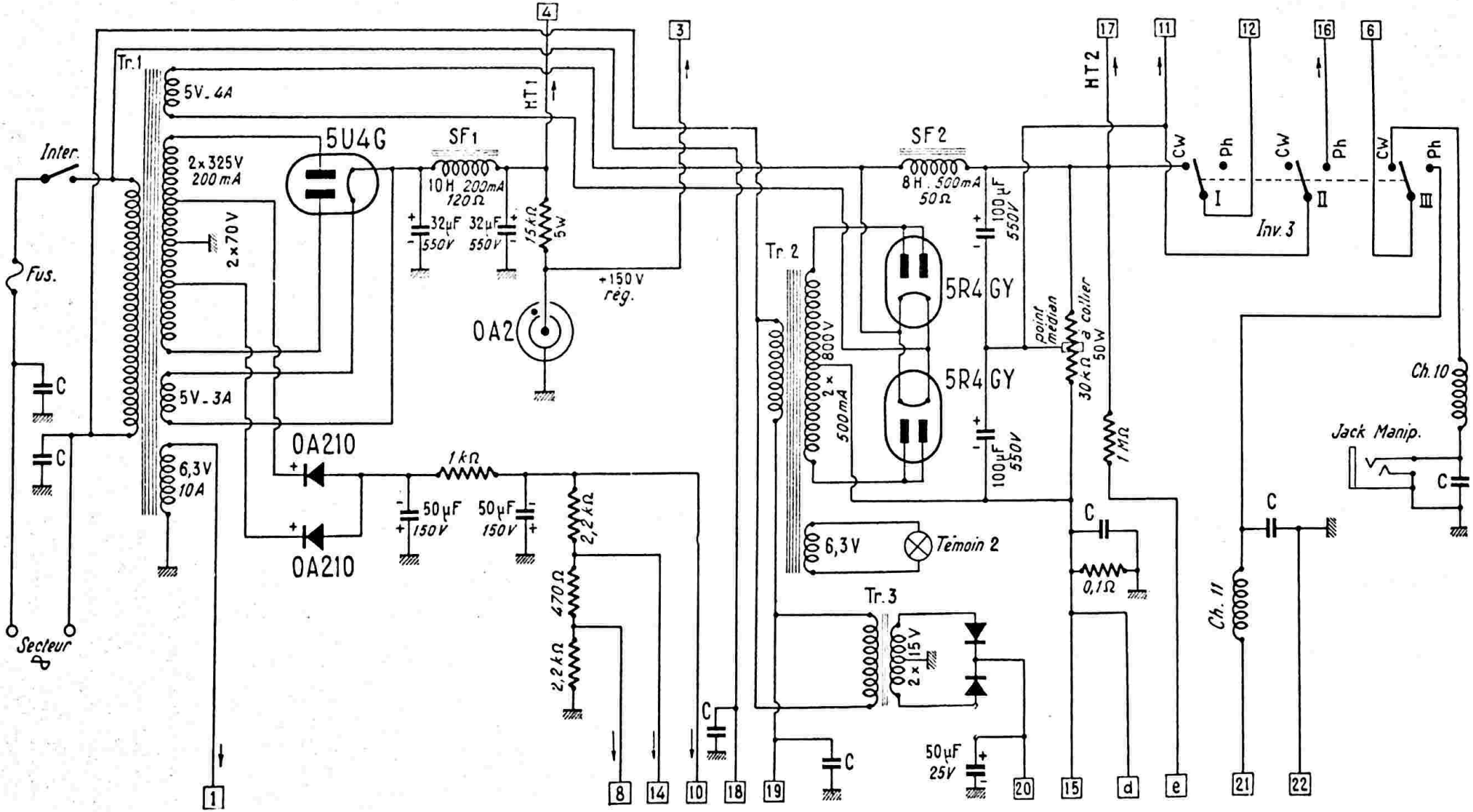
Le transformateur Tr.3 est un modèle de petite puissance délivrant environ 2 × 15 V au secondaire, lequel débite sur un petit redresseur au sélénium quelconque *Red.* Cette partie n'a absolument rien de critique. Il suffit, en effet, d'obtenir environ 12 volts continus pour l'excitation du relais inverseur d'antenne (ligne 20).

Enfin, les bobines d'arrêt *Ch* 10 et *Ch* 11 sont constituées chacune par 40 tours de fil de cuivre émaillé de 4/10 de mm enroulés jointifs sur un bâtonnet de stéatite de 8 mm de diamètre.

●

### Circuit de mesures (fig. XIV-16).

L'appareil de mesure utilisé est un milliampèremètre de déviation totale pour 1 mA et de résistance interne de 50 Ω. Bien entendu, les résistances-shunts intercalées dans les circuits à mesurer ont été déterminées pour cette valeur de résistance interne du milliampèremètre. Il s'agit de résistances bobinées établies aux valeurs précises indiquées afin d'avoir des mesures exactes.



Inter.
Fus.
Secteur
Tr.1
5V-4A
2x325V
200mA
2x70V
5V-3A
6,3V
10A
5U4G
SF1
10H 200mA
120Ω
32µF 550V
32µF 550V
15kΩ 5W
HT1
+150V
rég.
OA2
OA210
OA210
1kΩ
50µF 150V
50µF 150V
2,2kΩ
470Ω
2,2kΩ
Tr.2
2x 800V
500mA
6,3V
Témoin 2
Tr.3
2x15V
50µF 25V
SF2
8H 500mA
50Ω
100µF 550V
100µF 550V
5R4GY
5R4GY
point médian
30kΩ à collier 50W
1MΩ
0,1Ω
HT2
CW
Ph
I
II
III
Inv.3
Ch.10
Jack Manip.
Ch.11
C
1
4
3
8
14
10
18
19
20
15
d
e
17
11
12
16
6
21
22


*Fig. XIV-15*

Les diverses lignes de mesures (repérées par des lettres minuscules) aboutissent à l'inverseur *Inv.* 4 à 5 positions.

Nous avons :

Position 1 = déviation totale pour 50 mA ; mesure du courant cathodique du 2e étage intermédiaire H.F.

Position 2 = déviation totale pour 10 mA ; mesure du courant des grilles de l'étage P.A.

utilisé pour l'enclenchement de la haute tension du récepteur.

Lorsque l'émetteur est en fonctionnement (position E), le relais d'antenne est excité, se colle, et commute l'aérien sur l'émetteur (ligne 13). En position « réception », le relais décolle, et l'antenne est commutée sur le récepteur. Le relais *Rel.* est du type inverseur, à bobine d'excitation 12 volts, et à lames de contacts montées sur stéatite.

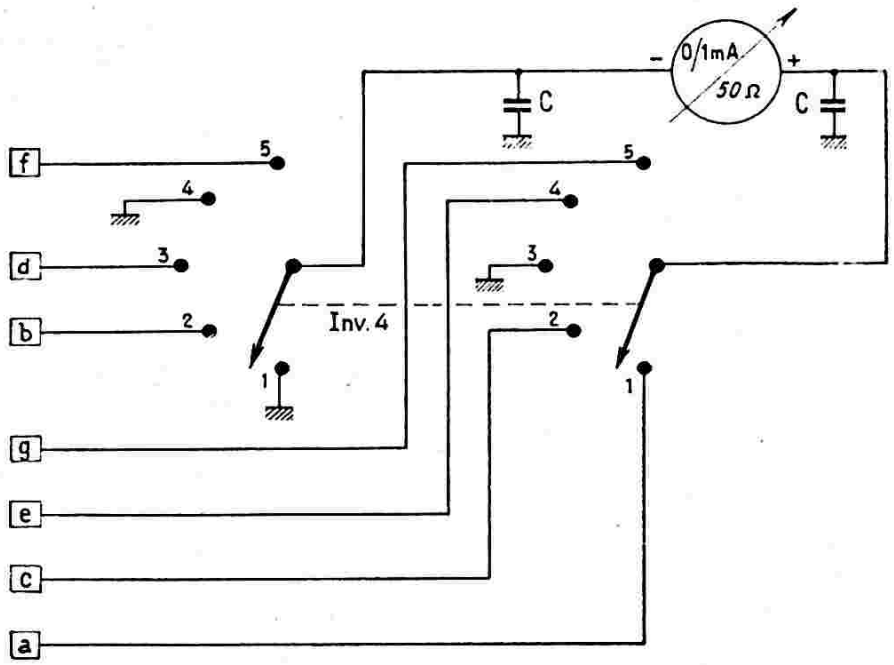



*Fig. XIV-16*

Position 3 = déviation totale pour 500 mA ; mesure du courant cathodique des tubes P.A.

Position 4 = déviation totale pour 1 000 V ; mesure de la haute tension H.T.2.

Position 5 = déviation totale pour 500 mA ; mesure du courant cathodique des tubes du push-pull modulateur.

●

**Commande à distance (fig. XIV-17).**

Le tableau comporte un inverseur *Inv.* 5 à 3 circuits, 3 positions (E = émission ; R = réception ; position intermédiaire = arrêt). Deux circuits sont utilisés pour l'émetteur : lignes 18 et 19 d'une part, lignes 21 et 22 d'autre part. Le troisième circuit est

Un tube parafoudre à gaz *PF* type 4378 « La Radiotechnique » peut être mis en service, en cas d'orage, par la fermeture de l'interrupteur à couteau *IC*.

●

**Antenne.**

L'antenne utilisée est un dipôle à trappes du type « W3DZZ » tendu à une hauteur de 18 mètres environ (voir description chapitre XIII, § 9-I). La liaison à la station est effectuée par un câble coaxial de 75 Ω d'impédance, type 75 MD (300 W).

●

**Contrôleur de champ (fig. XIV-18).**

Il est du type *apériodique* (aucun circuit accordé), et de ce fait, il fonctionne sans avoir à s'en occuper quelle que soit la bande sur laquelle est réglé l'émetteur. La détection est effectuée par une diode type OA85. L'antenne est un fil A de 4 mètres tendu à l'extérieur de l'immeuble ; la rentrée s'effectue par un câble blindé. On ajuste le condensateur de 3 — 30 pF pour avoir une bonne déviation de l'indicateur (milliampèremètre). Un casque permet, en outre, le contrôle de la modulation (monitor) ; un petit transformateur B.F. effectue l'adaptation d'impédance au casque utilisé.

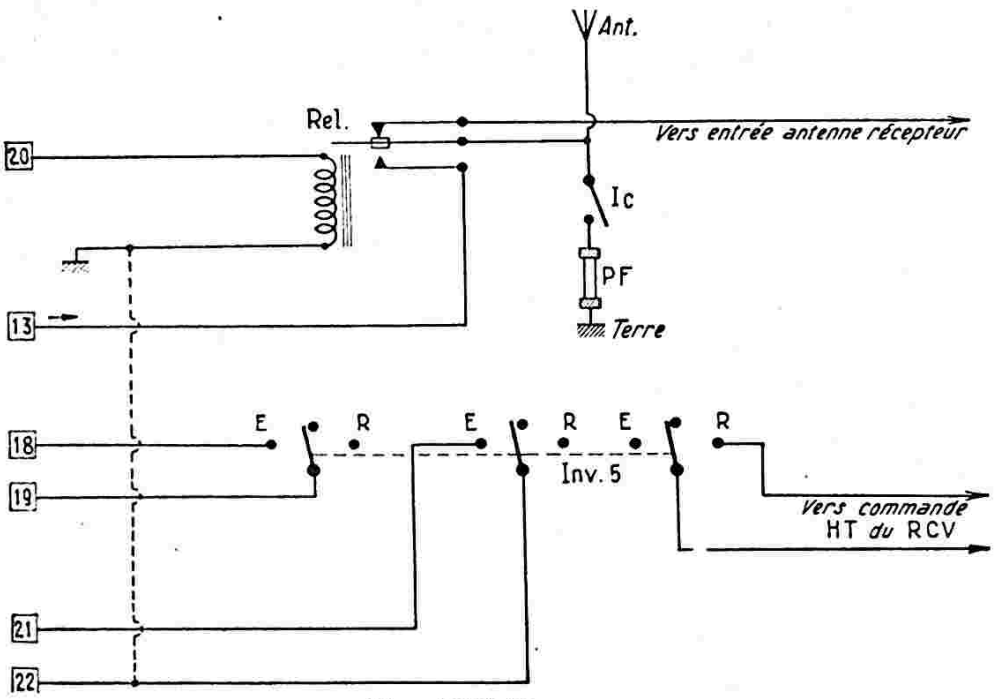



*Fig. XIV-17*

**Contrôleur oscilloscopique de modulation (fig. XIV-19).**

Un contrôle permanent de la modulation est assuré à l'aide d'un tube cathodique type DG7/32. Ce contrôleur possède son alimentation autonome et il est monté dans un coffret séparé (22 × 20 × 14 cm). Le transformateur d'alimentation comporte deux enroulements de chauffage à 6,3 V, un enroulement de 2 × 300 V eff. (pour la H.T. générale) et un enroulement de

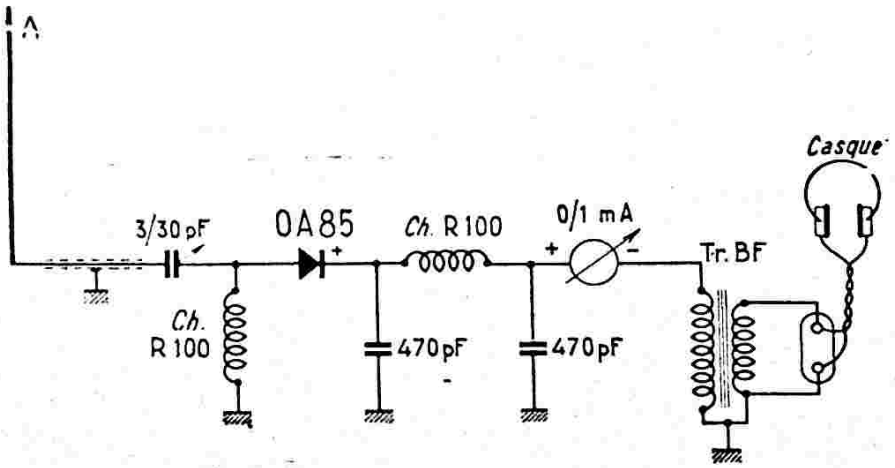



*Fig. XIV-18*

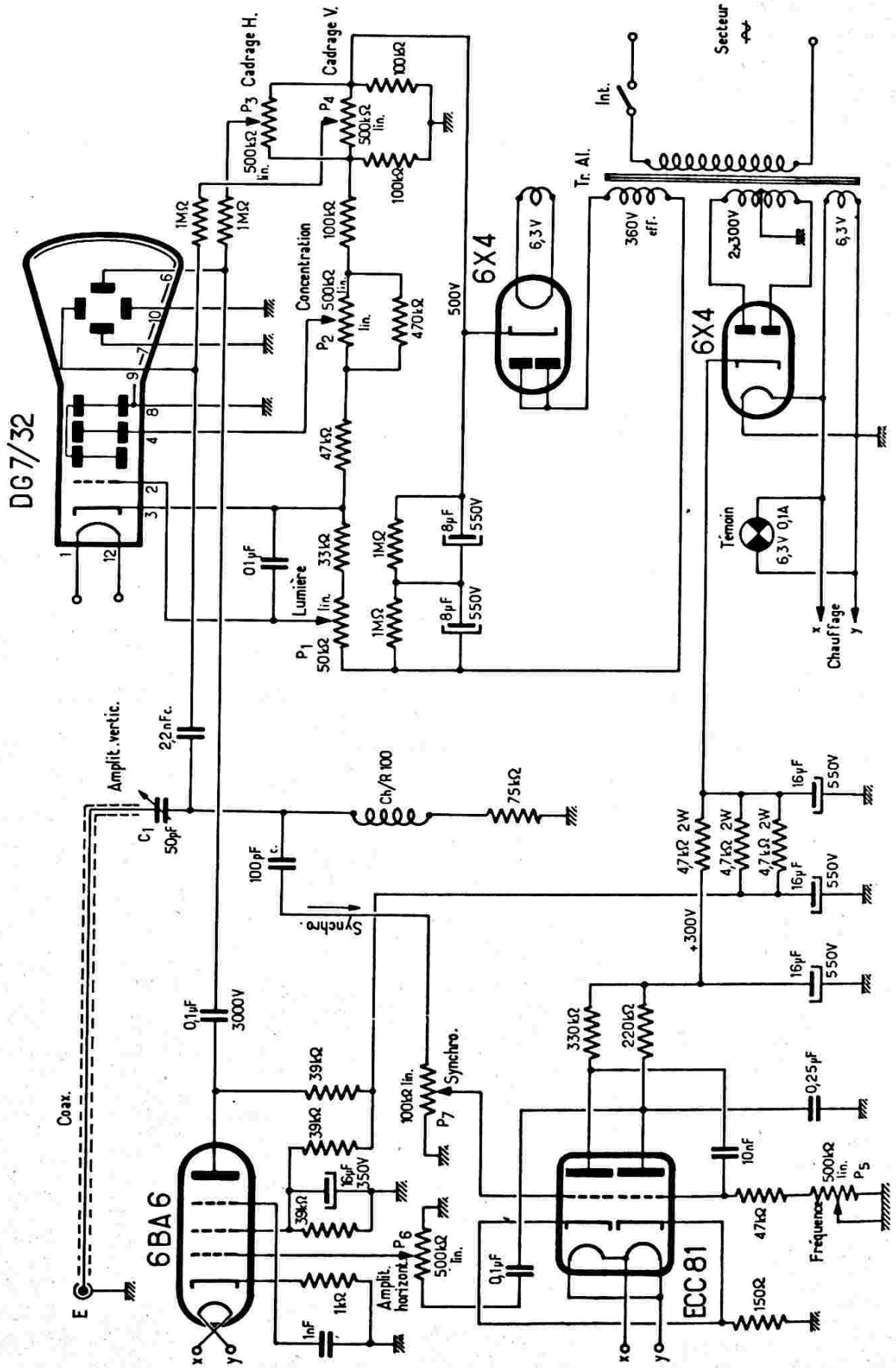

DG7/32
Cadrage H.
Cadrage V.
Concentration
Lumière
Amplit. vertic.
Coax.
6BA6
ECC81
6X4
6X4
Tr. Al.
Int.
Secteur
Témoin
Chauffage
Synchro.
Synchro.
Amplit. horizont.
Fréquence
Ch/R 100
+300V
500V
6,3V
2x300V
6,3V 0,1A
360V eff.
2,2nFc.
0,1µF
3000V
0,25µF
10nF
150Ω
75kΩ
100pF c.
50pF
1MΩ
47kΩ
33kΩ
50kΩ lin.
500kΩ lin.
470kΩ
100kΩ
8µF 550V
16µF 550V
4,7kΩ 2W
330kΩ
220kΩ
39kΩ
1kΩ
1nF
16µF 350V
500kΩ lin.
100kΩ lin.
P1
P2
P3
P4
P5
P6
P7
C1
E
x
y

*Fig. XIV-19*

360 V eff. (pour la T.H.T. de 500 V du tube cathodique). La ligne marquée « secteur » est reliée au réseau, en parallèle sur le primaire de Tr.1 (fig. XIV-15), après l'interrupteur général.

Les réglages pour le tube cathodique proprement dit sont : $P_1$ = Lumière ; $P_2$ = Concentration ; $P_3$ = Cadrage horizontal ; $P_4$ = Cadrage vertical.

Le balayage en dents de scie est généré par un multivibrateur à double triode ECC81. Le potentiomètre $P_6$ permet d'ajuster la fréquence de ce balayage entre des limites convenables pour l'observation des fréquences vocales. La largeur du balayage horizontal se règle par le potentiomètre $P_5$, l'amplificateur étant équipé d'un tube 6BA6. Pour une meilleure stabilisation des observations, un circuit de synchronisation a été prévu ; cette dernière est ajustable par $P_7$ (potentiomètre à régler au tiers de sa course environ).

modulomètre cathodique que ce dernier peut être utilisé avec un « collecteur d'onde » très court ou avec un émetteur à très faible puissance. Il suffit tout simplement d'accroître sa senbilité en intercalant — avant l'attaque des plaques de déviation verticale (broche 9 du tube DG7) — un petit amplificateur H.F. apériodique.

En annexe et pour information, nous représentons sur la figure XIV-20 le schéma d'un tel amplificateur intermédiaire avec tube 6AK5. Le dosage de l'amplitude verticale se fait toujours par $C_1$, et le reste du schéma (fig. KIV-19) est évidemment inchangé.

Comme nos lecteurs l'auront sans doute compris, la méthode d'observation appliquée par ce modulomètre cathodique est celle de la courbe-enveloppe.

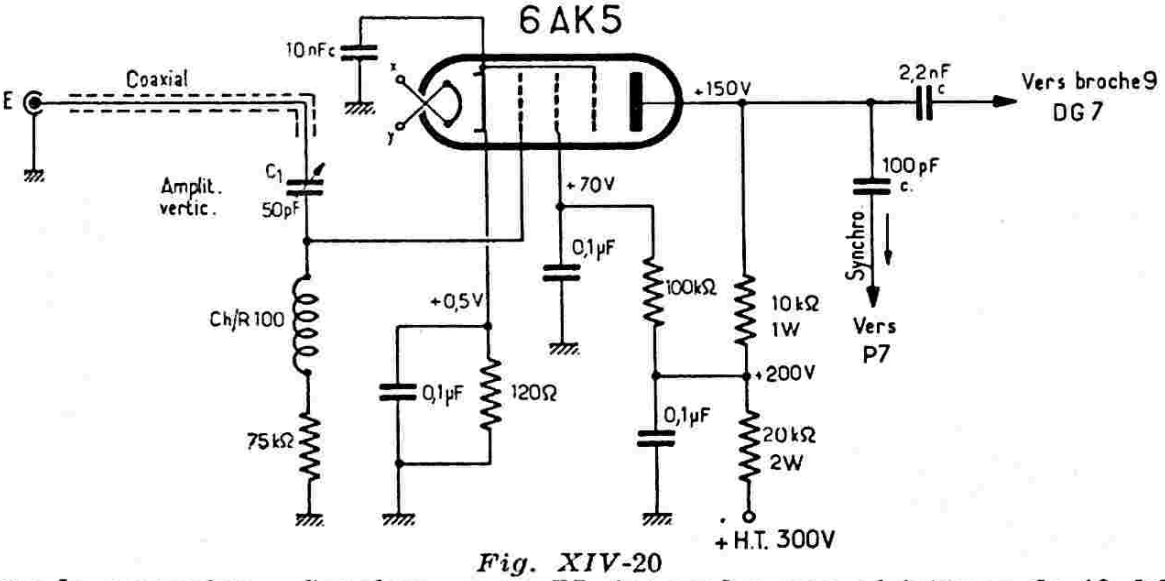



*Fig. XIV-20*

*a) Dans la connexion « Synchro » vers P7, intercaler une résistance de 10 kΩ.*
*b) En cas de saturation (signal HF d'entrée trop important), utiliser un tube 6BA6.*

Les signaux H.F. modulés sont appliqués à l'entrée E, soit à l'aide d'une boucle couplée à la bobine du P.A. de l'émetteur, soit à l'aide d'un simple morceau de fil formant collecteur d'onde. On peut aussi — et c'est ce que nous avons fait — relier l'entrée E à l'arrivée de la petite antenne A utilisée pour le contrôleur de champ (fig. XIV-18). Ces signaux H.F. modulés sont appliqués directement au tube cathodique pour la déviation verticale ; leur amplitude est réglable par le condensateur ajustable à air $C_1$ de 50 pF.

Toutes les valeurs et caractéristiques des éléments nécessaires au montage de cet accessoire précieux qu'est un contrôleur de modulation, sont données directement sur la figure.

Au passage, profitons de l'occasion pour signaler au lecteur intéressé par ce type le

**Montages - Réglages - Utilisation (fig. XIV-21).**

Des indications d'ordre pratique ont déjà été données au cours de la description en ce qui concerne les points critiques ou particuliers ; nous n'y reviendrons pas. Quant au reste, diverses variantes peuvent être envisagées selon le matériel dont on dispose (vis-à-vis de l'encombrement, notamment).

L'ensemble est monté sur un châssis classique de 62 × 48 cm ; celui-ci est solidaire d'un panneau-avant de 65 × 35 cm. La répartition des commandes sur ce panneau est indiquée sur la figure.

En outre, cet assemblage se glisse par l'avant, à la façon d'un tiroir, à l'intérieur d'un coffret méallique de 65 × 50 × 35 cm.

Ce coffret comporte des ouvretures pour l'aération et le refroidissement, ainsi qu'une

porte sur le dessus pour l'accès aux lampes, notamment (remplacement d'un tube défectueux, par exemple).

Une ouverture, à l'arrière du coffret, est prévue pour l'accès ou le passage des branchements suivants :

Cordon secteur ;

Fusible tubulaire secteur ;

Lignes 18/19 et 21/22 pour commande à distance ;

Ligne 20 pour l'excitation du relais-inverseur d'antenne (ces cinq lignes sont sorties par l'intermédiaire d'un support octal muni d'un bouchon de branchement) ;

Prise jack manipulateur ;

Prise coaxiale microphone ;

Le commutateur de mesures *Inv.* 4 est placé en position 2 (courant grilles P.A.). L'inverseur *Inv.* 2 est sur position V.F.O., et l'inverseur *Inv.* 3 sur C.W. On accorde le condensateur $C.V._3$, en ouvrant un peu par ailleurs le potentiomètre *Pot.* 1, de façon à obtenir une déviation de 2 à 3 mA. Puis, à l'aide d'un tournevis, on ajuste le noyau de la bobine $L_3$ pour l'obtention de la déviation maximum du milliampèremètre. Si l'intensité indiquée dépasse 5 mA, ramener *Pot.* 1 légèrement en arrière jusqu'au réglage convenable du noyau de la bobine $L_3$.

c) Placer le commutateur de gammes sur « 15 m », et procéder de la même façon pour le réglage de la bobine $L_4$.

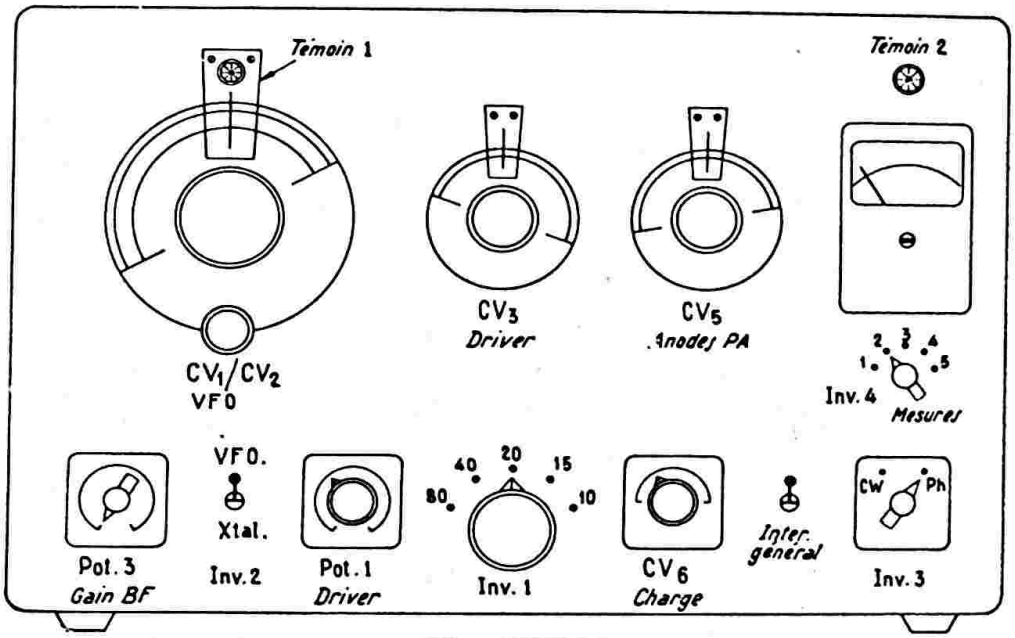



*Fig. XIV-21*

Douille coaxiale de sortie d'antenne (ligne 13) ;

Borne « masse » pour connexion à la terre.

Les premiers réglages s'effectuent en procédant de la façon suivante :

a) A l'aide des trimmers et des noyaux, on s'assure que les deux circuits du pilote V.F.O. couvrent les bandes de fréquences allant, d'une part de 1,75 à 1,9 MHz, et d'autre part de 7 à 7,425 MHz. A ce propos, lors de la mise en service de l'émetteur sur une bande donnée, il convient de bien s'assurer que l'harmonique de l'oscillateur du pilote tombe entre les limites de la bande considérée. En fait, si la bande 40 m par exemple, ne s'étend que de 7 MHz à 7,1 MHz, il faut cependant que le pilote puisse varier de 7 à 7,425 MHz afin de pouvoir couvrir totalement la bande 10 m (28 à 29,7 MHz).

b) On place le commutateur de gammes sur la position « Bande 10 m » (*Inv.* 1).

d) Ramener *Inv.* 3 sur Ph. Maintenant, nous pouvons envisager d'enclencher la haute tension générale H.T.2, et nous allons régler le potentiomètre *Pot.* 2 du circuit clamp de sécurité. Nous plaçons *Inv* 4 en position 3 (mesure du courant cathodique P.A.) et nous plaçons *Inv.* 2 en position « Xtal », mais *sans quartz* dans le support prévu à cet effet ; ainsi, nous sommes certains qu'aucune excitation H.F. n'est appliquée à l'étage P.A. Enclenchons la haute tension H.T.2 et manœuvrons rapidement le potentiomètre *Pot.* 2 du circuit-clamp afin d'annuler la déviation du milliampèremètre. Le réglage correct de *Pot.* 2 est juste le point où l'intensité est annulée ; revenir légèrement en arrière si besoin est, pour avoir la certitude de bien être au point convenable.

e) Les réglages internes de l'émetteur sont terminés ; on peut maintenant le placer dans son coffret. Les autres réglages (pan-

neau avant) sont utilisés lors d'un changement de fréquences ou de bande, c'est-à-dire pour l'emploi normal de l'émetteur :

Choisir la bande de trafic (*Inv.* 1). Se placer sur la fréquence désirée par la manœuvre du cadran V.F.O. (*Inv.* 3 étant ur C.W.).

Placer *Inv.* 4 en position 2 (courant grilles P.A.) ; accorder $C.V._3$ et régler *Pot.* 1 de façon à obtenir 5 mA (sans plus). Ramener *Inv.* 3 sur Ph ; placer *Inv.* 4 en position 3 (courant cathodique P.A.) et enclencher la haute tension générale $H.T._2$.

Il faut maintenant accorder le circuit anodique du P.A. tout en ajustant la charge apportée par l'antenne. Pour cela, on débute avec $C.V._6$, lames totalement engagées (capacité maximum) et l'on recherche le *minimum* de déviation du milliampèremètre en accordant $C.V._5$.

On augmente la charge en diminuant insensiblement la capacité de $C.V._6$ et en réaccordant chaque fois $C.V._5$. Les minima lus au milliampèremètre sont de plus en plus importants ; on s'arrête lorsque la charge correcte est atteinte ou lorsque la puissance désirée est obtenue. De toutes façons, pour une longue vie des tubes 6146 du P.A., il importe de ne pas dépasser 250 mA *maximum*. Nous rappelons que l'intensité indiquée correspond à l'intensité cathodique ; pour obtenir l'intensité des des anodes ; il conveint de soustraire environ 25 mA consommés par les écrans.

La tension $H.T._2$ (*Inv.* 4 en position 4) est de 700 à 750 V environ.

Pour moduler, il suffit de brancher le microphone et d'ouvrir convenablement le potentiomètre *Pot* 3 (sans surmodulation). En plaçant *Inv.* 4 en position 3, on mesure le courant cathodique du modulateur push-pull EL34; nous avons : au repos = 40 mA environ ; en crête = 130 mA environ.

Pour la télégraphie, brancher le manipulateur dans le jack réservé à cet usage, et placer *Inv.* 3 en position C.W.

●

*Nota.*

Outre l'équipement que nous venons d'examiner, la station F3AV comporte également :

1° Un ensemble « mobile » ou de « secours » composé :

*a*) d'un émetteur pour les bandes 20, 40 et 80 m (montage de la figure XII-5-1, avec tube 6L6 à l'étage P.A.) ;

*b*) d'un récepteur à lampes « batteries » pour ces mêmes bandes (H.F. = 1T4 ; C.F. = 1R5 ; oscillatrice séparée = 1T4 ; M.F. à réaction = 1T4 ; détection grille = 1L4 ; B.F. = 1L4 écoute au casque) ;

*c*) d'une alimentation sur secteur ou sur accumulateur (montage de la figure XVII-22) alimentant, soit l'émetteur, soit le récepteur (tension de chauffage redressée et filtrée pour le récepteur). Voir chapitre XVII, § 9, n° I.

2° Un ensemble émission et réception pour la bande 144 MHz (émetteur de la figure XV-25-1, mais avec la variante indiquée dans le texte, c'est-à-dire avec tube 6252 à l'étage P.A., et récepteur de la figure XV-9-1).

3° Un ensemble émetteur - récepteur V.H.F mobile (voir chapitre XVII, § 9-III).

CHAPITRE XV

# Technique des V.H.F. - Ondes métriques

## § 1. — Généralités

Nous allons étudier dans ce chapitre les différents appareils : adaptateurs, récepteurs, émetteurs, transceivers, qui, par leurs montages spéciaux, se rattachent plus particulièrement aux U.H.F., c'est-à-dire aux ultra-hautes fréquences. Mais qu'appellerons-nous U.H.F. ? Si vous le voulez bien, nous allons adopter la subdivision V.H.F., comme le veut la coutume, pour les fréquences comprises entre 30 et 300 MHz (ondes métriques). Quant aux UHF proprement dites, nous pourrons y classer toutes les fréquences supérieures à 300 MHz (ondes décimétriques et centimétriques).

Toutefois, lorsque nous emploierons le sigle « U.H.F. » de façon très générale et sans esprit de classification, cela voudra dire qu'il s'agit *en bloc* de toutes les fréquences supérieures à 30 MHz (c'est-à-dire toutes les longueurs d'ondes inférieures à 10 mètres).

Bande de 144 à 146 Mc/s (dite des 2 mètres).
Bande de 430 à 440 Mc/s.
Bande de 1.215 à 1.300 Mc/s.
Bande de 2.300 à 2.450 Mc/s.
Bande de 5.650 à 5.850 Mc/s.
Bande de 10.000 à 10.500 Mc/s.
Bande de 21.000 à 22.000 Mc/s.

Sur ces bandes, la puissance input maximum autorisée est de 100 watts.

Pendant longtemps, on a cru que les U.H.F., se propageant uniquement suivant l'onde directe, avaient une portée restreinte (une montagne, une forêt ou une agglomération, etc., formant écran-obstacle)...

Aujourd'hui, des faits sont là qui démontrent la possibilité de liaisons bilatérales intéressantes. Déjà avant-guerre, de nombreux OM français avaient étudié la bande 56 Mc/s et réalisé d'intéressants QSO quant à la distance couverte. Mais nos amis d'outre-Atlantique semblent s'être attaqués aux U.H.F. avec encore beaucoup

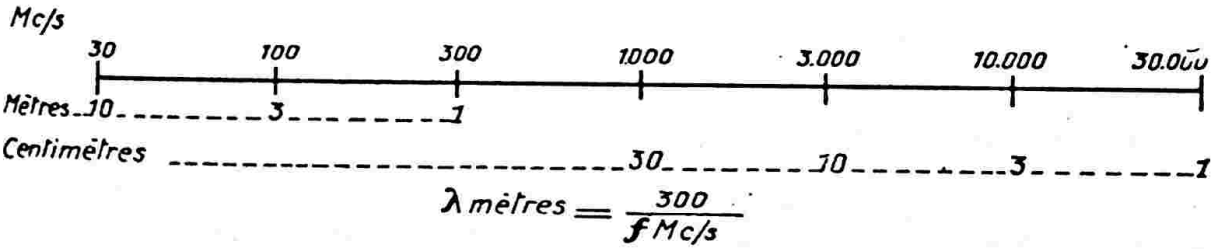



*Fig. XV-1-1*

Avant d'aller plus loin, et pour bien fixer les idées un peu vagues des amateurs sur ces fréquences, nous donnons en figure XV-1-1 un abaque « fréquence/longueurs d'onde » pour les ondes tres courtes, inférieures à 10 mètres.

*Actuellement*, les bandes sur U.H.F. réservées aux *amateurs français* sont les suivantes (1) :

plus de succès. Notons, pour fixer les idées, parmi un important palmarès, les liaisons suivantes :

56 Mc/s — W1EYM avec W6DNS, soit 4.000 kilomètres (juillet 1938).

112 Mc/s — W2MPY1 avec W1JFF, soit 540 kilomètres (août 1941).

58 Mc/s — G5BD et G6CW avec F3JB (3 juin 1946).

— G5LL avec I1DA et I1FA (16 juin 1946).

(1) Pour plus amples détails, voir chapitre XXII § 2.

— G5BY touche l'Afrique du Nord (24 juin 1946).
— HB9CD avec G5BY, G6LK et G8JV (août 1946).
— HB9BZ avec G2BMZ et G5BY (août 1946).
— HB9J avec G5BY (août 1946).
— G5BY avec I1FA, I1KS, I1MH et I1TH (août 1946).
— OK2UA écoute G5MA et G5TX (août 1946).

Le 24 novembre 1946, *liaison transatlantique* entre l'amateur anglais G6DH et l'amateur américain W1HDQ sur 6 mètres !

En 1950, en tête du « tableau d'honneur » de la bande *144 Mc/s* (2 mètres), on voyait l'amateur américain W5JLY qui était parvenu à se faire entendre à une distance de 1.610 km. (cité à titre indicatif, les performances étant cesse améliorées).

De jour en jour, les U.H.F. permettent des portées de plus en plus importantes : améliorations du matériel et des antennes.

Le DX est donc possible sur les ondes inférieures à 10 mètres : chaque mois, les comptes rendus internationaux viennent le confirmer.

A l'heure où nous écrivons ces lignes, les amateurs français semblent vouloir « reprendre du poil de la bête » et s'attaquent de plus belle aux UH.F. (1).

(1) Les bandes 20, 40 et 80 mètres sont peut-être très intéressantes, mais au fond, elles n'ont pas grand'chose de nouveau à nous apprendre !... Tandis qu'en U.H.F.... c'est autre chose !

On voit par là l'immense travail qui reste à faire, le vaste domaine offert aux inlassables recherches des bénévoles et persévérants amateurs !

Outre la qualité du matériel employé, il convient de signaler que beaucoup de liaisons DX sont *sporadiques* et même difficiles à renouveler : le facteur principal étant *la propagation*.

Aussi est-on amené à considérer la *portée pratique* des ondes à U.H.F. c'est-à-dire la portée sur laquelle on puisse compter pour établir une *liaison certaine*.

Dans ce but, M. W. Callendar, à la suite de nombreux essais, a pu établir quelques statistiques très intéressantes (publiées dans *Wireless World*, Londres, avril 1949). Nous résumons les résultats obtenus par le tableau ci-dessous.

Les portées pratiques en *onde directe*, au-dessus du sol, sont indiquées en kilomètres suivant les hauteurs des antennes d'émission et de réception ; de plus, la portée A correspond à une puissance H.F. d'émission de 0,1 watt compte tenu d'un affaiblissement de 10 dB dû aux obstacles, réflexions, interférences, etc... Quant à la portée B, elle correspond à une puissance H.F. d'émission de 1 kW avec affaiblissement de 20 dB. Dans tous les cas, on exige à la réception un champ de 4 microvolts par mètre sur 30 et 80 Mc/s, et un champ de 3 $\mu$V/m sur 180 Mc/s.

Le tableau ci-dessous est très intéressant lorsqu'il s'agit d'établir un projet de télécommunication. Mais d'autres cas, plus généraux, peuvent se présenter et il nous

| Hauteur des antennes par rapport au sol | 30 Mc/s ($\lambda$ = 10 m.) | 80 Mc/s ($\lambda$ = 3,75 m.) | 160 Mc/s ($\lambda$ = 1,87 m.) | | |
|---|---|---|---|---|---|
| Antennes d'émission et de réception à 1,80 m. | 3 km. | 2,5 km. | 2,5 km. | A | Portée |
| | 16 km. | 13 km. | 13 km. | B | |
| Antenne d'émission à 9 m. ; antenne de réception à 1,80 m. | 7 km. | 6 km. | 6,5 km. | A | Portée |
| | 30 km. | 30 km. | 24 km. | B | |
| Antenne d'émission à 180 m. ; antenne de réception à 1,80 m. | 24 km. | 21 km. | 21 km. | A | Portée |
| | 72 km. | 70 km. | 67 km. | B | |
| Antennes d'émission et de réception à 9 m. | 9 km. | 10,5 km. | 13 km. | A | Portée |
| | 40 km. | 42 km. | 45 km. | B | |

paraît instructif de développer quelque peu ce sujet (1).

On se souviendra d'abord qu'il est fort risqué de pré-évaluer un champ électromagnétique par extrapolation de mesures faites à très faibles puissances ; le tableau précédent nous le montre bien !

Il est également fort risqué de pré-évaluer un champ en se basant sur la distance. Beverage qui a effectué un très grand nombre de mesures dans ce sens a trouvé que la valeur du champ, *dans un espace dégagé*, est inversement proportionnelle *à la distance* dans certaines zones proches de l'émetteur... et inversement proportionnelle *au carré de la distance* dans d'autres zones plus éloignées de l'émetteur.

En conséquence, la formule empirique, que l'on cite fréqemment :

$$E = \frac{7\sqrt{W}}{d}$$

formule permettant de déterminer le champ $E$ (en millivolts par mètre) pour une puissance rayonnée $W$ (en watts) et à une distance $d$ (en kilomètres) de l'émetteur, se montre le plus souvent toute particulièrement optimiste !!

Définissons maintenant la *portée radio-optique*. Soit $d_o$ la distance de l'antenne d'émission au point de tangence du rayonnement à la surface du sol, et $h_1$ la hauteur (en mètres) de l'antenne d'émission (fig. XV-1-2, à gauche). La portée radio-optique $d_o$ (en mètres) peut se calculer approximativement par la relation :

$$d_o = 4{,}1 \times 10^3 \sqrt{h_1}$$

Pour obtenir $d_o$ en kilomètres, il suffit évidemment de supprimer le facteur $10^3$.

Si, du côté réception, la hauteur d'antenne est $h_2$, la distance totale maximum $d_r$ entre $h_1$ et $h_2$ en portée radio-optique (c'est-à-dire lorsque le rayonnement devient tangent à la terre au point T — à droite de la figure) est de :

$$d_r = 4{,}1 \times 10^3 \left(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}\right)$$

(1) Cf. « Télévision » (Kerkhof et Werner).

Ces déterminations de portée ne sont évidemment valables qu'en terrain plat et dégagé.

Beverage a établi que, pour des distances supérieures à $d_r$ et pour des fréquences d'environ 40 MHz, la valeur du champ électromagnétique satisfait à la formule empirique :

$$E = E_r \left(\frac{d_r}{d_g}\right)^{3,6}$$

dans laquelle :

$d_r$ = portée radio-optique théorique ;

$d_g$ = distance réelle entre les deux entennes ($d_g > d_r$) ;

$E_r$ = valeur du champ à la distance $d_r$.

Aux fréquences supérieures, l'exposant intervenant dans la formule précédente augmente : Pour 100 MHz, il est de 5 ; et pour 430 MHz, de 9. Ce qui signifie évidemment que l'*affaiblissement* du champ E augmente, en outre, avec la fréquence.

Le fait qu'une réception est encore possible à des distances supérieures à $d_r$ s'explique par le phénomène bien connu de la *diffraction des ondes* (déviation autour d'un obstacle) lorsque ces ondes effleurent le sol ou le niveau de la mer, ainsi que par la réflexion dans l'air humide de l'atmosphère (amélioration de la propagation par temps de brouillard).

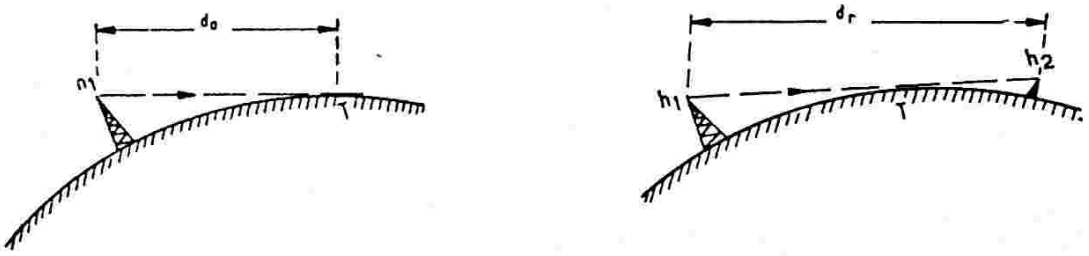



*Fig. XV-1-2*

Ces deux phénomènes font apparaître également un signal valable en des points situés hors de l'horizon optique dans le cas où un obstacle (par exemple, une colline) se dresse entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception.

Nous citerons aussi pour mémoire, la possibilité de profiter quelquefois du relief naturel ; une haute montagne, par exemple, parfois très éloignée, peut servir d'écran en *réfléchissant* les ondes en un lieu souhaité, alors qu'elles ne peuvent l'atteindre en rayonnement direct du fait du relief du sol.

Il est bien évident que l'amateur dont la station se situe géographiquement au milieu de vastes plaines ou en altitude (sommets montagneux) sera très nettement plus favorisé que l'amateur résidant dans une vallée profondément encaissée ou dans un centre urbain, avec son antenne encadrée par d'imposants buildings en béton armé !

Enfin, voici une recommandation importante avant d'entreprendre la construction des appareils spéciaux pour U.H.F. En ondes courtes, nous avons toujours souligné l'avantage de faire des connexions directes et excessivement raccourcies ; sur ondes métriques, cette directive est à suivre avec encore plus d'attention.

Lorsqu'un fil est parcouru par un courant de fréquence ultra élevée, et si ce fil dépasse quelques centimètres de longueur, son inductance devient parasite. Sur un récepteur, on a alors une diminution sensible du rendement ; on risque les accrochages parasites sur des fréquences variées, etc...

Sur un émetteur, on constate, souvent aussi, la présence d'oscillations parasites ; de plus, le neutrodynage s'avère très difficile ou inconstant, etc.

Donc, sur U.H.F., plus que partout ailleurs : excellentes soudures, contacts parfaits et connexions ultra-courtes. Voir chapitre XX § 1 numéro 22.

## § 2. — Adaptateurs V.H.F.

On se rappelle ce qu'est un *adaptateur* (chapitre VIII § 4).

Plus particulièrement, sur U.H.F., un adaptateur est un petit bloc compact comportant un système d'accord sur les fréquences à recevoir et un changement de fréquence, l'ensemble permettant d'adapter aux bandes U.H.F., un récepteur ordinaire prévu pour la réception des ondes de 16 à 2.000 mètres, par exemple ; cet appareil auxiliaire peut, en général, utiliser les mêmes sources d'alimentation que le récepteur.

Nos lecteurs ont déjà compris qu'il s'agit dans ce cas, ni plus ni moins que de la technique du *double changement de fréquence ;* et en O.T.C. c'est une des *meilleures solutions.*

Voici deux schémas d'adaptateurs (fig. XV-2 et 3) qui conviennent admirablement bien jusqu'à 144 Mc/s.

Nous donnons les valeurs des bobinages et capacités seulement pour l'appareil de la figure XV-2. (Les valeurs des L et C pour le second appareil, figure XV-3, étant sensiblement identiques ; la bobine $L_3$ comporte en plus, une prise au tiers de l'enroulement compté à partir du côté masse).

Toutes les bobines sont faites en fil de cuivre rigide sur « air » (exception faite pour $T_1$, qui est bobinée sur un petit mandrin en carton).

Les C.V. sont également d'un type spécial sur stéatite ou quartz ; et les trimmers à diélectrique air, que l'on trouve facilement dans le commerce. Les nombres de tours des bobines sont des valeurs moyennes, car les capacités parasites de câblage jouent ici un rôle important ; il est donc primordial de s'imposer un câblage soigné, *très aéré et excessivement court,* surtout dans les liaisons entre bobine et C.V.

$L_2$ doit être couplée à $L_1$ du côté masse.

Attention au sens du couplage entre $L_3$ et $L_4$, pour qu'il y ait accrochage des oscillations.

Dans le montage de la figure XV-3 pour $L_1$, on peut également réaliser la liaison grille 1852 par une prise sur la bobine (réduction de l'amortissement du circuit d'entrée par le tube).

Toujours dans ce dernier montage, la connexion $G_1$ 1852 et cathode 6J5, aboutit à une prise sur $L_3$ au tiers de l'enroulement compté à partir du côté masse.

Le tube VR150-30, régulateur au néon, est naturellement facultatif, mais il assure cependant une plus grande stabilité de l'oscillation du changement de fréquence, évitant ainsi le glissement dû aux variations de tension anodique.

L'adaptateur sera monté sur un petit châssis métallique de forme habituelle (en U) et facultativement placé dans un coffret métallique également (aluminium, par exemple). Mais toujours prévoir du « large », tout en maintenant les connexions H.F. courtes !

Séparer aussi efficacement que possible les circuits d'oscillation et d'accord (par exemple : accord sur le châssis et oscillateur dessous), de façon à réduire au minimum le couplage capacitif et inductif, cause du « pulling » ou « entraînement de fréquence ».

Les commandes des C.V. accord et oscillateur peuvent être réalisées séparément (deux boutons avec vernier) ou simultanément (commande unique). Dans ce dernier cas, il ne faut pas oublier que tout changeur de fréquence doit fournir une M.F. (fréquence intermédiaire) constante, quelle que soit l'onde reçue, égale à la différence entre la fréquence des ondes incidentes (émission à recevoir) et la fréquence de l'oscillation locale ; nous voulons dire, en d'autres termes, qu'il faut s'arranger pour que l'alignement « colle » d'un bout à l'autre de la rotation du C.V.

Il faut, pour cela, agir sur les bobinages (nombre de tours ou écartement des spires les unes par rapport aux autres) ou sur le réglage des trimmers accord et oscillateur (bas de gamme). Revoir le problème de l'alignement, chapitre *IV*, *§ 8*.

Dans le montage de la figure XV-2, il s'agit d'un changement de fréquence par *détection*, c'est-à-dire d'un dispositif dans lequel on envoie, sur la grille d'une lampe fonctionnant en détectrice (première détectrice ou lampe mélangeuse), les deux cou-

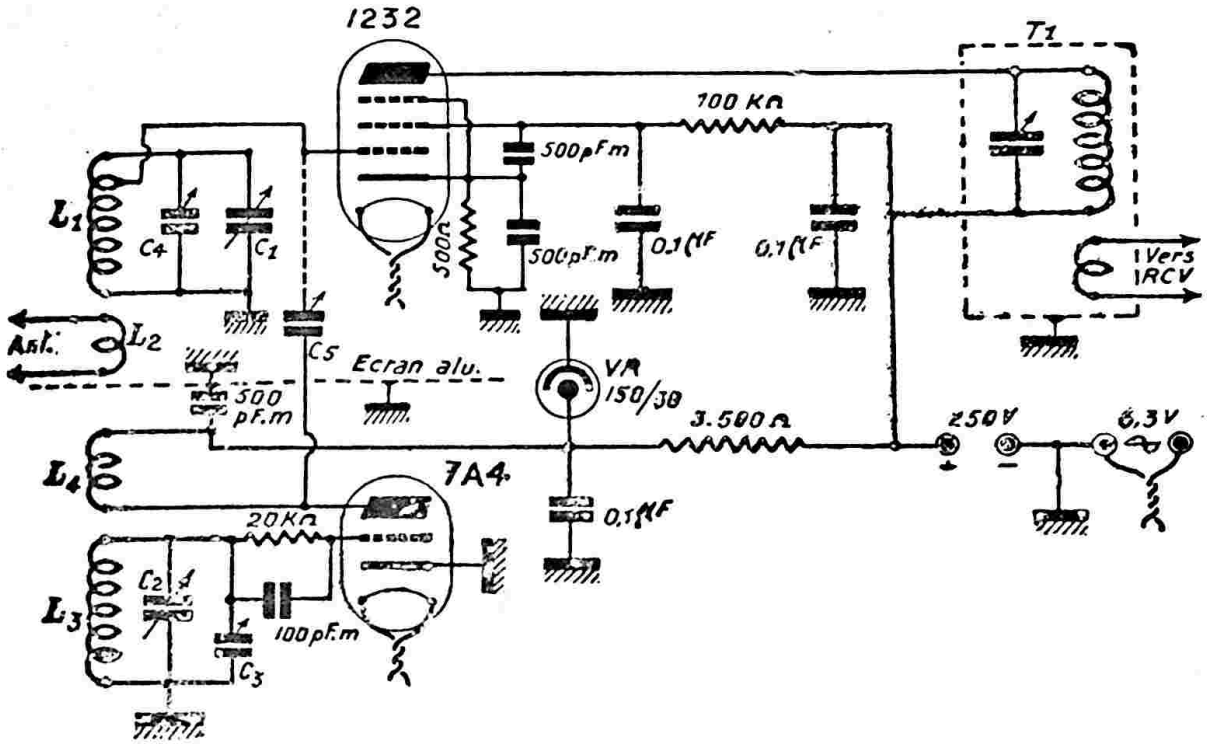



*Fig. XV-2*

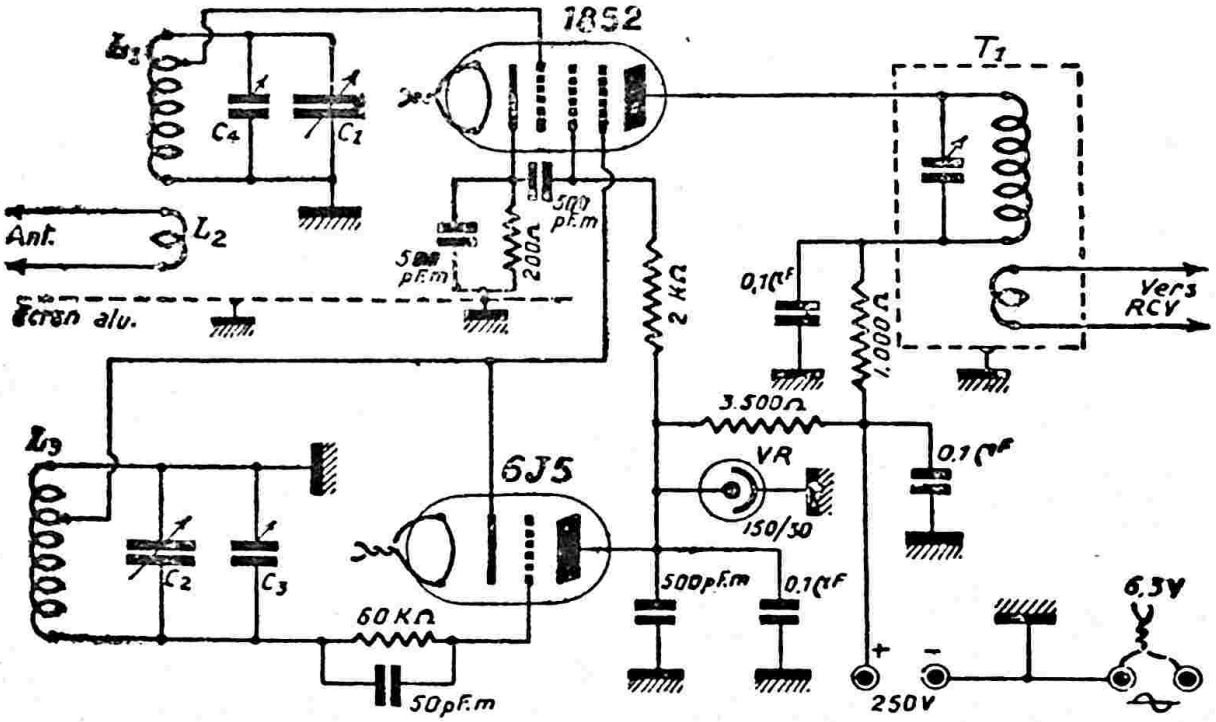



*Fig. XV-3*

Il faut aussi un peu d'expérience, une petite dose de patience également, et ne pas oublier que sur U.H.F., on doit agir *par fraction de tour* sur les bobinages !

rants de fréquence incidente et oscillatrice, dont les battements produisent la moyenne fréquence.

Sur la figure XV-3, il s'agit, au contraire, d'un changement de fréquence par

*modulation,* c'est-à-dire d'un montage dans lequel les deux courants de fréquence incidente et oscillatrice locale sont envoyés sur des électrodes différentes du tube dit « modulateur », de façon à moduler un des courants par l'autre ; en d'autres termes, le passage de la fréquence locale Fl est commandé par la fréquence incidente Fi.

Le filtre T, en sortie, par son accord à la résonance, permet de ne laisser passer que la fréquence Fi-Fl = 5 Mc/s.

*Valeurs des éléments non indiquées sur les figures :*

$T_1$ : Enroulement de 45 tours, sur mandrin de carton bakélisé de 10 mm. de diamètre ; fil 6/10 émaillé ; accordé sur 5 Mc/s.

Bobine de couplage de 14 tours couplée à une distance de 4 mm., côté + H.T.

Pour tous, fil de cuivre de 12/10 mm bobiné sur air, avec écartement entre spires égal au diamètre du fil.

*Condensateurs :*

$C_1$ = 15 pF, variable.
$C_2$ = 30 pF, variable.
$C_3$ = 10 pF, ajustable air.
$C_4$ = 10 pF, ajustable air.
$C_5$ = petit ajustable à air de couplage, si besoin est (3 à 5 pF).

L'adaptateur étant terminé, il ne reste plus qu'à le connecter à l'entrée du récepteur O.C. ordinaire (accordé aux environs de 5 Mc/s) et à brancher l'antenne. Avant de clore ce paragraphe, encore une fois, veillons au câblage ; partout où « il y a de la H.F. », faites-le court, propre sans angles vifs ; et faites de bonnes soudures. En U.H.F., le succès est à ce prix ! !

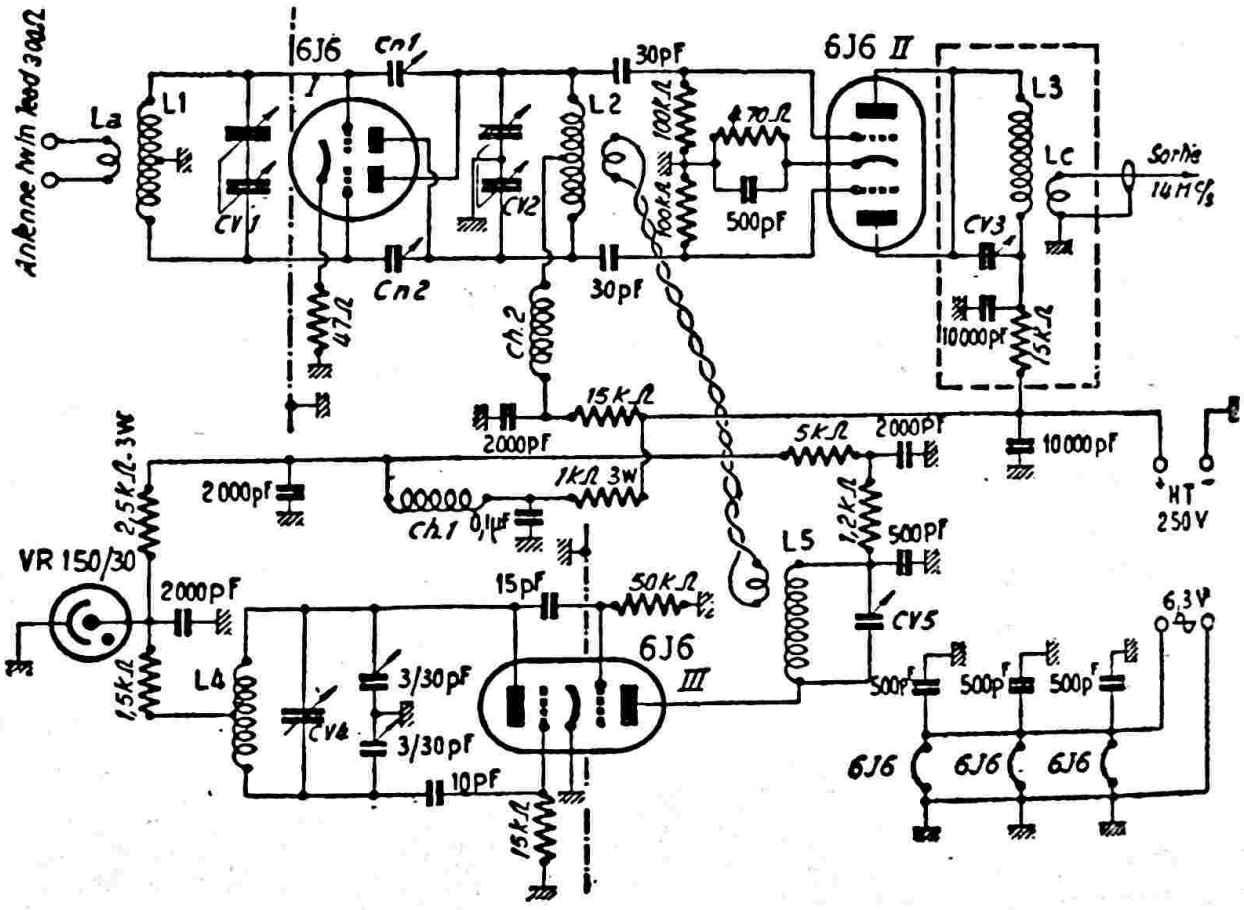



*Fig. XV-3-1*

*Bobinages pour 144 MHz.*

$L_1$ = 1 3/4 tour, diamètre 10 mm ; prise de grille à 3/4 de tour du sommet.
$L_2$ = 1 1/2 tour, diamètre 8 mm.
$L_3$ = 1 tour, diamètre 8 mm.
$L_4$ = 1 1/4 tour, diamètre 8 mm.

**Adaptateur 144 Mc/s à triodes push-pull neutrodynées.**

Le schéma d'un tel adaptateur est donné sur la figure XV-3-1.

L'étage d'entrée amplificateur H.F. est équipé d'un tube 6J6 (I), les deux éléments triodes fonctionnant en push-pull neutro-

dyné. L'étage mixer comporte, également, un tube 6J6 (II), avec entrée en push-pull : grilles en symétrique, anodes en parallèle ; le circuit anodique $L_3CV_3$ de ce tube est accordé sur la fréquence intermédiaire de 14 Mc/s (le récepteur de trafic qui fait suite étant, bien entendu réglé sur la fréquence de 14 Mc/s également).

L'oscillateur comporte, lui aussi, un tube 6J6 (III) ; le premier élément triode (à gauche), stabilisé par un tube régulateur à gaz VR 150—30, fonctionne en oscillateur ; le second élément triode travaille en doubleur de fréquence, circuit anodique $L_5CV_5$. L'oscillation locale est prélevée sur ce dernier circuit et injectée sur le circuit $L_2CV_2$ par l'intermédiaire d'une ligne torsadée.

Voici les caractéristiques des circuits accordés :

$L_1 = L_2 = 4$ spires de fil de cuivre argenté de 20/10 de mm enroulées sur air, diamètres intérieurs 12 mm pour $L_1$, 10 mm pour $L_2$ ; écartement de 2 mm entre spires; prises médianes.

La = 2 spires de fil sous émail 10/10 de mm couplées au centre et autour de $L_1$.

$CV_1 = CV_2 =$ condensateurs variables type papillon 2 × 10 pF.

Les circuits $L_1CV_1$ et $L_2CV_2$ sont évidemment accordés dans la bande 144-146 Mc/s.

$L_3 = 18$ tours en fil 5/10 de mm émaillé sur un mandrin de 20 mm de diamètre ; écartement de 0,5 mm entre spires.

$CV_3 =$ condensateur ajustable à air sur stéatite 40 pF. Le circuit $L_3CV_3$ est accordé sur 14 Mc/s.

La bobine de couplage Lc comporte 4 tours de fil 5/10 de mm émaillé couplés au côté + HT de la bobine $L_3$.

Les condensateurs $Cn_1$ et $Cn_2$ de neutrodynage sont des condensateurs ajustables à air de 10 pF de capacité maximum.

$L_4 = 5$ spires de fil 20/10 de mm argenté bobinées sur air, diamètre intérieur 10 mm ; écartement de 2 mm entre spires ; prise médiane.

Ce bobinage est accordé sur 65,5 Mc/s à l'aide des deux condensateurs ajustables concentriques à air Philips de 3—30 pF, $CV_4$ étant à la mi-course. Le condensateur variable $CV_4$ de 10 pF de capacité maximum permet de faire varier la fréquence de l'oscillateur local pour la recherche des stations ; il est commandé par un flector isolant, prolongateur d'axe isolant, démultiplicateur et cadran avec alidade.

Cette oscillation de départ est doublée par la seconde section triode, et l'on a :

$L_5 = 4$ tours de fil 20/10 de mm argenté, bobinés sur air, diamètre intérieur de 10 mm ; écartement de 2,5 mm entre spires.

$CV_6 =$ condensateur ajustable concentrique à air Philips de 3—30 pF.

Ce circuit doubleur est accordé, par $CV_6$, d'une manière fixe dans le milieu de la bande, c'est-à-dire sur 131 Mc/s (145 Mc/s — 14 Mc/s = 131 Mc/s).

L'emploi d'un oscillateur Colpitts régulé par tube VR 150-30, sur une fréquence de 65.5 Mc/s, permet d'obtenir une très grande stabilité. La présence d'un étage doubleur nécessaire entraîne, à son tour, l'absence de tout pulling.

La ligne d'injection de l'oscillation locale comporte une spire à chaque extrémité, couplage aux points froids : côté + HT pour $L_5$ et point milieu pour $L_2$.

$Ch_3$ et $Ch_2$ sont des bobines d'arrêt pour V.H.F., soit modèle commercial, soit 50 tours de 3/10 de mm deux couches soie sur un bâtonnet de stéatite de 6 mm de diamètre.

Pour les réglages, comme nous l'avons dit, on commence par accorder le circuit $L_4$ de l'oscillateur, $CV_4$ étant à mi-course, sur 65,5 Mc/s. Ensuite, on accorde le circuit doubleur $L_5$ par $CV_6$ sur 131 Mc/s à l'aide d'une boucle de Hertz.

L'adaptateur étant relié au récepteur de trafic réglé sur 14 Mc/s, accorder $L_3$ par $CV_3$ pour obtenir le maximum de bruit de fond. Ensuite, il ne reste qu'à accorder le canal VHF par $CV_1$, $CV_2$ et les neutrodynes $Cn_1$ et $Cn_2$ : l'entrée étant attaquée par un signal dans le milieu de la bande (145 Mc/s environ), il convient de régler $CV_1$ et $CV_2$ pour obtenir le signal de sortie **maximum** (cela se conçoit) ; par contre, les condensateurs de neutrodyne $Cn_1$ et $Cn_2$ doivent être ajustés pour l'obtention du signal **minimum.**

On retouche alternativement, plusieurs fois, $CV_1$ $CV_2$ d'une part, pour le signal maximum et $Cn_1$ $Cn_2$ d'autre part, pour le signal minimum. Lorsque ce minimum est atteint, il n'y a pas lieu de retoucher $Cn_1$ $Cn_2$ ultérieurement. On ajuste ensuite la tension d'injection de l'oscillatrice en dosant le couplage de la ligne par rapport à $L_5$, de façon que le courant grille de la 6J6 (II) soit de l'ordre de 120 microampères dans le milieu de la bande.

Au point de vue pratique, il est recommandé d'utiliser deux petits châssis superposés, l'un pour les étages HF et mixer, l'autre pour l'oscillateur-doubleur.

Pour l'emploi, on recherche les stations en manœuvrant $CV_4$ ; ensuite, on règle $CV_2$, puis $CV_1$, pour obtenir le signal de sortie maximum.

**Adaptateurs-cascodes 144 Mc/s**

Montage cascode ; de quoi s'agit-il ? Tout simplement d'un étage triode, amplificateur classique, étage à neutrodynage shunt, suivi d'un second étage amplificateur avec triode grille à la masse, attaque par la cathode.

Le schéma de l'adaptateur cascode proposé est donné sur la figure XV-3-2. Nous n'avons pas représenté la section oscillatrice avec 6J6 oscillateur-doubleur, qui est absolument identique à la précédente (voir figure XV-3-1).

si l'on place en shunt sur cette capacité une inductance ayant la même valeur de réactance, mais de signe opposé, la réactance de ce dernier circuit annulera la réactance de la liaison indésirée : on est en présence alors d'un circuit à impédance très élevée entre anode et grille. En d'autres termes, la bobine de neutrodynage Ln doit former un circuit accordé sur la fréquence de travail de l'amplificateur, la capacité en parallèle étant la capacité grille-plaque du tube triode. Ce procédé de neutrodynage est re-

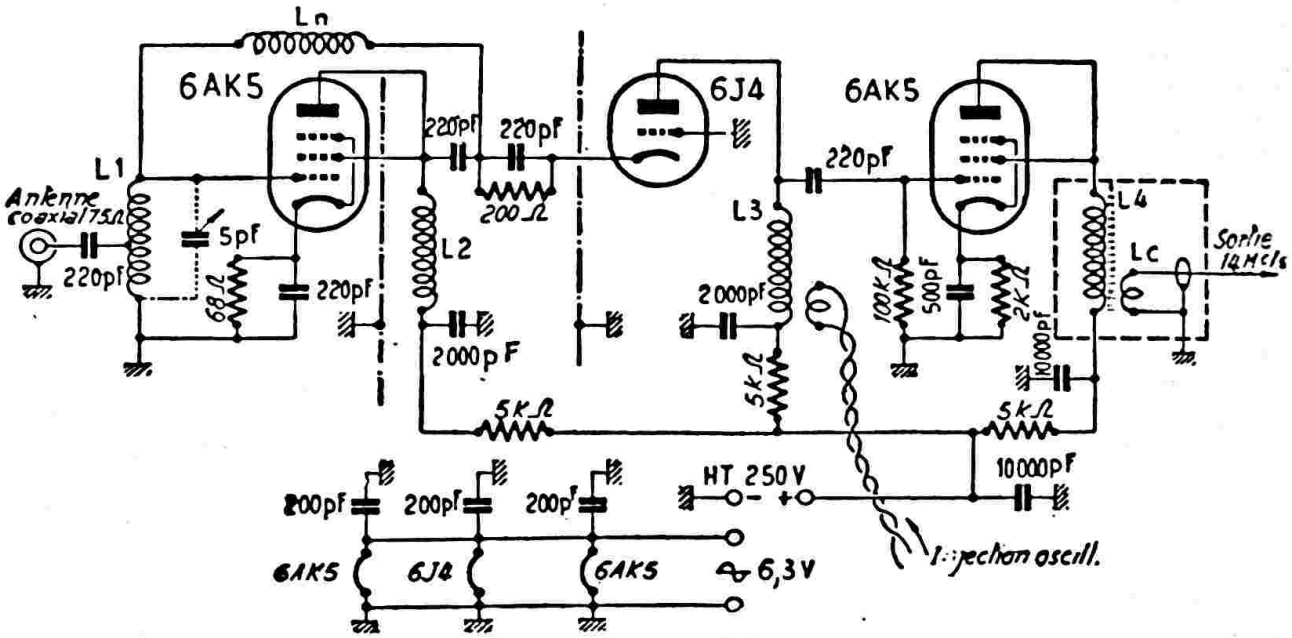



*Fig. XV--3-2*

Le montage cascode proprement dit comprend le tube 6AK5 d'entrée et le tube 6J4. Le tube 6AK5 de droite est le tube mixer du changement de fréquence.

Nous n'avons pas jugé absolument nécessaire d'accorder, à l'aide de condensateurs variables, les circuits $L_1$, $L_2$ et $L_3$. Néanmoins, un tel perfectionnement est très possible. En respectant le schéma et les valeurs de ces bobinages données plus loin, il suffit de les accorder, à la mise au point, dans le milieu de la bande (vers 145 Mc/s) en agissant sur l'écartement entre spires.

Le premier étage est donc équipé d'un tube 6AK5 connecté en triode, montage amplificateur normal.

On sait, cependant, que tout amplificateur triode nécessite un neutrodynage ; sinon, il entre en auto-oscillation du fait de la capacité interne grille-plaque assez élevée des tubes triodes. Mais, ici, le procédé de neutrodynage est totalement différent de celui employé dans le montage précédent. Avec le montage cascode, c'est le neutrodynage shunt qui est appliqué. La capacité grille-plaque est une réactance capacitive ; commandé sur VHF où il se révèle excellent, même dans les cas où les autres montages ne donnent pas satisfaction.

Le réglage de ce neutrodynage est très simple : on attaque l'entrée de l'adaptateur par un fort signal sur 145 Mc/s, le tube 6AK5 étant en place bien entendu, mais non chauffé (connexion de chaugage débranchée provisoirement). Il suffit alors d'agir sur Ln pour obtenir le signal de sortie **minimum** (écartement ou rapprochement des spires de Ln).

Un tube 6AK5 ainsi utilisé en amplificateur triode offre une excellente impédance d'entrée, un rapport « pente/capacités totales d'entrée et de sortie » très favorable, une résistance équivalente de souffle des plus réduites (385 Ω, alors que la résistance de souffle de la 6J6 pourtant réputée est de 470 Ω). Tout cela concourt à donner un rapport « signal/souffle » absolument remarquable. (Revoir chapitre IV, § 18).

Notons, cependant, que l'impédance de sortie d'un tel tube est relativement faible ; c'est la raison pour laquelle le tube suivant

est attaqué sur la cathode, grille à la masse (tube 6J4).

Dans ce second tube amplificateur triode, tube 6J4, le neutrodynage n'est pas nécessaire, d'abord parce que la capacité interne plaque-cathode est extrêmement faible, ensuite parce que la grille reliée à la masse joue le rôle d'un véritable écran électrostatique entre anode et cathode. On remarquera que le courant cathodique du tube 6J4 s'écoule par la résistance de polarisation de 200 Ω, puis la bobine Ln, et enfin par $L_1$.

Le gain apporté par le montage cascode 6AK5 en triode suivi d'un 6J4 est sensiblement le même que celui apporté par un seul tube 6AK5 fonctionnant en pentode **sous des conditions normales.** Mais le souffle est pour ainsi dire nul ; en définitive, le rapport « signal/souffle » est plus favorable. A la première écoute, l'opérateur a presque une légère déception tant le souffle est faible... il a l'impression que « ça n'amplifie pas ! » Heureusement, cette première impression est vite effacée par les résultats obtenus !

Si l'on compare le montage de la figure XV-3-1 avec le montage de la figure XV-3-2, il n'y a **pratiquement** pas une différence énorme. Cependant, **en toute impartialité,** nous sommes obligés d'accorder une petite faveur supplémentaire au montage cascode de la figure XV-3-2. Naturellement, pour qu'une telle comparaison soit valable, il faut mettre en compétition deux appareils construits avec le même soin, parfaitement au point tous les deux, et essayés au même moment sur la même antenne. C'est ce que nous avons fait.

Du point de vue pratique, comme précédemment, il faut réaliser un montage compact, des connections extrêmement courtes, des découplages efficaces, des blindages séparateurs évitant toutes réactions interétages ou couplages indésirables. On adoptera aussi le montage à deux châssis superposés, l'un pour les étages HF cascode et mixer, l'autre pour l'oscillateur doubleur, châssis très rigides en tôle d'aluminium de 3 mm d'épaisseur.

Pour terminer, voici les caractéristiques des bobinages :

$L_1$ = 5 tours de 20/10 de mm, cuivre argenté, sur air, diamètre intérieur 9 mm ; prise à 3 tours comptés à partir de la masse.

$L_2$ = 4 tours, même fil, même diamètre intérieur.

$L_3$ = Mêmes caractéristiques que $L_2$ ; injection de l'oscillation locale à la base, par ligne.

Ln = 28 tours de fil 3/10 de mm sous soie bobinés sur un tube de polystyrène de 3 mm de diamètre ; écartement entre spires égal au diamètre du fil.

$L_4$ = 30 tours en fil 5/10 de mm émaillé sur un mandrin de 12 mm de diamètre à noyau de fer réglable (accordé sur 14 Mc/s) ; enroulement à spires jointives.

Lc = 7 tours ; même fil, couplé à $L_4$ côté froid.

Au lieu de prévoir la sortie par une bobine de couplage Lc, il est parfois intéressant d'effectuer la liaison par l'intermédiaire d'un tube monté en « cathode follower » : faibles pertes, impédance de liaison réduite. Nous avons représenté cette adjonction sur la figure XV-3-3, avec l'emploi d'un tube 6C4 supplémentaire en « cathode follower ».

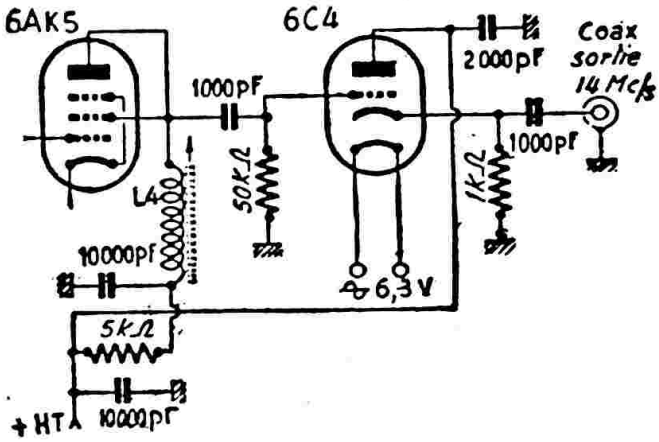



*Fig. XV-3-3*

Sur la figure XV-3-2, nous avons représenté une entrée pour coaxial 75 Ω ; ceci pour offrir le plus de variantes possibles. Naturellement, il est aisé de prévoir une entrée pour twin lead 300 Ω en montant une bobine d'antenne La (fig. XV-3-4). Dans ce cas, La comporte 2 tours 1/2 de fil 10/10 de mm sous émail bobinés autour de $L_1$, côté masse.

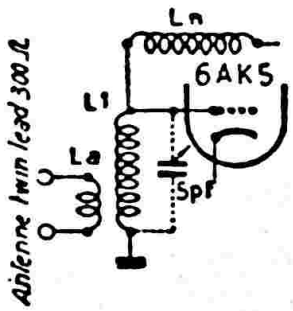



*Fig. XV-3-4*

Mais il est des cas où il est intéressant de pouvoir disposer d'une entrée pour coaxial 75 Ω et d'une entrée pour twin lead 300 Ω (essais de différentes antennes). Pour

cela, on réalise le récepteur comme il est monté figure XV-3-2, c'est-à-dire pour coaxial 75 Ω. Pour l'utilisation d'un twin lead 300 Ω, on monte un « balun » ou « oazooka ». « Balun » est la contraction de « balanced to unbalanced » ; il permet de coupler une ligne de transmission symétrique à une ligne non symétrique, ou inversement. De plus, le dispositif apporte une transformation d'impédance dans le rapport 4. C'est très exactement ce qu'il nous faut

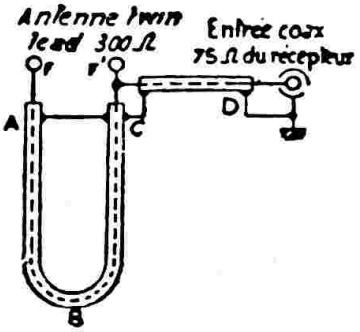



*Fig. XV-3-5*

Le schéma du « balun » est donné sur la figure XV-3-5. La portion de coaxial 75 Ω CD peut avoir une longueur quelconque. Par contre, on ploie en forme de U, une longueur de coaxial ABC, de façon que cette longueur soit égale à la demi-longueur d'onde multipliée par K, coefficient de vélocité dépendant du type de câble coaxial utilisé (voir tableaux II et III, § 12, chapitre II). Pour des câbles coaxiaux courants et pour la bande 144 MHz (2 m), on a généralement : longueur ABC = 66 cm environ. Aux sorties équilibrées F, F', l'impédance est de 300 Ω, ce qui convient pour la connexion d'un twin lead e même impédance caractéristique.

Nous donnons maintenant, figure XV-3-6, le schéma d'un adaptateur cascode utilisant le tube 6BQ7 spécialement étudié pour cet usage. On voit cependant, à l'examen du schéma, que ce montage diffère sensiblement de celui proposé sur la figure XV-3-2. Tout en respectant le principe du cascode, la réalisation est plus simple, en ce sens que le couplage anode-cathode entre les deux éléments triodes est direct. Les deux sections sont montées en série (comme dans le montage BF Loftin-White). Le neutrodynage est opéré par capacité, montage Hazeltine. Naturellement, le montage complet comporte, par ailleurs, la section oscillatrice-doubleuse avec tube 6J6, et l'étage mixer 6AK5 en triode, par exemple.

Bien que le tube 6BQ7 ait été spécialement conçu pour cet usage (triodes à faible souffle pour montage cascode), il faut avouer que les résultats sont les mêmes que ceux obtenus avec le montage cascode normal de la figure XV-3-2 **pour les fréquences de 144 Mc/s.** Pour des fréquences supérieures (220 Mc/s, par exemple), le montage 6BQ7 est meilleur que le montage 6AK5 triode+6J4, et enfonce nettement le montage avec 6J6 push-pull neutrodyné. En fin d'analyse, pour la bande 144 Mc/s, qui nous intéresse présentement, les montages des figures XV-3-1, 2 et 6, se tiennent de très près.

Nous allons donner les caractéristiques des bobinages utilisés sur l'adaptateur 6BQ7 :

$L_1$ = 5 tours de fil 20/10 de mm cuivre argenté, bobinés sur air, diamètre intérieur

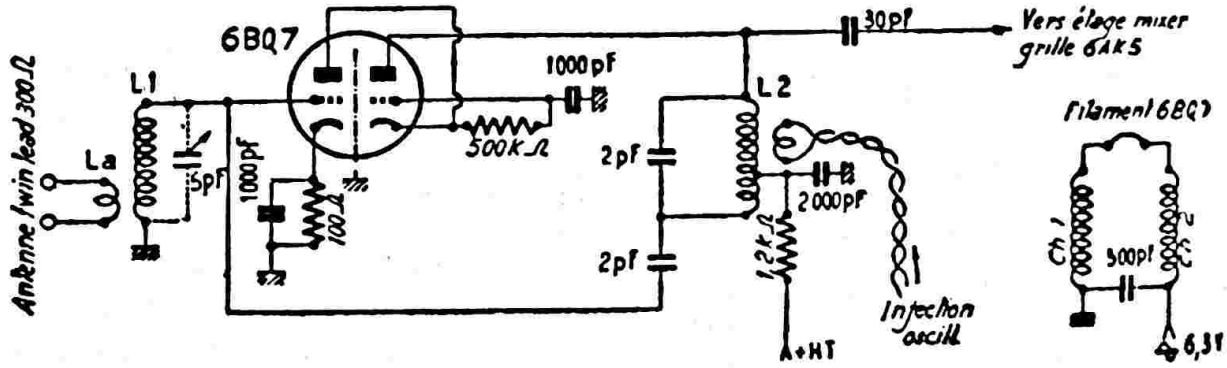



*Fig. XV-3-6*

9 mm, écartement entre spires de 2 mm environ.

La = 2,5 tours de fil 10/10 de mm, cuivre émaillé, bobinés autour de $L_1$ côté masse.

$L_2$ = Mêmes caractéristiques que $L_1$ ; prise pour l'alimentation HT à 3,5 spires comptées à partir du côté « anode ».

$Ch_1$ = $Ch_2$ = 10 tours de fil 6/10 de mm, cuivre émaillé, bobinés à spires rangées sur un tube de stéatite de 6 mm de diamètre.

Les caractéristiques et schémas des sections mixer et oscillatrice sont les mêmes que pour les montages précédents.

Un autre montage cascode est encore possible, en utilisant une double triode à cathode unique, genre 6J6 par exemple. Ce montage a été proposé par l'auteur dès 1950... Mais il semble être beaucoup plus intéressant depuis qu'il nous est « revenu » des U.S.A. !...

Ce montage, dont le schéma est donné sur la figure XV-3-7, fonctionne d'une manière un peu différente du cascode classique vu précédemment. Nous recommandons ce montage aux amateurs-débutants sur V.H.F., parce que plus simple, ne nécessitant pas de neutrodynage, fournissant le même rapport signal/souffle et sensiblement la même amplification.

L'injection de l'oscillation locale se fait par ligne sur la bobine $L_3$, la section oscillateur-doubleur étant identique à celle représentée sur la figure XV-3-1 (tube 6J6-III et VR 150-30).

L'étage mélangeur comporte un tube 6AK5 connecté en triode : même schéma et mêmes caractéristiques que pour le montage de la figure XV-3-2.

On peut encore simplifier ce montage en remplaçant l'ensemble du circuit de cathode ($L_2$ + 1 500 pF + 50 Ω) par une seule et unique résistance de couplage de l'ordre de 100 Ω (non découplée par un condensateur, bien entendu).

**Nota.** — Tous les condensateurs de capacité égale ou inférieure à 1.500 pF sont du type céramique. Cette remarque vaut pour tous les montages UHF.

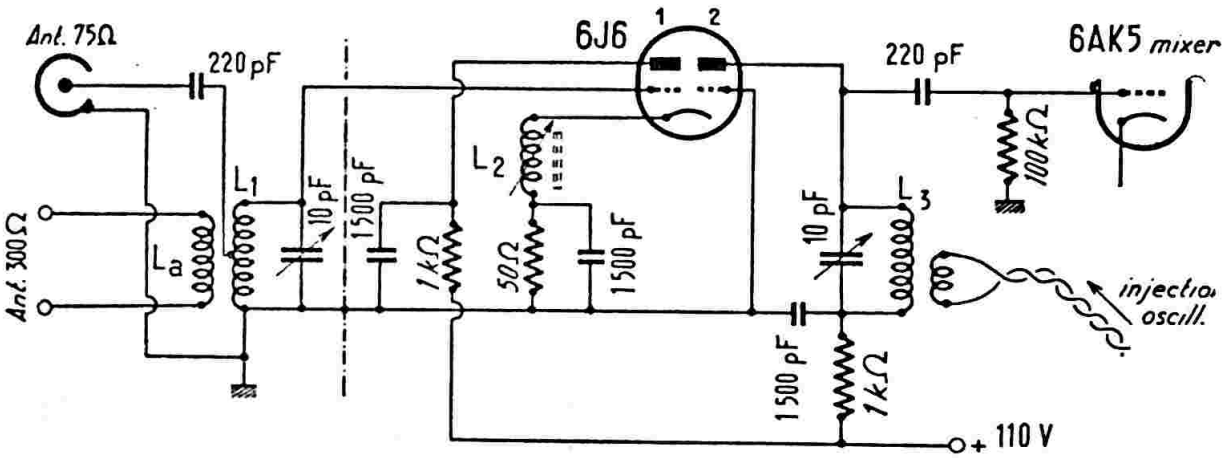



*Fig. XV-3-7*

L'élément triode 1 fonctionne en cathode follower : attaque sur la grille, anode à un potentiel HF nul, mise en évidence des signaux sur la cathode aux bornes de $L_2$. En conséquence, l'élément triode 2 fonctionne en amplificateur avec grille à la masse, attaqué par la cathode (commune). Les caractéristiques des bobinages (bande 144 Mc/s) sont les suivantes :

$L_1$ = 4 tours de 20/10 de mm, cuivre argenté, sur air, diamètre intérieur 10 mm ; écartement de 1 mm entre spires ; prise pour antenne 75 Ω à 1 tour côté masse.

$L_a$ = bobine pour antenne 300 Ω, 2 1/2 tours de fil 10/10 de mm sous isolant synthétique, bobinés autour de $L_1$, côté masse.

$L_2$ = 6 tours de fil 6/10 de mm sous émail, écartement de 0,5 mm entre spires, sur mandrin de 8 mm de diamètre à noyau de fer ; réglage vers 145 Mc/s par ce noyau.

$L_3$ = identique à $L_1$.

Nous en terminons avec les cascodes par l'examen d'un montage complet d'adaptateur pour la bande 144-146 MHz, du type à fréquence intermédiaire variable. En d'autres termes, l'adaptateur comporte un oscillateur local à fréquence fixe (quartz) et la recherche des stations V.H.F. s'effectue par la manœuvre du cadran du récepteur faisant suite. Ce montage a été réalisé d'après les notes de G3NBQ publiées dans « Short Wawe Magazine » (volume XXI n° 7).

La figure XV-3-8 représente le schéma complet de ce convertisseur V.H.F. Nous avons un étage amplificateur cascode avec tube ECC88 ou ECC189, suivi d'un étage mélangeur avec tube 6AK5. L'étage oscillateur comporte un tube 12AT7 dont un élément triode fonctionne en oscillateur quartz sur partiel 3 (voir § 4 suivant, au numéro 4 : « Oscillateurs quartz V.H.F. »). L'autre élément triode du tube 12AT7 effectue une multiplication de fréquence par 6.

Nous avons utilisé un quartz standard type FT243 de fréquence 6 450 kHz. Après réglage de la bobine $L_7$, le quartz fonctionnant sur partiel 3, nous avons donc sur l'anode de cette partie triode, une oscillation de 19,35 MHz. La seconde triode 12AT7 apportant une multiplication de 6, nous disposons dans le circuit anodique ($L_6$) d'une oscillation de 116, 1 MHz, laquelle est appliquée à la grille de commande du tube mélangeur 6AK5.

la liaison au récepteur par l'intermédiaire d'un morceau de câble coaxial.

L'enroulement $L_1$ est la bobine de couplage d'antenne couplée à $L_2$. Les bobinages $L_2$ et $L_3$ sont accordé vers le milieu de la bande V.H.F. à recevoir (soit 145 MHz).

Les condensateurs marqués B.P. sont des « by-pass » coaxiaux de traversée et présentent une capacité de 10 nF. Toutes les résistances sont d'une puissance de 0,5 watt

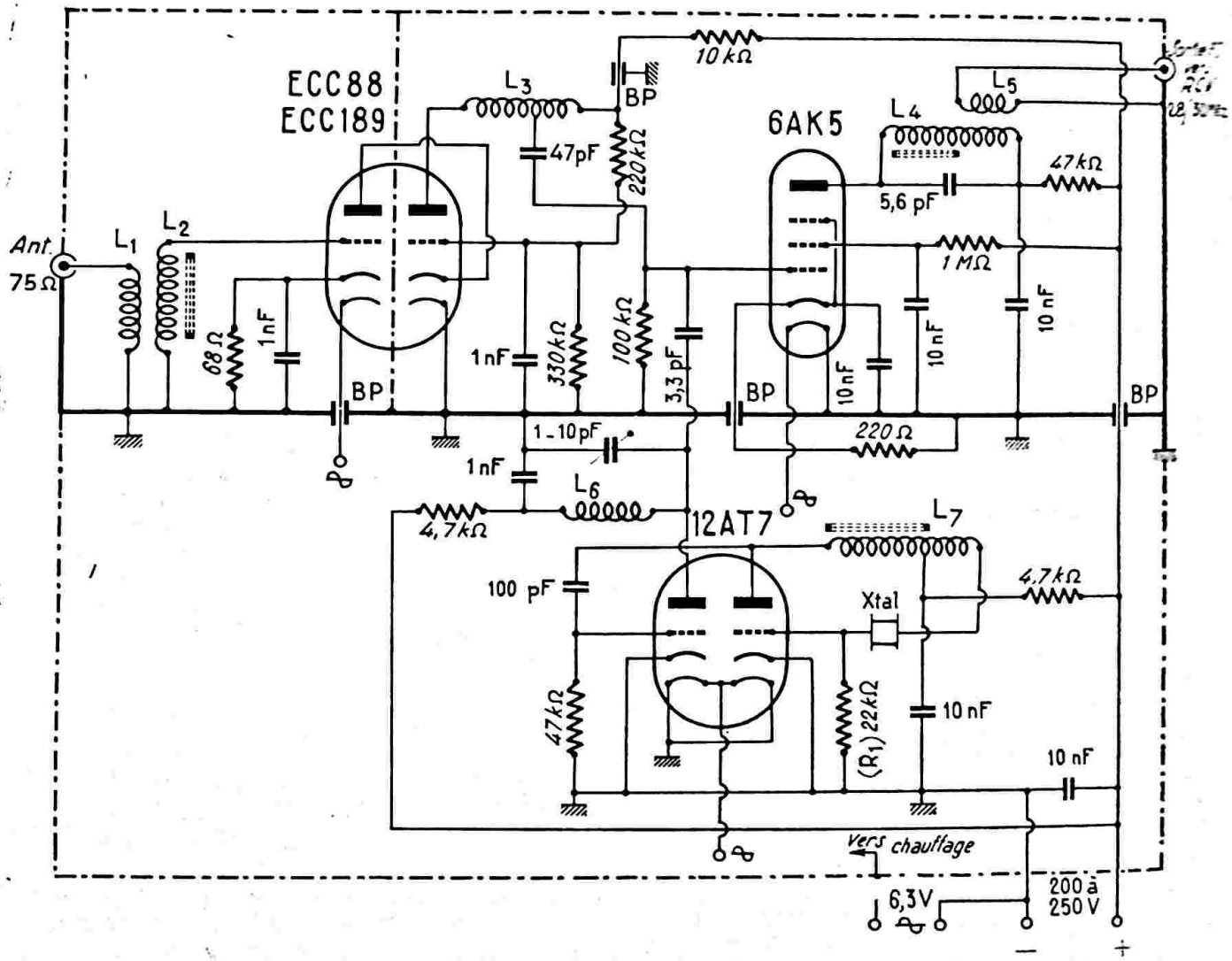



*Fig. XV-3-8*

Puisque nous avons :

144 — 116,1 = 27,9
et 146 — 116,1 = 29,9

la bande V.H.F. de 144 à 146 MHz sera donc couverte par la manœuvre du récepteur faisant suite entre 27,9 et 29,9 MHz, c'est-à-dire approximativement la bande 10 mètres.

La fréquence intermédiaire F.I. est mise en évidence par le circuit accordé $L_4$ ; l'enroulement $L_5$ qui lui est couplé, effectue

et les condensateurs sont du type céramique. Le condensateur ajustable 1 — 10 pF accordant $L_6$ est à diélectrique à air.

Les bobinages présentent les caractéristiques suivantes :

$L_1$ = 1 tour en fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm, enroulé sur air, diamètre intérieur de 12 mm, autour de $L_2$ et couplé côté masse.

$L_2$ = 4 tours, même fil, sur mandrin de 8 mm de diamètre à noyau réglable, et répartis sur une longueur de 15 mm.

$L_3$ = 4 3/4 tours, même fil, sur air, diamètre intérieur de 10 mm, répartis sur une longueur de 13 mm ; prise à 1 tour à partir du côté de B.P.

$L_4$ = 25 tours, fil de cuivre émaillé de 5/10 de mm, enroulés jointifs sur un mandrin de 6 mm de diamètre à noyau réglable.

$L_5$ = 5 tours, même fil, enroulés sur le mandrin de $L_4$ et couplés côté froid. $L_4$ et $L_5$ sont en outre enfermés dans un petit blindage séparé (genre boîtier de transformateur M.F.).

$L_6$ = 2 3/4 tours, fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm, enroulés sur air, diamètre intérieur de 10 mm, et répartis sur une longueur de 5 mm.

$L_7$ = 25 tours, fil de cuivre émaillé de 5/10 de mm, enroulés sur un mandrin de 10 mm de diamètre avec noyau réglable ; prise à 4 tours comptés à partir de l'extrémité côté quartz.

L'ensemble est monté sur une plaque de laiton de 15 × 11 cm, le laiton permettant d'effectuer aisément des soudures directes au châssis (point de masse unique par étage). Par ailleurs, dans le sens de la plus grande dimension, il faut prévoir une autre plaque soudée verticalement séparant, d'un côté l'oscillateur-multiplicateur, et de l'autre côté le cascode et le mélangeur, comme cela est schématisé sur la figure. En outre, un autre cloisonnement par une plaque métallique passant dans l'axe du support du tube ECC88, doit être prévu afin d'assurer une séparation entre le circuit d'entrée $L_2$, d'une part, et le circuit $L_3$, d'autre part.

Ensuite, l'ensemble est monté dans un boîtier métallique de mêmes dimensions (15 × 11 cm) et d'une hauteur de 8 cm.

L'alimentation (chauffage et H.T.) nécessaire à l'adaptateur est prélevée sur le récepteur proprement dit.

La mise au point est facile. Après avoir relié adaptateur et récepteur, on s'occupe d'abord de la section oscillatrice.

Le quartz 6 450 kHz est mis en place et l'on dessoude provisoirement de la masse, la résistance de grille $R_1$ de 22 kΩ afin de pouvoir intercaler un milliampèremètre. On ajuste alors le noyau de $L_7$ pour l'obtention du courant de grille maximum ; celui-ci doit être de 0,5 à 0,75 mA. Puis, $R_1$ est de nouveau soudée au châssis.

Ensuite, on règle le condensateur ajustable de 1 à 10 pF accordant $L_6$, afin d'obtenir le maximum de bruit de fond à l'audition du récepteur ; éventuellement, on peut évidemment utiliser un outputmètre.

De la même façon, le noyau de $L_4$ sera réglé pour l'obtention du maximum de bruit de fond.

L'antenne étant connectée à l'entrée de l'adaptateur, on pourra essayer de recevoir une station locale, ou bien les signaux issus d'un générateur V.H.F. (vers 145 MHz. milieu de bande). On règle alors le noyau de $L_2$ pour l'obtention de l'audition maximum du signal reçu ; éventuellement, on pourra aussi accorder au mieux $L_3$ en agissant sur l'espacement entre spires. Néanmoins, pour égaliser la sensibilité tout au long de la gamme, nous recommandons d'accorder $L_2$ sur 144,5 MHz par exemple, et $L_3$ sur 145,5 MHz. En outre, ce procédé réduit les risques d'auto-oscillation de l'étage cascode.

De toutes façons, un neutrodynage de l'étage d'entrée n'est pas nécessaire. Certes, sans antenne, l'étage d'entrée a tendance à l'auto-oscillation ; mais avec antenne branchée, c'est-à-dire lorsque le circuit d'entrée est *normalement* chargé et amorti, cet étage n'auto-oscille pas, et ce, sans neutrodynage spécial. Bien entendu, pour cela, il faut qu'il n'existe aucun couplage entre les deux étages triodes (rôle du blindage de séparation) ; de plus, il est nécessaire de rechercher, par déplacement de $L_1$, le couplage convenable entre $L_1$ et $L_2$.

Comme on peut en juger, cette mise au point n'offre aucune difficulté majeure. Signalons toutefois qu'il est possible de rencontrer un quartz réticent à l'oscillation sur partiel 3 ; pour en venir à bout, il suffirait alors de déplacer légèrement la prise intermédiaire sur $L_7$, afin d'augmenter la réaction.

●

*NOTA* — Rappelons que de nombreux tubes modernes, prévus pour fonctionner sur fréquences élevées, comportent deux sorties distinctes de cathode. C'est le cas, par exemple, des tubes EF80, 6AK5, 5654, ECF801 (section pentode), EF183, EF184, EC86, 717A, etc... Cette disposition permet de réduire l'inductance parasite de cathode aux fréquences élevées. Mais pour obtenir ce résultat, il ne faut pas oublier de placer un condensateur de découplage (aboutissant à la masse de l'étage) *sur chacune des sorties de cathode*, même si cela n'est pas toujours représenté sur les schémas (à moins, évidemment, que la cathode soit utilisée comme électrode « active »).

D'une manière plus générale, pour la construction pratique des adaptateurs et récepteurs V.H.F. ou U.H.F., nous renvoyons d'ores et déjà le lecteur au chapitre XX, § 1 n° 22.

**Adaptateur 144 MHz — commercial — Géloso.**

Il s'agit ici d'une réalisation commerciale de la firme Géloso. Le schéma complet de l'adaptateur (type 4/151) est représenté sur la figure XV-3-9, l'alimentation pour le chauffage (6,3 V 1,45 A3) et la HT (170 V 50 mA) étant par exemple prélevée sur le récepteur faisant suite, ou fournie par un bloc auxiliaire.

Dans cet adaptateur, tous les circuits sont à accord fixe et l'oscillateur utilise un quartz. Cela veut dire que la réception dans la bande 144 à 146 MHz s'effectue par variation de la « première moyenne fréquence », c'est-à-dire par le réglage du récepteur de trafic faisant suite.

L'oscillateur comporte un élément triode de ECF80 avec quartz overtone sur 39,333 MHz ; l'élément pentode qui suit produit un triplage de fréquence, soit 117,999 MHz (disons 118 MHz). Cette oscillation est injectée par ligne sur la grille de la section pentode ECF80 convertisseuse. Une injection correcte doit fournir une tension de — 3,5 V mesurée au voltmètre électronique, aux bornes de la résistance de 0,1 MΩ de fuite de grille.

On conçoit donc aisément que la réception de la bande 144-146 MHz se fera en manœuvrant l'accord du récepteur de trafic faisant suite entre 26 et 28 MHz (144 — 118 = 26 ; et 146 — 118 = 28).

L'étage d'entrée est équipé d'un tube triode EC86 avec grille à la masse et attaqué par la cathode. Ensuite, nous avons un étage amplificateur cascode avec double triode ECC88.

Après l'élément pentode ECF80 fonctionnant en convertisseur, nous avons l'élément-triode utilisé en tube de liaison cathode-follower pour l'attaque de l'entrée « antenne-terre », par câble coaxial, du récepteur faisant suite. Les circuits $L_6$ et $L_7$ sont accordés sur 27 MHz (milieu de bande).

$L_{10}$ est la bobine de neutrodynage de l'étage cascode.

Les circuits $L_1$, $L_2$, $L_3$, $L_4$ et $L_5$ sont accordés sur 145 MHz (milieu de bande). Une autre solution consiste à accorder certains circuits sur 144, d'autres sur 145, et d'autres encore sur 146 MHz.

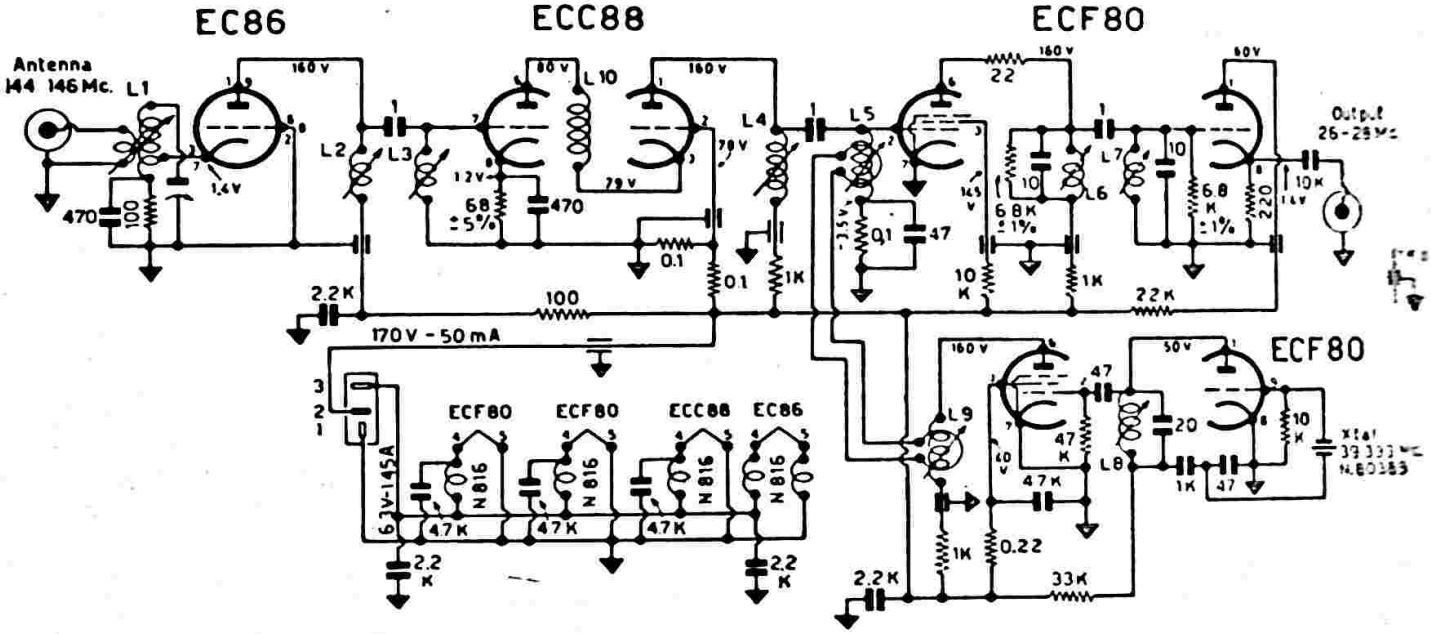



*Fig. XV-3-9*

L'emploi d'un étage d'entrée avec une triode EC86 à grille à la masse confère à cet adaptateur un très faible souffle.

⁂

**Adaptateurs 144 MHz à transistors.**

Le premier montage proposé est un convertisseur simple avec deux transistors AFZ12 ; son schéma est représenté sur la figure XV-3-10. Il comporte un transistor amplificateur H.F. avec base à la masse, suivi d'un second transistor mélangeur-oscillateur à quartz.

Le transistor AFZ12 amplificateur d'entrée est réglé pour une tension $V_{CE}$ de l'ordre de 6 volts et une intensité de collecteur $I_C$ de 1 mA, la tension générale d'alimentation étant de 12 volts. Le courant de collecteur est stabilisé contre les variations de température au moyen d'une résistance d'émetteur et d'un pont de base.

L'adaptation des impédances est obtenue par des prises sur la bobine $L_1$ du circuit d'entrée. Pour l'obtention du meilleur gain et du meilleur rapport « signal/souffle », le circuit d'entrée doit être soigneusement accordé sur l'émission reçue ; aussi, avons-nous prévu son réglage par un petit condensateur variable de 10 pF. Cet étage ne nécessite pas de neutrodynage.

Le transistor AFZ12 est particulièrement intéressant dans cette fonction ; en effet, un tel étage amplificateur *convenablement réalisé* apporte un gain en puissance de l'ordre de 15 à 16 dB.

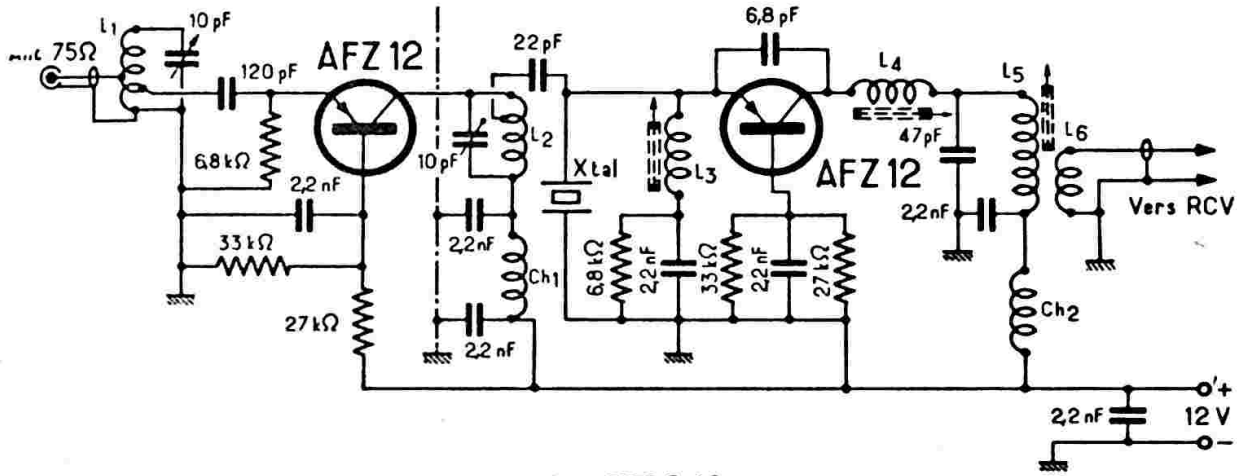



*Fig. XV-3-10*

Nous avons :

$L_1$ = 3 tours en fil de cuivre argenté de 12/10 de mm ; enroulement sur air, diamètre intérieur 10 mm, longueur 8 mm ; prise médiane pour l'antenne ; prise à 1 tour de la masse pour la liaison au transistor.

$L_2$ = 3 tours en fil de cuivre argenté de 12/10 de mm ; enroulement sur air, diamètre intérieur 10 mm, longueur 8 mm ; prise à 3/4 de tour du « côté chaud » ; réglage de l'accord vers 145 MHz (milieu de bande).

Passons maintenant à l'étage mélangeur-oscillateur ; le transistor est monté également avec base à la masse. Le quartz *Xtal* du type CR19-U est taillé pour une fréquence de 15,111 MHz.

La bobine $L_3$ comporte 26 spires de fil de cuivre émaillé de 3/10 de mm enroulées jointives sur un mandrin de 6 mm de diamètre à noyau réglable.

La bobine $L_4$ est accordée sur 45,333 MHz (soit 3 fois la fréquence du quartz) ; ce bobinage comporte 8 spires de fil de cuivre émaillé de 3/10 de mm enroulées légèrement espacées sur un mandrin de 6 mm de diamètre avec noyau réglable.

Les oscillateurs à transistors présentent la particularité de comporter des harmoniques d'une amplitude importante. L'harmonique 3 de l'oscillation à 45,333 MHz est donc de 135,999 MHz, soit 136 MHz en nombre rond. C'est cet harmonique qui, par battement avec le signal reçu de 144 à 146 MHz, donne naissance au signal dit « première moyenne fréquence » compris entre 8 et 10 MHz et mis en évidence par le circuit $L_5$.

Le récepteur principal faisant suite à l'adaptateur devra donc être réglé entre 8 et 10 MHz, et la bande 144-146 MHz sera explorée en « balayant » la bande 8 à 10 MHz sur le récepteur.

Le point de jonction de $L_4$ et $L_5$ est partiellement découplé par une capacité de 47 pF, cette dernière constituant en même temps la capacité d'acord de $L_5$. Nous avons :

$L_5$ = 32 spires de fil de cuivre émaillé de 3/10 de mm enroulées jointives sur un mandrin de 8 mm de diamètre avec noyau réglable.

$L_6$ = 10 spires, même fil, enroulées sur le même mandrin que $L_5$ et du côté « froid » (enroulement pour la liaison par coaxial au récepteur faisant suite).

Par son noyau, on accorde $L_5$ vers le milieu de la bande, c'est-à-dire vers 9 MHz.

Les bobines d'arrêt $Ch_1$ et $Ch_2$ sont constituées chacune par 25 spires de fil de cuivre émaillé de 3/10 de mm bobinées sur le corps d'une résistance de 1 MΩ 1 W servant de support.

En ce qui concerne la génération de l'oscillation locale, il aurait été possible de prévoir un ou deux transistors *séparés*. Cette complication aurait permis d'obtenir un gain de conversion un peu plus grand ; mais ceci n'est pas capital. Ce qu'il était important d'obtenir, était surtout un gain intéressant de l'étage amplificateur d'*entrée*, avec un bon rapport « signal/souffle » (voir

chapitre IV, § 18 et chapitre XX, § 1 n° 22). Et c'est ce à quoi principalement, nous nous sommes attachés.

●

La figure XV-3-11 représente un second montage de convertisseur 144 MHz à transistors, montage un peu plus élaboré en ce qui concerne la génération de l'oscillation locale. L'étage amplificateur d'entrée comporte un transistor AF186, et l'étage mélangeur un AF139. L'oscillateur est équipé d'un transistor AF115 à quartz ; le quartz *Xtal* du type CR-19-U est taillé pour l'oscillation sur fréquence overtone 3 de 35 MHz. L'étage suivant avec transistor AF114, fonctionne en quadrupleur de fréquence ; soit, accord sur 140 MHz. Cette oscillation locale est appliquée sur l'émetteur du transistor convertisseur AF139, et par battement avec le signal reçu entre 144 et 146 MHz, elle donne naissance au signal « première moyenne fréquence » compris entre 4 et 6 MHz, mis en évidence par $L_4$ $L_5$, et amplifié par le transistor intermédiaire AF114.

Le récepteur principal faisant suite à l'adaptateur sera donc réglé entre 4 et 6 MHz, et la bande 144-146 MHz sera explorée en « balayant » la bande 4-6 MHz sur le récepteur.

Voici les caractéristiques des bobinages :

Ch = bobine d'arrêt (voir montage précédent).

$L_1$ = 5 1/2 tours ; fil argenté 10/10 de mm ; bobinage sur air, diamètre 6 mm, longueur 10 mm ; prise à 3/4 de tour du côté masse.

$L_a$ = bobine d'antenne : 1 tour de fil 10/10 de mm sous isolant synthétique ; autour de $L_1$ du côté masse.

$L_2$ = 8 1/2 tours ; fil de cuivre 5/10 .e mm ; diamètre 6 mm, longueur 14 mm ; prise médiane.

$L_3$ = identique à $L_2$, mais sans prise.

$L_4$ = $L_5$ = 50 spires jointives de fil 2/10 de mm émaillé, sur mandrin de 6 mm de diamètre avec noyau réglable.

Enroulements de couplage : chacun 8 spires (de même fil) bobinées par dessus $L_4$ et $L_5$ sur les côtés froids.

$L_6$ = enroulements jointifs de fil de cuivre émaillé de 3/10 de mm sur mandrin de 6 mm de diamètre à noyau réglable :

A = 12 tours ;

B = C = 2 tours sur le côté froid de A.

$L_7$ = 6 tours de fil de cuivre de 6/10 de mm sur mandrin de 6 mm avec noyau réglable et sur une longueur de 10 mm ; prise à deux tours depuis le condensateur ajustable de 3 pF. Enroulement de couplage pour l'injection de l'oscillation : 2 tours, même fil, par dessus $L_7$ du côté froid.

$L_1$ et $L_3$ s'accordent dans la bande 144-146 MHz.

$L_6$ A s'accorde sur 35 MHz pour l'entrée en oscillation du quartz.

$L_7$ se règle sur 140 MHz.

Enfin $L_4$ et $L_5$ constituent des circuits très amortis que l'on accorde dans la bande 4-6 MHz afin de rendre la courbe de transmission aussi plate que possible tout au long de cette plage de fréquences.

Du fait des faibles impédances rencontrées dans les circuits à transistors, les couplages indésirables soulèvent souvent d'importants problèmes. C'est la raison pour laquelle il importe de réaliser les montages en boîtier soigneusement compartimenté (cuivre ou laiton) comme il est indiqué sur les schémas ; en outre, l'emploi de condensateurs de découplage dits « by pass », du type coaxial de traversée, est indispensable (B.P.).

●

**Adaptateurs 144 MHz à nuvistors 6CW4.**

Dans la grande famille des tubes électroniques, le *nuvistor* découle d'une technologie totalement différente des anciennes conceptions. Au point de vue fabrication, on pourrait dire qu'il s'agit d'un trait d'union entre les lampes classiques et les transistors.

Les éléments constitutifs d'un nuvistor sont positionnés sur une embase en céramique ; puis, l'ensemble est brasé et enfin recouvert d'une enveloppe métallique qui protège le tout. Le nuvistor résiste parfaitement aux chocs violents et aux vibrations, car la construction supprime les supports et les disques en mica ; en outre, toutes les électrodes sont cylindriques et leur masse est faible.

A l'origine, les nuvistors ont été créés pour l'équipement électronique des fusées et des satellites artificiels ; mais ils trouvent aussi de nombreuses applications en radio et en télévision.

Le temps de transit, le facteur de bruit et les inductances parasites sont très faibles ; ce qui permet l'utilisation des nuvistors sur des fréquences extrêmement élevées, avec des résultats excellents. Les dimensions des nuvistors 6CW4 utilisés dans l'adaptateur pour 144 MHz que nous allons

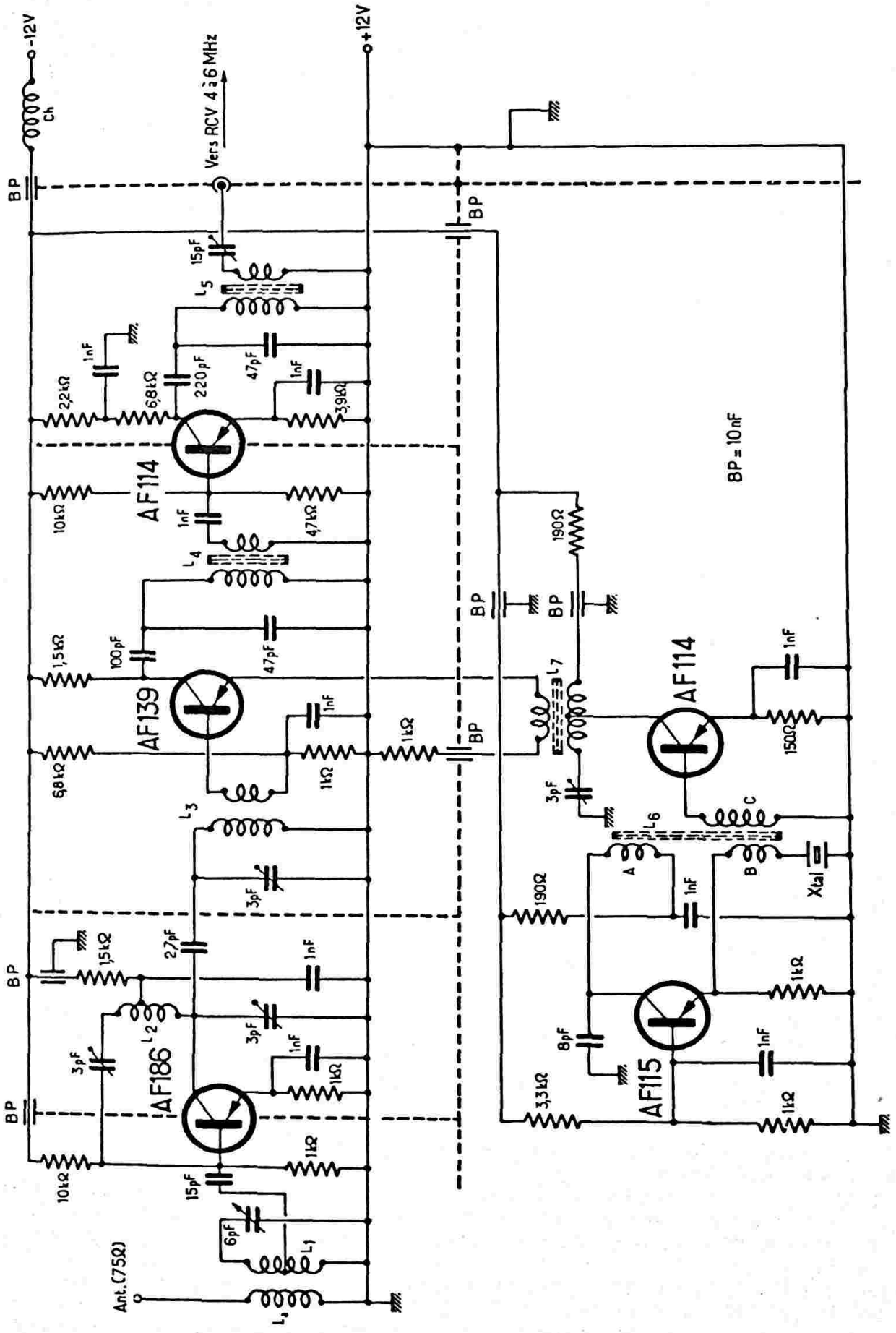

-12V
Ch
Vers RCV 4 à 6 MHz
+12V
BP
BP = 10nF
AF114
AF139
AF186
AF114
AF115
L1
L2
L3
L4
L5
L6
L7
Ant.(75Ω)
Xtal
A
B
C

*Fig. XV-3-11*

décrire sont les suivantes : hauteur 13 mm ; diamètre 7 mm. Ce nuvistor triode a été conçu pour être employé comme amplificateur d'entrée à grand gain sur V.H.F. et U.H.F. (capacités inter-électrodes réduites).

Le schéma de cet adaptateur est représenté sur la figure XV-3-12. Il s'agit encore d'un adaptateur à fréquence intermédiaire variable, c'est-à-dire que la bande 144-146 MHz est explorée par la manœuvre du récepteur faisant suite entre 14 et 16 MHz.

Les nuvistors 6CW4 (1) et (2) équipent l'étage amplificateur d'entrée du type cascode.

Nous n'entrerons pas dans les détails de construction pratique. On se reportera utilement aux montages précédemment décrits. Les mêmes soins, les mêmes précautions, sont également à appliquer ici. Il en est de même pour le réglage des différents circuits et étages (aux fréquences près, évidemment) ; ces réglages seront donc faits en suivant le procédé et l'ordre déjà indiqués.

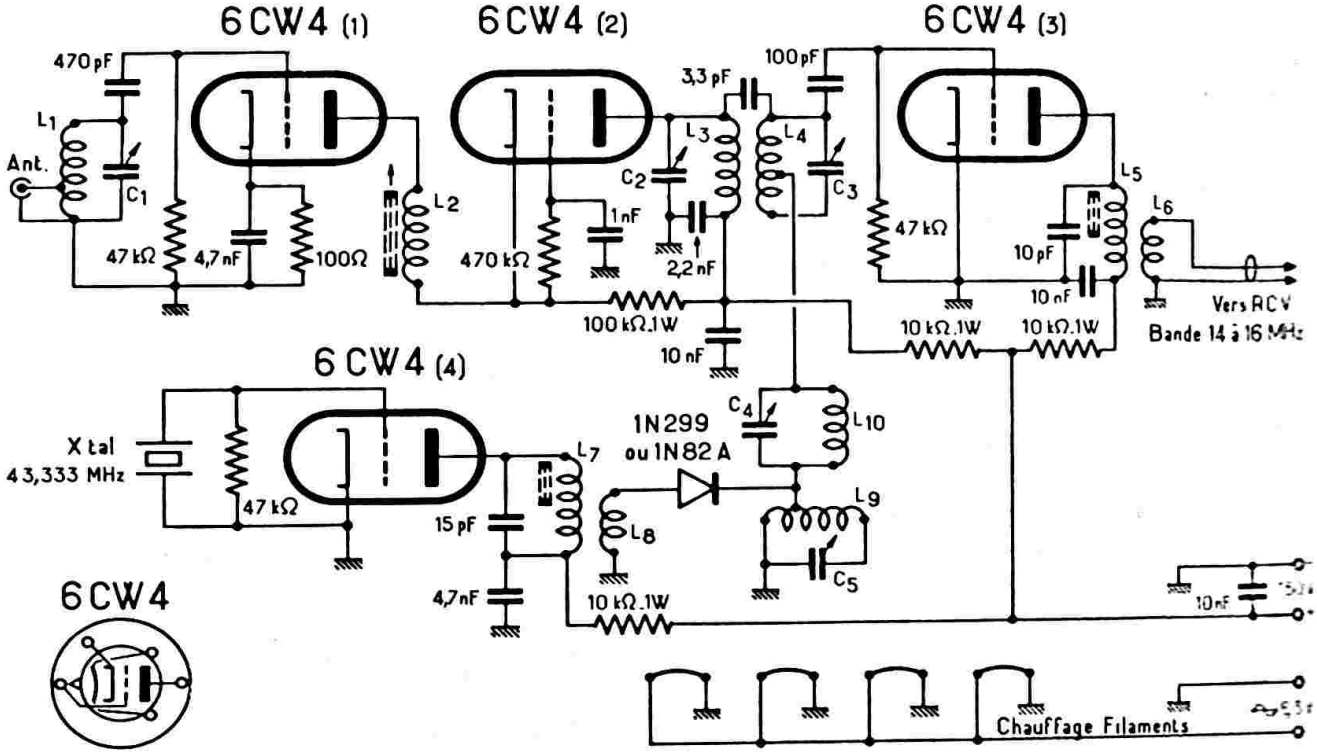



*Fig. XV-3-12*

En effet, nous avons un oscillateur (4) avec quartz sur 43,333 MHz (quartz miniature argenté overtone 3) ; le circuit anodique $L_7$ est nécessairement accordé sur cette même fréquence (voir § 4 suivant, au numéro 4 : « Oscillateurs quartz V.H.F. »).

A l'étage convertisseur 6CW4 (3), nous allons utiliser l'harmonique 3 de cette oscillation locale. Pour améliorer l'amplitude de cette harmonique, dans la liaison nous intercalons un élément non-linéaire, en l'occurrence une diode 1N299 ou 1N82A. L'harmonique 3 dont nous avons besoin, est mise en évidence par le réglage du circuit $L_9$ $C_5$ sur 130 MHz. Par contre, le circuit bouchon $L_{10}$ $C_4$ intercalé en série, accordé sur 86,666 MHz, élimine l'harmonique 2 indésirable.

Les circuits $L_1$, $L_3$ et $L_4$ se règlent dans la bande 144-146 MHz, et bien entendu, le circuit de sortie $L_5$, mettant en évidence la fréquence intermédiaire variable de battement, s'accorde vers 15 MHz.

Les bobinages présentent les caractéristiques suivantes :

$L_1$ = 6 tours de fil de cuivre nu de 10/10 de mm sur air, diamètre intérieur 6 mm, répartis sur une longueur de 13 mm ; prise à 2 1/2 tours du côté masse ; accord par $C_1$ ajustable 10 pF air ou céramique.

$L_2$ = 5 tours de fil de cuivre émaillé de 3/10 de mm, enroulés jointifs sur un mandrin de 6 mm de diamètre à noyau ; se règle par l'ajustage du noyau pour l'obtention du signal utile maximum et pour un minimum de bruit de fond.

$L_3$ = 6 1/2 tours de fil de cuivre nu de 10/10 de mm sur air, diamètre intérieur 6 mm, répartis sur une longueur de 16 mm ; accord par $C_2$ ajustable 10 pF air ou céramique.

$L_4$ = 5 tours, fil de cuivre nu de 10/10 de mm sur air, diamètre intérieur 6 mm ; répartis sur une longueur de 16 mm ; prise à 2 tours du côté masse ; accord par $C_3$ ajustable 10 pF air ou céramique. $L_4$ est

couplée à $L_3$ ; ces deux bobines sont placées parallèlement l'une à l'autre avec une distance d'axe en axe de 10 mm.

$L_5$ = 25 tours jointifs de fil de cuivre émaillé de 5/10 de mm sur un mandrin de 10 mm de diamètre ; réglage par le noyau vers 15 MHz.

$L_6$ = 8 tours jointifs, même fil, enroulés sur le même mandrin que $L_5$ et couplés au côté « froid ».

$L_7$ = 9 tours de fil de cuivre émaillé de 3/10 de mm, bobinés jointifs sur un mandrin de 6 mm de diamètre ; réglage par le noyau sur 43,333 MHz (fréquence du quartz).

$L_8$ = 1 1/2 tour de fil isolé sous gaine de plastique, enroulé autour de $L_7$.

$L_9$ = 6 tours, fil de cuivre nu de 10/10 de mm, sur air, diamètre intérieur de 6 mm, répartis sur une longeur de 13 mm ; prise à 2 1/2 tours du côté masse ; accord par $C_8$ (ajustable à air 3-30 pF) sur 130 MHz.

$L_{10}$ = 8 tours, fil de cuivre nu de 10/10 de mm, sur air, diamètre intérieur de 6mm, répartis sur une longueur de 16 mm ; accord par $C_4$ (ajustable à air 3-30 pF) sur 86,666 MHz.

Les réglages des circuits $L_1$, $L_2$ et $L_9$ agissent sur le rapport « signal/souffle » et sur la sensibilité utilisable de l'adaptateur ; il conviendra donc d'effectuer ces réglages avec beaucoup de soins. Par contre, l'accord des circuits $L_3$, $L_4$ et $L_5$ n'agit que sur le gain global de l'appareil.

Le circuit $L_7$ doit être accordé pour l'entrée en oscillation du quartz.

Enfin, s'il n'y a pas de risque d'interférences dues à la présence d'émetteurs locaux ou puissants dans la bande 100 MHz, le circuit-trappe $L_{10}C_4$ peut être supprimé.

Convenablement construit, mis au point et accordé, cet adaptateur 144 MHz donne des résultats particulièrement remarquables tant en sensibilité que pour son rapport « signal/souffle ».

## § 3. — Récepteurs V.H.F.

Deux techniques sont possibles :

1° La super-réaction ;

2° Le changement de fréquence (la technique du double changement de fréquence ayant été vue, somme toute, avec les adaptateurs).

En général, nous ne disposerons pas, sur les bandes U.H.F., d'émetteurs puissants fournissant un champ en microvolts par mètre très intense, puisqu'il s'agit presque exclusivement de stations d'amateurs. Donc, et comme d'ailleurs dans tout récepteur de radio, il faudra, plus que jamais, rechercher l'amélioration du rapport L/C, afin de diminuer le rapport « bruit de fond/signal », et d'obtenir les oscillations locales avec des amplitudes suffisantes, pour moduler à fond le tube convertisseur, dans le cas du changement de fréquence (revoir chapitre IV - § 18).

### A) Montage super-réaction.

Nous ne rappellerons que brièvement ici, la théorie de la super-réaction, montage connu parce qu'ancien (Armstrong, 1922), mais qui a repris un certain essor avec les O.C. En fait, supposons que nous ayons choisi comme fréquence de découpage (la quenching-frequency des Américains) une fréquence de l'ordre de 20.000 périodes par seconde. La détectrice amplifiera dans les conditions de la super-réaction, 20.000 fois par seconde. Le maximum d'amplification se produira donc à chaque fraction de temps égale à 1/20.000e de seconde, chacun de ces intervalles correspondant à un régime instable de la détection, du fait de la supériorité de la résistance négative (réaction) sur la résistance positive du circuit grille. Or, dans ce régime, les oscillations libres déclenchées par le signal incident augmentent en amplitude d'une alternance à l'autre. Donc, plus il y aura d'oscillations possibles dans ladite fraction de temps, soit 1/20.000e de seconde, plus l'amplification (exactement : l'amplitude de la dernière oscillation) sera grande. On voit pourquoi la super-réaction sera efficace en O.C. et encore plus en U.H.F., dont les fréquences sont plus élevées, puisqu'il peut s'amorcer un plus grand nombre d'oscillations libres au circuit grille détectrice durant 1/20.000e de seconde.

En réalité, les oscillations incidentes reçues sont découpées à 20.000 périodes par seconde ; mais cette fréquence est inaudible pour le commun des mortels et passe, de ce fait, généralement inaperçue (elle peut, d'ailleurs, être fortement atténuée par des systèmes filtreurs).

Voici (fig. XV-4) le schéma d'un récepteur à super-réaction de conception très moderne, spécialement réalisé pour l'écoute de la bande 2 mètres. La fréquence de découpage est injectée dans l'écran d'un 1851 (on peut utiliser aussi, et nous le recommandons, un tube plus moderne du type EF80, par exemple). L'amplitude de cette fréquence de découpage, fournie par l'oscillation du tube 6J5, peut être réglée par la manœuvre de $P_1$, valeur 50.000 ohms (autant que possible bobiné).

$L_3$ est la bobine d'antenne : 1 1/2 tour de fil 6/10 cuivre, bobinés sur air, diamètre 12 mm.

$L_1$ est la bobine d'accord grille qui doit être fixée aux bornes mêmes du condensateur variable $CV_1$, de 15 picofarads. Pour réaliser $L_1$, on prend 3 tours de fil 16/10 cuivre, bobinés sur air, diamètre 12 mm., et sur une longueur de 25 mm. ; prise cathode à 1 tour à partir du côté masse.

$L_2$ et $L_3$ sont les bobines oscillatrices de 80 millihenrys environ, accordés par $C_2$ et $C_3$ de 2.000 pF, et fournissant une fréquence de découpage d'environ 18 à 20.000 périodes/seconde. Elles comportent, par exemple, chacune 1.500 tours environ de fil de cuivre de 12/100 de mm. sous soie, bobinés en nid d'abeilles sur un mandrin de 25 mm. de diamètre (couplage 8 mm. entre les deux bobines) ; on recherche le sens des connexions pour obtenir l'accrochage de l'oscillation de découpage. D'autre part, on agit sur $C_2$ et $C_3$ pour la mise au point.

$L_4$ et $C_4$ + $C'_4$ forment un circuit résonnant absorbant à régler sur la fréquence de découpage, et destiné à éliminer ladite fréquence de la section B.F. $L_4$ est une bobine nid d'abeilles de 60 millihenrys, que l'on accorde par $C_4$, ajustable de 100 picofarads ; en parallèle sur $C_4$, la capacité $C'_4$ de 200 pF. $L_4$ comporte, par exemple, 1.200 tours de 12/100 sous soie bobinés en nid d'abeilles sur un mandrin de 25 mm de diamètre.

SF est une bobine à fer qui sert d'impédance de liaison (primaire de vieux transfo B.F., par exemple).

S. ch. est une bobine d'arrêt U.H.F. constituée par une quarantaine de tours de fil 16/100 deux couches soie, bobinés non jointifs sur un petit bâtonnet de stéatite de 6 à 8 mm de diamètre.

L'amplification B.F. est assurée par un tube 6V6 ; le gain basse fréquence est réglable par le potentiomètre $P_2$ ordinaire, de 500.000 ohms.

Nous n'avons pas représenté, sur le schéma, la partie alimentation, qui est du type classique : transfo, valve 5Y3, filtrage, H.T. 250 volts et chauffage 6,3 volts.

Voilà donc un récepteur U.H.F. complet, d'un rendement excellent, et qui ne manquera pas d'attirer l'attention de nombreux amateurs par sa simplicité, simplicité cependant à la « remorque » d'une mise au point délicate, mais nullement impossible !

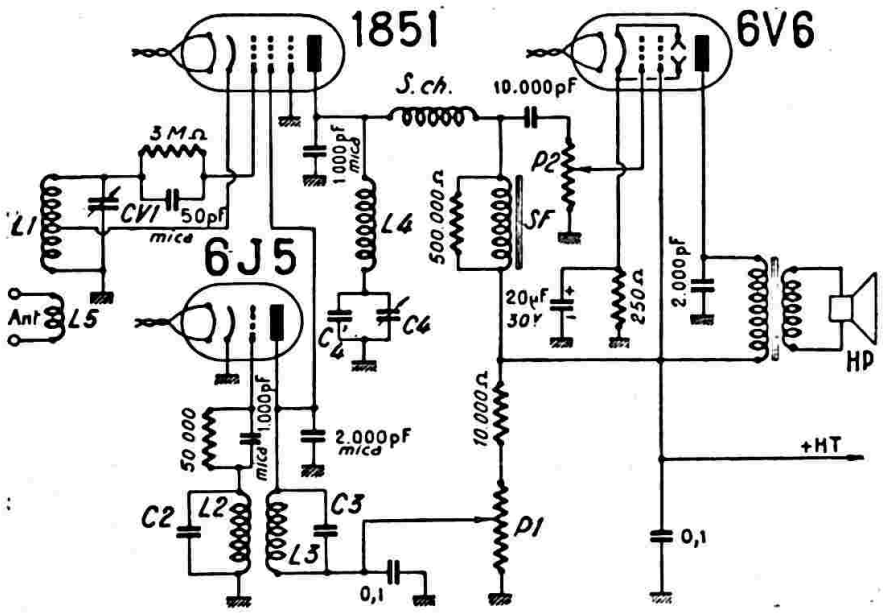



*Fig. XV-4*

B) **Super-réaction monolampe.**

Ce montage encore plus simple, appelé super-réaction autodyne ou super-réaction à relaxation de grille, constitue le montage-type du débutant.

Les oscillations de la fréquence de découpage sont fonction des condensateur et résistance de grille du tube.

L'avantage de ce récepteur est de ne nécessiter que peu de matériel, pour la sensibilité élevée que l'on obtient.

Le bruit de fond bien caractéristique de la super-réaction indique à coup sûr que l'appareil est en état de fonctionnement.

Enfin, notons un avantage très appréciable de ce genre de poste : il permet de recevoir, non seulement les ondes modulées en amplitude, mais aussi celles *modulées en fréquence*. En effet, dans ce dernier cas, on constate qu'à l'accord exact, la modulation est presque inaudible ; mais si l'on se dérègle légèrement, elle apparait. A ce moment-là, la variation de fréquence se traduit par une variation d'amplitude.

Le schéma de montage est représenté sur la figure XV-5. Le réglage du niveau de super-réaction se fait par CV2 (20 pF).

Un récepteur analogue a été décrit dans « Wireless-World » de janvier 1947 ; voici, d'après cette revue, les caractéristiques de $L_1$ :

37 à 57 Mc/s : 9 tours sur un diamètre de 20 mm., longueur 35 mm.

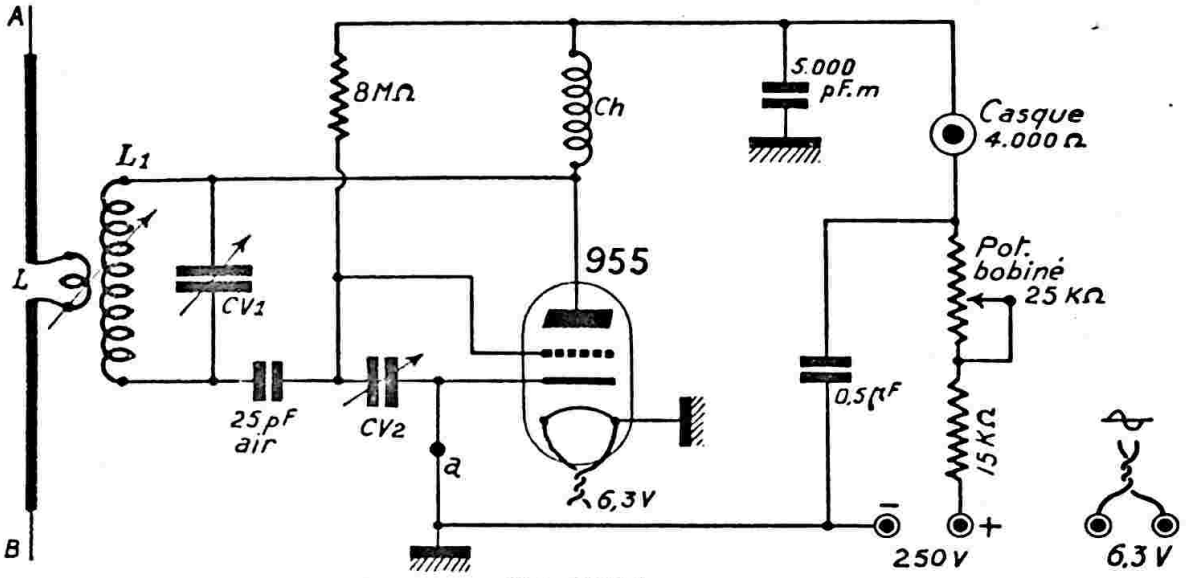



*Fig. XV-5*

65 à 100 Mc/s : 4 tours sur un diamètre de 17 mm., longueur 23 mm.

90 à 140 Mc/s : 1 tour sur un diamètre de 40 mm.

110 à 170 Mc/s : 1/8 de tour formant pont de court-circuit.

L = 1 tour dans chaque cas.

$CV_1$ = 20 picofarads ; commandé par un long prolongateur d'axe isolant.

La bobine d'arrêt Ch est constituée par 70 tours de fil 12/100, bobinés sur un mandrin stéatite de 6 mm. Une seconde bobine identique est quelquefois nécessaire au point *a* du retour de cathode.

L'antenne est constituée par deux tiges *télescopiques* AB ; on fait sensiblement AB = λ/2. A chaque changement d'onde, il convient, en effet, de modifier cette longueur, afin d'obtenir le maximum de sensibilité.

Comme nous l'avons dit plus haut, le réglage de la super-réaction s'effectue par $CV_2$ ; on recherche le fonctionnement optimum en manœuvrant ce condensateur, et en faisant varier le couplage entre L et $L_1$.

Si toutefois l'accrochage de super-réaction ne se produisait pas (bruit caractéristique de « chute d'eau »), il y aurait lieu de diminuer la valeur de $CV_2$. On peut également, dans ce cas, augmenter la valeur de la tension de plaque, soit en augmentant la H.T. d'alimentation, soit en diminuant la valeur des résistances intercalées dans le circuit anodique.

Il n'est pas interdit, évidemment, de faire suivre cette petite détectrice d'un amplificateur B.F. Le montage de cette seconde partie est donné sur la figure XV-6-1. L'amplificateur est muni d'un tube 6M6 (ou autre, plus moderne), montage classique. Le gain B.F. est ajusté par un potentiomètre $Pot_1$, de 500.000 ohms.

Un casque ou un petit haut-parleur peuvent être branchés, suivant le cas, à la sortie du tube 6M6.

*Note au sujet des appareils à superréaction.*

Ce genre de récepteurs présente l'inconvénient de rayonner de l'énergie dans l'antenne, et ce rayonnement peut atteindre parfois quelques kilomètres.

Cet inconvénient devient désastreux dans les grandes agglomérations, où les réseaux U.H.F. tendent à prendre droit de cité.

Il est donc instamment recommandé à chaque OM de prendre l'élémentaire précaution de supprimer ce rayonnement parasite ; d'ailleurs, la réglementation l'exige.

On réduit à néant cette radiation de l'antenne en plaçant tout simplement, avant la détectrice, un étage amplificateur H.F. de montage tout à fait courant.

Si l'amateur recule devant la nécessité de circuits accordés supplémentaires, il peut tout bonnement monter un petit amplificateur apériodique avec tube EF89 par exemple ; résistance de cathode de 160 Ω (fig. XV-6-2). Naturellement, ce dernier n'apportera pas le gain d'un amplificateur H.F. accordé (gain 1,5 à 2 maximum seulement), mais il supprimera tout aussi effi-

cacement le rayonnement par l'antenne de la détectrice super-réaction, et c'est bien là le but recherché. $Ch_1$ et $Ch_2$ sont des bobines d'arrêt U.H.F. de 70 spires environ 12/100, deux couches soie, sur mandrin stéatite de 6 à 8 mm de diamètre.

raient atteindre celles d'un récepteur V.H.F. spécial du type changeur de fréquence (ou double changeur de fréquence).

Mais il n'en est pas moins vrai que les résultats obtenus avec un récepteur à super-réaction bien conçu et bien construit sont

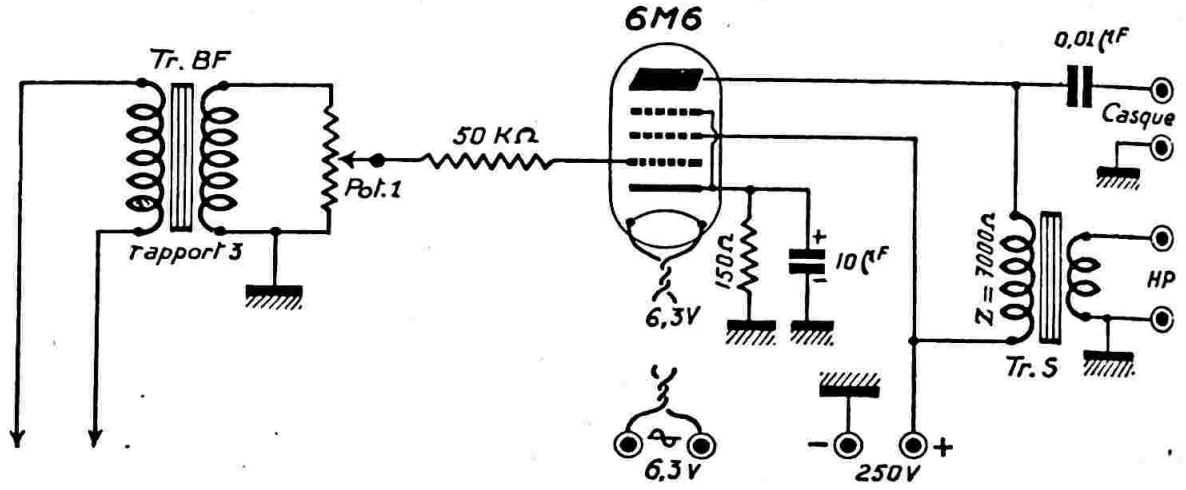



*Fig. XV-6-1*

Pour réaliser un amplificateur H.F. accordé, il suffit, d'ailleurs, de remplacer les bobines d'arrêt Ch par des circuits oscillants convenablement accordés.

Il est même d'excellente pratique de remplacer la bobine d'arrêt $Ch_1$, par un circuit accordé sur la fréquence à recevoir (bobinage et condensateur variable) ; il est alors commode d'utiliser une antenne doublet (comme sur la fig. XV-5, par exemple), antenne que l'on couple audit circuit accordé par un enroulement d'une ou deux spires.

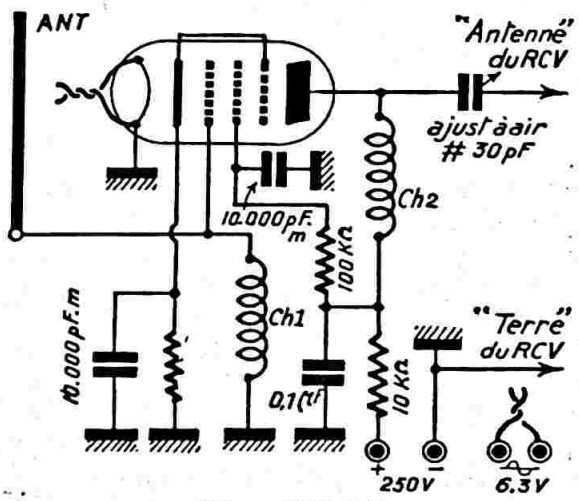



*Fig. XV-6-2*

**Récepteur complet à super-réaction.**

Que n'a-t-on pas dit sur les étonnantes possibilités des récepteurs à super-réaction dans le domaine des V.H.F. ? Et cela est particulièrement exact. Certes, les performances des récepteurs de ce genre ne sau-

absolument remarquables, compte tenu de la simplicité du montage. En d'autres termes, c'est le récepteur classique du débutant sur V.H.F.

Le montage proposé, de conception moderne et dont le schéma complet est représenté sur la figure XV-7, ne comporte que deux lampes (ECC88 et ECL82) ; il est vrai que ce sont des lampes doubles, ce qui nous donne tout de même quatre étages (ou fonctions).

Nous avons tout d'abord un tube double triode ECC88 ou ECC189, dont le premier élément est utilisé en amplificateur haute fréquence avec grille à la masse (attaque par la cathode) ; le circuit accordé d'entrée $L_1$ $C_1$ se règle une fois pour toutes vers le milieu de la bande à recevoir. Outre l'amplification appréciable apportée par cet étage, ce dernier assure une séparation efficace entre l'étage détecteur à super-réaction et l'antenne, ce qui évite tout rayonnement perturbateur de celle-ci.

Le second élément triode du tube ECC88 est le détecteur à super-réaction proprement dit. Le circuit accordé permettant le réglage sur les stations est constitué par la bobine $L_2$ et le condensateur variable $C_2$. Depuis l'étage précédent, la liaison est faite, non pas sur ce circuit accordé, mais sur la grille de la triode par l'intermédiaire d'un condensateur ajustable à air $C_3$ (de 6 — 60 pF « Transco »).

Il s'agit d'un montage super-réaction dit autodyne, ou à relaxation de grille.

Le réglage du fonctionnement en super-réaction s'effectue notamment, après mise au point, par le potentiomètre *Pot.* 1.

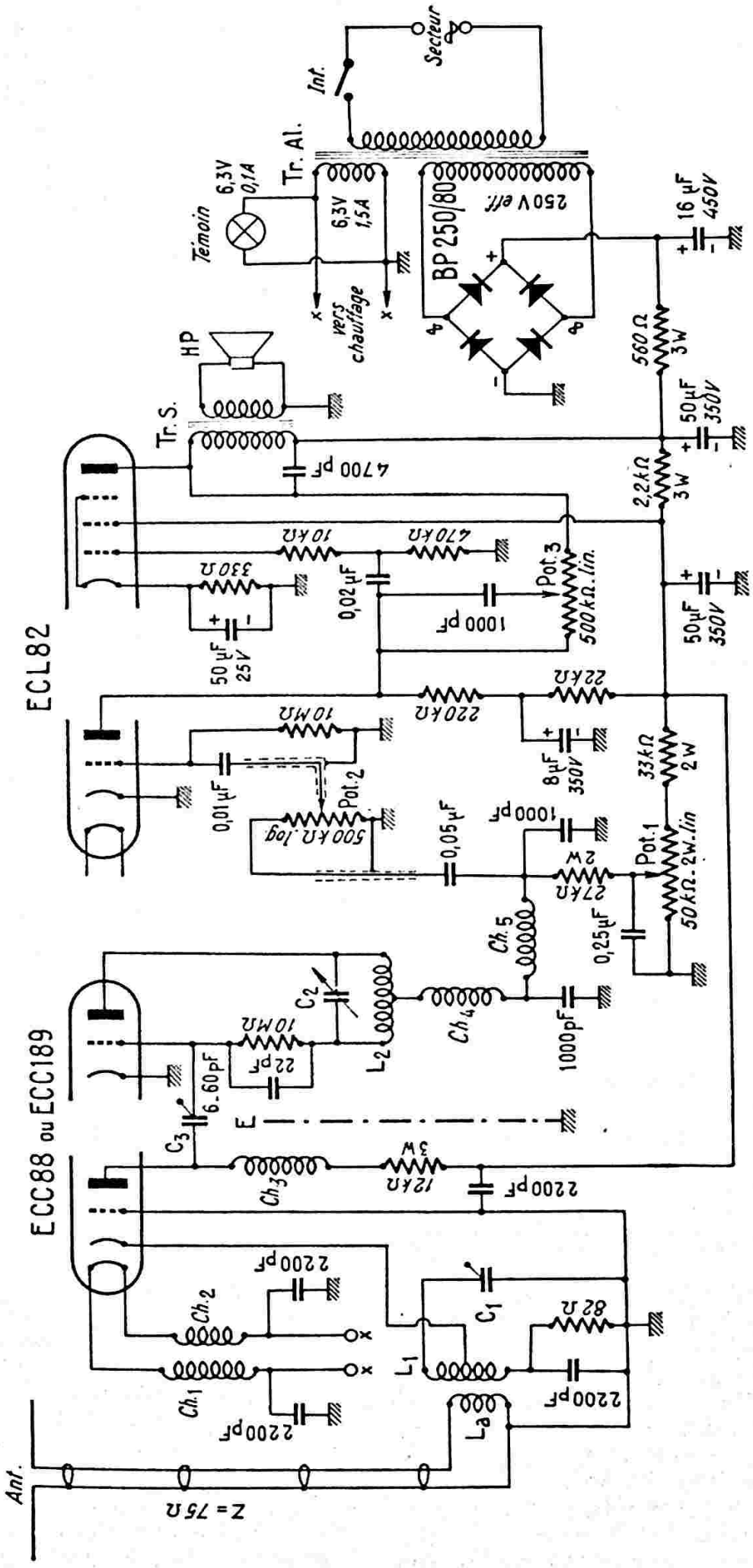

Secteur
Int.
Tr. Al.
6,3V 0,1A
Témoin
6,3V 1,5A
vers chauffage
BP 250/80
250 V eff.
16 µF 450V
560 Ω 3W
HP
Tr. S.
4700 pF
2,2kΩ 3W
50µF 350V
ECL82
10kΩ
470kΩ
330Ω
0,02µF
Pot.3
500kΩ. lin.
1000 pF
50 µF 25V
220kΩ
22kΩ
10MΩ
0,01µF
Pot.2
500kΩ. log
8µF 350V
33kΩ 2W
0,05µF
1000 pF
2W
27kΩ
Pot.1
50kΩ. 2W. lin
0,25µF
Ch.5
ECC88 ou ECC189
C2
Ch4
L2
10MΩ
22pF
6-60pF
C3
1000pF
E
3W
Ch3
12kΩ
2200pF
2200pF
Ch.2
C1
82Ω
L1
Ch.1
2200pF
2200pF
La
Ant.
Z = 75Ω

*Fig. XV-7*

Les signaux B.F. apparaissent aux bornes du potentiomètre *Pot.* 2, celui-ci permettant de régler le volume sonore de l'audition.

Ensuite, nous avons le tube ECL82 ; l'élément triode fonctionne en amplificateur B.F. de tension, et l'élément pentode en amplificateur de puissance.

Un correcteur de timbre, réglable par le potentiomètre *Pot.* 3 et agissant en contre-réaction B.F. sélective, permet la réduction éventuelle du bruit de fond caractéristique de la super-réaction.

Le transformateur de sortie Tr.S. présente une impédance primaire de 5 600 Ω et une impédance secondaire selon la bobine mobile du haut-parleur utilisé (généralement 2,5 Ω). Pour ce dernier, on prendra un modèle à aimant permanent d'un diamètre de 17 à 19 cm, par exemple ; il sera monté dans un boîtier ou sur un petit baffle séparé. Il n'est pas conseillé de l'incorporer dans le coffret même du récepteur, afin d'éviter l'effet microphonique (Larsen) qui pourrait se produire entre lui-même et l'étage détecteur.

Quant à l'alimentation, elle ne présente rien de très particulier. Nous avons utilisé un transormateur Tr. Al. petit modèle, du genre de ceux que l'on monte sur les électrophones en valise. Le redressement bi-alternance est effectué en pont par un redresseur au sélénium (« Soral » type BP250/80) ; le filtrage est assuré par deux cellules en π à résistances et condensateurs électrochimiques.

L'ensemble a été monté sur un petit châssis muni d'un panneau-avant. Sur ce dernier, nous avons l'interrupteur d'alimentation, le témoin dans son hublot, les commandes des trois potentiomètres et la commande du condensateur variable $C_2$ (sur laquelle nous reviendrons plus loin). Notons aussi qu'une douille coaxiale est fixée à l'arrière du châssis pour le branchement de l'antenne.

Sauf indication spéciale portée sur le schéma toutes les résistances sont du type 0,5 watt. Pour ce qui concerne les condensateurs fixes, toutes les capacités égales ou inférieures à 2 200 pF sont du type céramique.

Le condensateur $C_1$ est un condensateur ajustable à air « Transco » de 3 — 30 pF.

Quant au condensateur $C_2$, il s'agit d'un condensateur variable de 18 pF (« Aréna », type CTL18). On remarquera que ce condensateur n'a aucune armature à la masse ; il faut donc le monter de façon qu'il soit isolé électriquement du châssis.

Pour cela, on découpe sur le châssis, un carré aux dimensions convenables et à l'emplacement adéquat ; cette ouverture est ensuite obturée par une plaque de polyéthylène (ou tout autre excellent isolant V.H.F.) de dimensions un peu plus grandes, fixée au châssis à l'aide de quatre petits boulons. C'est sur cette plaque isolante que l'on fixe à son tour, le condensateur variable $C_2$. En outre, ce condensateur doit être entraîné par l'intermédiaire d'un flector isolant à couronne de stéatite. On place donc un flector de ce genre sur l'axe du condensateur variable, et à l'autre extrémité du flector, on monte un axe de 6 mm de diamètre et de longeur convenable pour être sorti sur le panneau-avant.

La commande de ce condensateur variable se fait par l'intermédiaire d'un bouton-cadran (gradué de 0 à 180 pour le repérage des stations) muni d'un second bouton démultiplicateur tangentiel à friction.

Toutes les recommandations d'usage sont à respecter dans ce montage V.H.F. : condensateurs de bonne qualité, point de masse unique étage par étage, surtout connexions extrêmement courtes pour l'étage d'entrée et l'étage détecteur (tube ECC189). Un bon fonctionnement est directement fonction de ces précautions.

Passons maintenant aux bobinages. Les bobines d'arrêt $Ch_1$ et $Ch_2$ sont simplement obtenues en enroulant à spires jointives 15 à 20 tours faits directement avec le fil de câblage du chauffage. On enroule ce fil sur une tige quelconque de 3 à 4 mm de diamètre servant de forme ; ensuite, on enlève la tige, bien entendu.

Les bobines d'arrêt $Ch_3$ et $Ch_4$ sont fabriquées de la façon suivante : Pour chacune, on bobine 80 et 100 tours de fil de cuivre de 2/10 de mm, sous soie, sur le corps d'une résistance de 100 kΩ 1 W servant de support ; le début et la fin de l'enroulement sont soudés aux extrémités de la résistance.

En ce qui concerne $Ch_5$, il s'agit d'une bobine d'arrêt type R100 de « National ».

Pour les bobinages $L_1$ et $L_2$ des circuits accordés, nous avons expérimenté ce récepteur sur deux bandes de fréquences :

*a*) une bande « aviation » allant de 118 à 128 MHz ;

*b*) la bande « amateurs » de 144 à 146 MHz.

Il est bien évident que pour l'une ou l'autre de ces bandes, les bobines $L_1$ et $L_2$ ne sont pas les mêmes.

Pour la bande 118-128 MHz, nous avons :

$L_1$ = 3 tours ; prise à 1 tour de la masse ;

$L_2$ = 3 tours ; prise médiane.

Pour la bande 144-146 MHz, nous avons :

$L_1$ = 2 tours ; prise à 3/4 de tour de la masse ;

$L_2$ = 2 tours ; prise médiane.

Et dans les deux cas :

$L_3$ = Bobine d'antenne de 1 tour ; couplage à $L_1$ côté masse à une distance de 5 mm .

Fil de 16/10 de mm, cuivre émaillé. Bobinages réalisés sur air, diamètre intérieur de 25 mm.

Espacement entre spires de 8 à 10 mm.

Comme nous l'avons déjà dit, le circuit d'entrée se règle une fois pour toutes, pour l'obtention de l'audition maximum, vers le milieu de la bande de fréquences que l'on désire recevoir, ou vers telles fréquences que l'on veut privilégier (accord par réglage de $C_1$).

La recherche des stations s'effectue en tournant lentement le condensateur variable $C_2$, après avoir ajusté le potentiomètre Pot. 1 afin d'obtenir le fonctionnement en super-réaction (bruit de souffle dit de « chute d'eau » très caractéristique à l'audition). Rappelons que ce bruit de fond disparaît, ou est très atténué, dès que l'on reçoit une station (l'atténuation dépendant naturellement de la puissance du signal reçu).

Notons que pour un bon fonctionnement de la super-réaction et pour une bonne souplesse dans l'utilisation, la valeur du condensateur de liaison $C_3$ est assez critique ; on devra la déterminer au mieux avec soin.

Aucun couplage ne doit exister par ailleurs entre l'étage détecteur et l'étage d'entrée, et notamment pas entre $L_1$ et $L_2$. Dans ce but, il est prudent de monter les bobinages en croix, perpendiculairement l'un à l'autre. En outre, on place un petit écran métallique E formant blindage, soudé à la masse, traversant le support de lampe ECC88 et séparant bien les deux étages.

Une petite antenne intérieure peut convenir pour recevoir la bande « aviation » ou les stations locales sur 144 MHz. Mais il va sans dire que pour les stations faibles et éloignées, une bonne antenne extérieure est toujours préférable. Tous types d'antennes V.H.F. accordées (de dimensions adéquates) et d'impédance 75 Ω peuvent convenir. Cependant, nous conseillons l'antenne « ground plane » pour la bande aviation (polarisation verticale) et l'antenne Yagi pour la bande « amateurs » (polarisation horizontale). La liaison au récepteur s'effectue par du câble coaxial type 75 Ω.

Pour terminer, précisons bien que les résultats de ce petit récepteur dépendent du soin apporté à sa réalisation pratique et du dégagement de l'antenne utilisée.

Nous nous permettons d'insister sur la qualité du câblage à exécuter puisque ce montage s'adresse plus particulièrement aux débutants sur V.H.F. Matériel de qualité, connexions extra-courtes et directes, telles sont les recommandations primordiales que nous pouvons faire pour aider le débutant à atteindre des résultats encourageants. Quant au récepteur par lui-même, pour un « super-réaction », il est d'une souplesse d'utilisation remarquable.

●

### C) Montages changeur de fréquence.

Nous ne reviendrons pas sur la théorie du changement de fréquence, son mode de fonctionnement, les précautions à prendre en U.H.F.

Dès que l'on aborde les fréquences de 30 Mc/s et au-dessus, on conçoit qu'il faille utiliser des récepteurs spéciaux avec bobines, condensateurs variables, isolants adéquats et M.F. élevée, afin d'affaiblir au maximum (voire de rejeter) les fréquences images indésirables, de diminuer aussi la réaction entre circuits ondes locales (oscillateur) et ondes incidentes (accord). Il faut aussi prévoir un nombre plus important d'étages M.F., pour obtenir une sélectivité acceptable et pour compenser, précisément, les pertes par affaiblissement dues à l'utilisation de telles fréquences intermédiaires.

Les montages changeurs de fréquence peuvent présenter de nombreuses variantes aussi bien en U.H.F. que sur O.C.

Notre premier récepteur comporte (fig. XV-8) un étage H.F. équipé d'une pentode gland 954 (R.C.A., acorn tube), une seconde 954 en 1re détectrice (ou mélangeuse), une oscillatrice H.F. 6C4, deux étages M.F. avec EF89, une deuxième détectrice 6AV6 et, enfin, une B.F. finale EL84.

Nous n'avons pas représenté la section alimentation, qui est du type absolument classique : H.T. 250 volts et enroulement de chauffage 6,3 V, avec point milieu à la masse. Une ligne de V.C.A. a été prévue en cas de réception de stations locales puissantes, évitant ainsi la saturation et les déformations qui s'ensuivent.

On réalise dans l'étage mixer (deuxième 954), une régénération par le réglage de la tension d'écran (manœuvre de $P_1$, 50.000 ohms). A la limite d'accrochage, on augmente la sensibilité d'une façon notable. La sensibilité M.F. peut être réglée par la commande de $P_2$ (5.000 ohms, bobiné) en

série dans le retour des cathodes des deux EF89.

Quant au gain B.F., son réglage s'obtient par $P_3$ (500.000 Ω). Le potentiomètre $P_4$, de 100.000 ohms, commande un tone-control qui rend d'appréciables services lors de QRM par les parasites d'allumage de voitures automobiles.

$L_1$, $L_2$ et $L_3$ sont 3 tours de fil 16/10 cuivre sur air, diamètre 12 mm. ; longueur du bobinage : 30 mm. ($L_2$ : prise cathode à 1 tour côté masse).

Souder les bobinages directement aux bornes des condensateurs $C_1$, $C_2$ et $C_3$ variables de 15 pF. Les commandes de $C_1$ et $C_2$ peuvent très bien être communes.

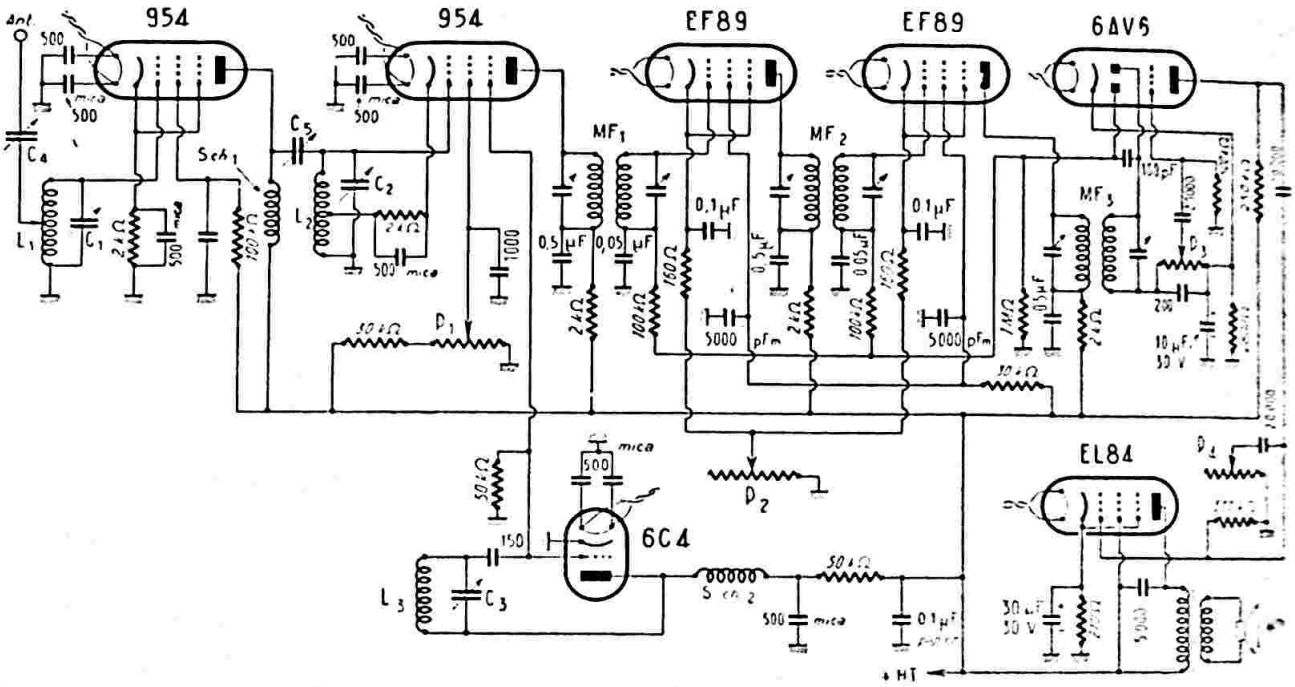



*Fig. XV-8*

Toutes les capacités indiquées sur le schéma de la figure XV-8 inférieures à 100 picofarads et inclusivement, sont du type à diélectrique mica ou céramique. On peut avoir avantage, dans certains cas, à shunter les capacités papier de découplage des cathodes M.F. par des capacités mica de 500 à 1.000 pF. Les bobines d'arrêt S. Ch.1 et S. Ch.2 sont du même type que celle du montage super-réaction de la figure XV-4.

Les condensateurs variables $C_4$ et $C_5$ ont une capacité maximum de 20 pF ; ils commandent respectivement l'accord d'antenne et la liaison H.F. Nous avons indiqué sur le schéma l'emploi d'une antenne à descente unique ; mais on peut parfaitement utiliser un dipôle (avec réflecteur, ou non) muni d'une descente double torsadée. Le couplage s'effectue alors par quelques spires distantes de 5 mm. environ de la base de $L_1$.

Nous donnons maintenant les valeurs des bobines $L_1$, $L_2$ et $L_3$ pour la bande 2 mètres. L'oscillateur local 6C4 fonctionne bien pour 144 Mc/s, à condition de faire la connexion « grille 6C4 — suppressor 954 » extrêmement courte.

Les trois transformateurs M.F. sont réalisés avec des bobinages à spires jointives accordés par des petits ajustables à air sur une fréquence de 2.000 kilocycles environ. Leur couplage se fait serré ; donc, la courbe de résonance est assez plate, et le réglage des ajustables n'est pas trop pointu.

Si l'on veut un alignement H.F. rigoureux, dans le cas d'une commande unique, on peut utiliser des condensateurs variables ($C_1$, $C_2$ et $C_3$) de 20 pF et placer en série dans leur connexion lames fixes, côté grille, une petite capacité de 50 pF. ajustable à air, que l'on réglera en haut de bande (fig. XV-9).

Attention au couplage trop important de l'antenne (réglage par $C_4$) dans le cas de la liaison en direct de la figure XV-8, ou à l'auto-oscillation d'une 954 (soigner les découplages).

On aura ainsi un récepteur U.H.F. parfait, à sensibilité QRO, et muni de tous les perfectionnements.

*Notes :*

1° Pour compléter ce récepteur de base, on pourra parfaitement lui adjoindre un

B.F.O. et un « S mètre », par exemple (montages classiques, voir chapitre IX (1).

2° Un bobinage très intéressant sur U.H.F., par son coefficient de surtension élevé, est le *bobinage toroïdal.* Pour un C.V. de 15 pF, on bobinera 7 spires de 10/10 sur un diamètre de 8 mm. (sur air) ;

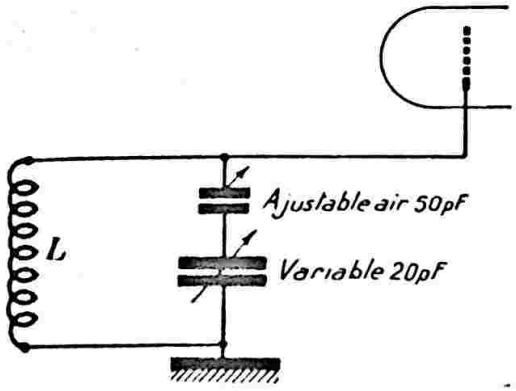



*Fig. XV-9*

puis les deux extrémités de cette bobine seront ramenées l'une vers l'autre en forme de tore (diamètre du tore : 10 mm.) cela pour 144 Mc/s.

Un tel enroulement possède la propriété de ne pas présenter de champ magnétique extérieur (son circuit magnétique étant fermé), ce qui lui permet de ne plus craindre les absorptions. Mais aussi, par ce fait même, un bobinage toroïdal ne peut présenter de coefficient d'induction mutuelle avec un autre bobinage. Et ce dernier point, suivant le schéma à réaliser, peut être considéré comme un avantage ou un inconvénient ! ! (nécessité de couplage ou liaison *électrostatique*).

*Alignement des changeurs de fréquence U.H.F.*

Pour régler les transformateurs moyenne fréquence, rien de spécial : il suffit de supprimer l'oscillation locale en enlevant purement et simplement la lampe oscillatrice H.F. et de disposer d'un générateur modulé à 400 cycles/seconde par exemple, réglé sur la valeur de la M.F. choisie. Procéder alors comme sur un poste courant.

Pour aligner la partie H.F., remettre l'oscillatrice dans son support et, si l'on ne dispose pas d'oscillateur étalonné qui « descende » suffisamment bas, procéder de la façon suivante :

Reportons-nous, par exemple, à la figure XV-8. Coupler à l'oscillateur, par une boucle, deux fils de Lecher longs de 3 mètres environ, et maintenus parallèles à une distance de 4 centimètres. Insérer un microampèremètre de déviation totale 500 µA shunté par une capacité de 5.000 pF au mica dans la grille de la 6C4 oscillatrice (attention : connexions ultra-courtes !). En déplaçant une barrette de court-circuit le long des deux fils de Lecher, le microampèremètre accusera un minimum de courant pour la demi-longueur d'onde d'oscillation (et pour tous les multiples de $\lambda/2$, d'ailleurs). En mesurant avec un mètre la distance séparant deux minima du microampèremètre, on obtient donc $\lambda/2$. Il est alors facile de déterminer la fréquence d'oscillation. A cette dernière, ajouter les 2.000 kc/s de la M.F., et on verra ainsi si l'oscillation hétérodyne est bien dans la bande choisie. Sinon, agir sur la bobine oscillatrice $L_5$ ou sur le trimmer de $C_5$.

Ensuite, régler éventuellement les trimmers H.F. et mixer, pour l'obtention de la sortie B.F. maximum (output-mètre).

### D) — Récepteur VHF 12 tubes (100-156 Mc/s) type R28-ARC5/F3AV.

Nous utilisons ce récepteur VHF, avec toutes satisfactions, non seulement pour l'écoute du trafic « amateurs » bande 144-146 MHz), mais aussi pour certains de nos travaux professionnels (VHF - aviation) ; nous pensons qu'il s'agit là d'une référence.

Le schéma général de cet appareil compact et autonome est représenté sur la figure XV-9-1. (*Encart entre pages* 608 *et* 609).

Nous allons voir la fonction des différents étages :

*Etage HF :* tube pentode V 101. Il s'agit là d'un étage particulièrement important quant aux performances finales du récepteur. Il était tentant de monter un étage HF cascode, et nous l'avons effectivement essayé. Toutefois, il ne saurait être question d'obtenir un neutrodynage valable sur une bande de fréquences allant de 100 à 156 MHz ; il fallait donc prévoir un neutrodynage réglable... d'où commande supplémentaire, ce qui est assez désagréable.

Aussi, finalement, avons-nous adopté l'étage HF équipé d'un tube pentode, donc sans neutrodynage. Il ne s'agit pas, évidemment, de n'importe quelle pentode ! Après plusieurs essais, nous nous sommes arrêtés à la pentode à grille-cadre, type EF184, à très faible souffle : résistance équivalente de souffle de l'ordre de 400 Ω pour une pente de 15 mA/V.

Ce tube est alimenté séparément par l'enroulement de chauffage 6,3 V du trans-

(1) Pour le B.F.O., prévoir de plus, un interrupteur connectant la ligne de V.C.A. à la masse.

formateur d'alimentation. Le circuit de cathode se referme par le potentiomètre « Sensibilité HF ». Quant à l'écran, il est alimenté à + 150 V stabilisés prélevés sur le régulateur à gaz OA2 utilisé par ailleurs pour l'oscillateur.

Tous les retours de masse des condensateurs de découplage de cathode et d'écran se font sur le canon central du support de lampe ; ensuite, ce canon est relié à la masse du châssis, compartiment HF, par soudure en deux ou trois points à l'aide de fil de cuivre de 2 mm de diamètre.

La bobine d'antenne $L_a$ est fictive ; elle est constituée par la seule inductance d'une connexion de masse (liaison en basse impédance à la base du circuit d'accord d'entrée).

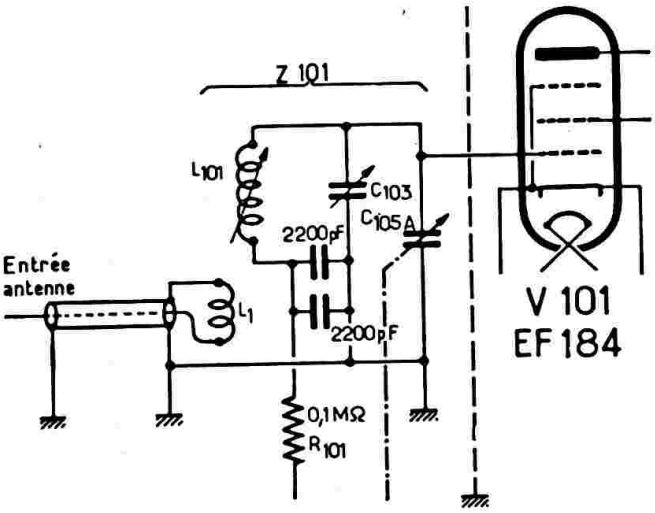



*Fig. XIV-9-2*

Pour tenir compte des considérations sur le bruit de fond et le rapport « signal/ souffle » exposées au § 18 du chapitre IV, il s'est révélé intéressant de modifier le *circuit d'entrée* comme le représente la figure XV-9-2. Il s'agit évidemment d'un circuit beaucoup plus classique que celui utilisé à l'origine ; il permet surtout une plus grande souplesse dans l'ajustage du couplage et de l'adaptation de l'antenne par modification de l'écartement entre les bobines $L_1$ et $L_{101}$ ; d'où, amélioration notable du rendement et de la sensibilité réelle utilisable.

L'entrée d'antenne s'effectue par une fiche coaxiale située sur le panneau avant du récepteur : impédance caractéristique de l'ordre de 52 à 75 Ω (pas critique).

Les circuits de grille Z101 et de plaque Z102 sont à accord variable de 100 à 156 MHz.

*Etage mélangeur-changeur de fréquence :* tube pentode V102, type 6AK5 ; changement de fréquence par détection-grille. Le circuit de grille Z103 est à accord variable de 100 à 156 MHz. Dans le circuit anodique, nous avons le premier transformateur moyenne fréquence $MF_1$, accordé sur 6.9 MHz.

Dans une récente amélioration représentée sur la figure XV-9-3, le tube mélangeur V 102 est du type ECF 801 (au lieu de 6AK5) ; la section pentode seule est utilisée (la grille et l'anode de l'élément triode non schématisé sont reliées à la masse). Cette section pentode fonctionne en convertisseuse par détection-grille et elle est montée comme l'indique le schéma. Le chauffage de ce tube est pris en parallèle sur

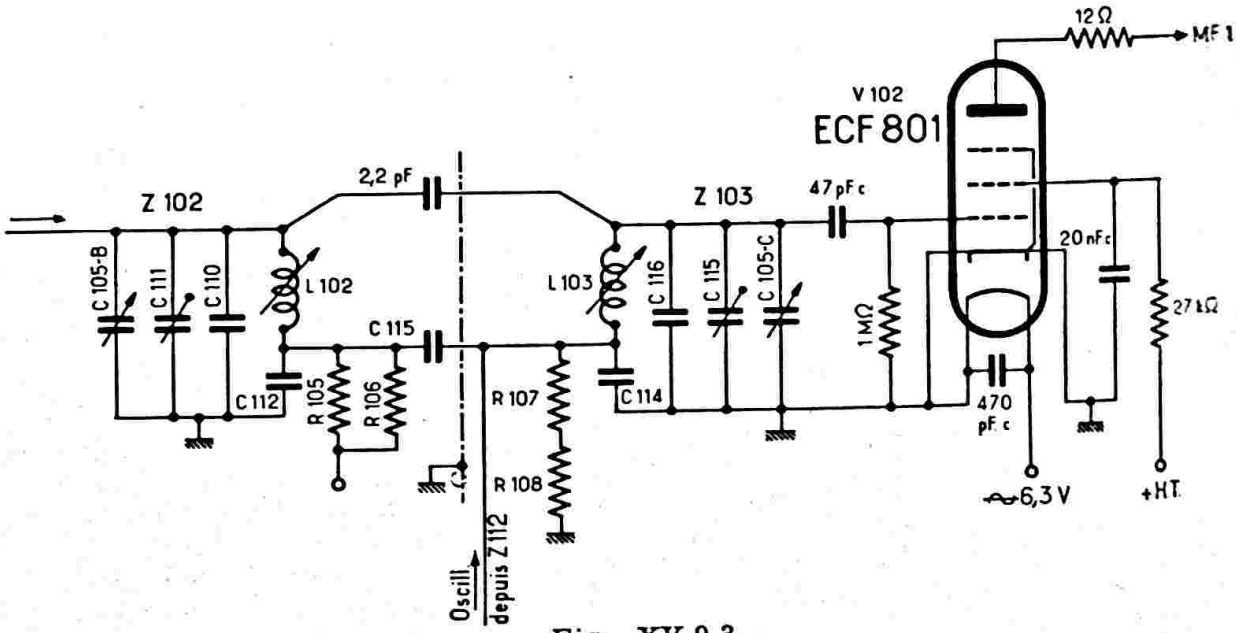



*Fig. XV-9-3*

celui du tube H.F. (V101). Dans la chaîne de chauffage à 25 volts qui comportait le tube V 103, le témoin T et le tube 6AK5, le filament de ce dernier est remplacé par une résistance de 36 Ω/2 W.

Pour une oscillation locale provenant de Z 112 et donnant un courant de grille 1 du tube ECF 801 de 2 µA, on obtient une pente de conversion de 4,7 mA/V.

Par ailleurs, les deux circuits accordés Z 102 et Z 103 se faisant suite entre les étages H.F. et C.F., fournissent une très grande présélection qu'il n'est pas toujours indispensable d'obtenir. On peut augmenter le couplage entre ces deux circuits en montant une petite capacité de liaison de 2,2 pF en tête, comme le montre la figure. Après ré-accord des circuits, la sélectivité ne se trouve d'ailleurs pas tellement altérée... et le gain en sensibilité est encore accru.

*Etage oscillateur :* tube V108, type 12SH7.

Cet étage peut fonctionner, soit en oscillateur variable à couplage cathodique (position OV de Inv. 1), soit en oscillateur à quartz (position Q de Inv. 1). L'oscillateur à quartz est nécessaire pour l'utilisation professionnelle lorsqu'il s'agit de recevoir des fréquences pré-déterminées ; la sélection du quartz nécessaire s'effectue par la manœuvre de l'inverseur Inv. 2.

Bien entendu, les circuits pour quartz pourront être laissés de côté par *l'amateur* non intéressé par cette disposition.

L'oscillateur est suivi par une multiplication de fréquence globale de *24*. Ceci permet d'employer des quartz courants de fréquences peu élevées (de 3 879 à 6 212,5 kHz pour la bande 100 à 156 MHz). Ceci permet, aussi, de réaliser un oscillateur variable sur une fréquence relativement basse, donc présentant une très grande stabilité (s'il est construit avec soin) et d'obtenir un changement de fréquence sans pulling.

La fréquence $F_x$ du cristal à utiliser pour la réception sur une fréquence donnée $F_r$, se calcule à l'aide de la formule suivante :

$$F_x = \frac{F_r - 6{,}9}{24}$$

Réciproquement, la formule suivante peut également être utile :

$$F_r = (24\ F_x) + 6{,}9$$

Les fréquences doivent être exprimées en MHz.

L'oscillateur variable réalisé couvre de 3 850 à 6 250 kHz, soit largement ce qu'il est nécessaire. Le condensateur variable $CV_1$ de 490 pF (modèle courant) a sa capacité artificiellement diminuée par l'intercalation d'un condensateur de 200 pF *au mica* en série. Il est commandé par l'intermédiaire d'un prolongateur d'axe et flector, au moyen d'un cadran-démultiplicateur à trotteuse, type 4252 de Wireless.

Le bobinage $L_1$ comporte 32 spires jointives de fil de cuivre émaillé de 3/10 de mm, sur un mandrin de 8 mm de diamètre avec noyau réglable ; prise de cathode à 8 tours côté masse.

La stabilisation de l'alimentation de l'oscillateur est obtenue à l'aide d'un tube à gaz OA2 stabilisant la tension d'écran à + 150 V.

Le circuit anodique Z107 de l'oscillateur et le circuit de grille Z108 de l'étage faisant suite fonctionnent sur l'harmonique 4 et sont à accord variable de 15,516 à 24,850 MHz.

*Etage tripleur de fréquence :* Tube pentode V109, type 717 A. Le circuit anodique Z109 de cet étage et le circuit grille Z110 de l'étage faisant suite fonctionne en tripleur de la fréquence appliquée et sont à accord variable de 46,548 à 74,550 MHz.

*Etage doubleur de fréquence :* Tube pentode V110, type 717A. Le circuit anodique Z111 de cet étage et le circuit-tampon Z112 faisant suite fonctionnent en doubleur de la fréquence appliquée et sont à accord variable de 93,096 à 149,1 MHz.

La fréquence disponible sur le circuit-tampon Z112 est injectée sur le circuit Z103 (grille 6AK5 convertisseuse) pour le changement de fréquence.

Tous les circuits HF, mélangeurs et multiplicateurs sont accordés par un condensateur variable à monoréglage, comportant 9 cases jumelées de 42,5 pF chacune (en capacité maximum). Seul l'oscillateur local, à la fréquence de départ, est à commande séparée.

En outre, chaque circuit possède un trimmer et un noyau de réglage permettant d'obtenir un alignement correct sur toute l'étendue de la bande de fréquences reçue.

On remarquera aussi le mode de liaison à basse impédance adopté : liaison par la base des divers circuits. A ce propos, la nécessité du dessin nous a obligé à représenter la liaison entre Z112 et Z103 (injection de l'oscillation) relativement longue ; mais *pratiquement*, au contraire, cette connexion doit être extrêmement courte.

*Etages MF :* tubes pentodes V103 et V104 du type 12SH7. Les transformateurs moyenne fréquence $MF_1$, $MF_2$ et $MF_3$ sont accordés sur 6,9 MHz.

*Détection, C.A.V. et rectification pour le « silencer » :* tube double triode V105, type 12SL7, dont un élément est connecté en diode.

*Antiparasite :* diode à cristal type 1N34 ; l'antiparasite, système shunt, est mis en circuit par la fermeture de l'interrupteur Int. 2.

*« Silencer » et 1re BF :* tube double triode V106, type 12SL2. La triode de gauche fonctionne en amplificatrice de tension BF. La triode de droite est utilisée en « silencer » ou « squelch-circuit » susceptible de bloquer la triode précédente. Ce dispositif est intéressant, car il permet l'écoute permanente sans fatigue auditive, le récepteur étant absolument silencieux. La canal BF ne se débloque que lorsqu'une onde porteuse (modulée ou non) est reçue. La mise en service du « silencer » s'effectue par la fermeture de l'interrupteur Int. 1 ; le réglage du seuil d'entrée en action du « silencer » s'effectue par l'ajustage du potentiomètre R 167. Notons que l'interrupteur Int. 1 agit également sur la C.A.V. ; l'effet maximum de commande automatique de gain est obtenu lorsque Int. 1 est fermé.

Un procédé différent de la commande du « squelch-silencer » peut être réalisé de la façon suivante :

Reportons-nous à la figure XV-9-1-. L'extrémité de droite de la résistance $R_{133}$ de 15 kΩ est connectée directement à la masse. L'interrupteur Int. 1 est donc supprimé, et il est alors monté entre le point commun des résistances $R_{124}$ et $R_{125}$ de cathode du tube V 104 et la masse. Lorsque cet interrupteur est ouvert, on est en position « Squelch » et le seuil de silence est réglable par le potentiomètre $R_{167}$ de 250 kΩ (linéaire). Lorsque cet interrupteur est fermé, le squelch est sans action ; on est en position « Trafic » avec une constante de temps pratiquement nulle dans les passages d'émission à réception.

Ensuite, nous avons le potentiomètre de 1 MΩ permettant le réglage du volume basse fréquence. Dans la liaison à la grille du tube final BF, nous avons un filtre passe-bas en π composé d'une bobine L de 5 henrys sur ferrite, d'un condensateur de 1 000 pF, d'un condensateur de 500 pF et d'une résistance de 100 kΩ. La fréquence de coupure de ce filtre se situe aux environs de 3 500 Hz. Toutes les fréquences supérieures, inutiles pour l'intelligibilité (le bruit de fond, notamment) sont considérablement affaiblies.

*Etage final BF :* tube pentode V107, type 12A6. Dans le circuit anodique, nous avons le transformateur de sortie Tr.S. ($Z_p$ = 7 000 Ω ; $Z_s$ = 2,5 Ω) pour la liaison au haut-parleur HP à champ permanent (bobine mobile 2,5 Ω). Sur le primaire, nous avons un dispositif de protection R168 (VDR).

*S-mètre :* Un microampèremètre (500 μA) est connecté comme indiqué, entre l'écran du tube V103 (tube MF commandé par la C.A.V.) et un pont de deux résistances de 75 kΩ et 100 kΩ déterminant un potentiel intermédiaire *fixe*. Le cas échéant, on peut agir expérimentalement sur la valeur exacte de l'une des deux résistances, afin que l'aiguille du microampèremètre « S mètre » soit à zéro, ceci en dehors de toute réception d'émission et même de tout réglage correct de la commande « Accord ». Lorsqu'une émission est reçue, la C.A.V. entre en action ; le tube V103 amplificateur MF étant commandé par cette C.A.V. voit sa tension d'écran croître... et le microampèremètre dévie proportionnellement à l'intensité du champ de la station reçue.

*Alimentation :* Nous avons un transformateur Tr.1 de chauffage (25,2 V 0,5 A) et un transformateur Tr.2 pour chauffage 6,3 V et HT (type 65 mA). La redresseuse est du type 6V4 ; elle est suivie d'une double cellule de filtrage. En sortie, la haute tension est de 240 V. Nous ne reviendrons pas sur le tube régulateur OA2 ; nous en avons parlé précédemment.

Un inverseur Inv. 3 permet la mise en service de l'appareil : Position 0 = arrêt : position 1 = chauffage ; position 2 = HT et chauffage.

Terminant le circuit de chauffage des tubes V103 et V102, nous avons un témoin T : ampoule de 6,3 V 0,1 A shuntée par une résistance de 125 Ω/1 W.

La figure XV-9-4 montre l'aspect du panneau-avant du coffret du récepteur.

## Mise au point
## Utilisation

On commencera par régler les trois transformateurs MF sur 6,9 Mc/s.

Puis, on réglera le noyau de la bobine oscillatrice $L_1$ de façon à caler l'oscillateur correctement (bande à couvrir : de 3 850 à 6 250 kc/s environ).

En manœuvrant le bouton d'accord, on constate, en un point donné, une augmentation du bruit de fond, point accusé également par une déviation de l'aiguille du « S mètre » : nous sommes à l'accord exact pour le réglage correspondant de l'oscillateur.

La fréquence $F_o$ (sur ondes décamétriques) de l'*oscillateur* est facilement mesurable, et en appliquant la formule

$$F_r = (24\ F_o) + 6{,}9$$

il est aisé de savoir la fréquence $F_r$ reçue ; $F_r$ et $F_o$ doivent être exprimées en mégacycles/seconde.

Pour l'alignement des circuits *multiplicateurs de fréquence* d'une part, et *accord*

d'autre part, circuit accordés par les 9 cages du condensateur variable, nous disposons d'un noyau et d'un trimmer par circuit. Les trimmers se règlent, le récepteur étant accordé vers 150 Mc/s, et les noyaux vers 105 Mc/s. Il convient de revenir alternativement, plusieurs fois, sur les réglages des trimmers et des noyaux.

Certains lecteurs ne manqueront pas de dire, à juste titre, qu'il s'agit là d'un récepteur VHF bien complexe. C'est exact. Mais on doit ajouter aussi : « récepteur complet » dont les résultats récompensent du travail ! En vérité, il s'agit d'un appareil extrêmement sensible, supportant toutes les comparaisons, parfaitement stable, sans pulling, et au rapport « signal/souffle » tout particulièrement favorable.

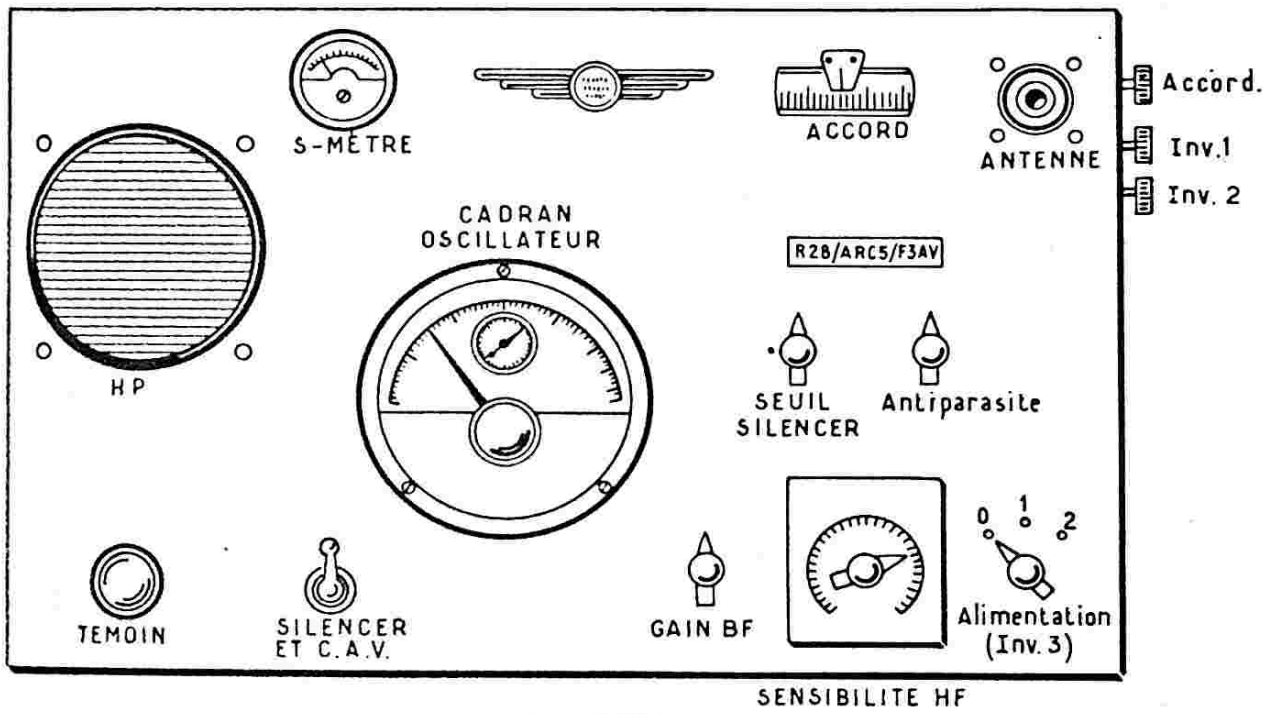



*Fig. XV-9-4*

●

## § 4. — Emetteurs V.H.F.

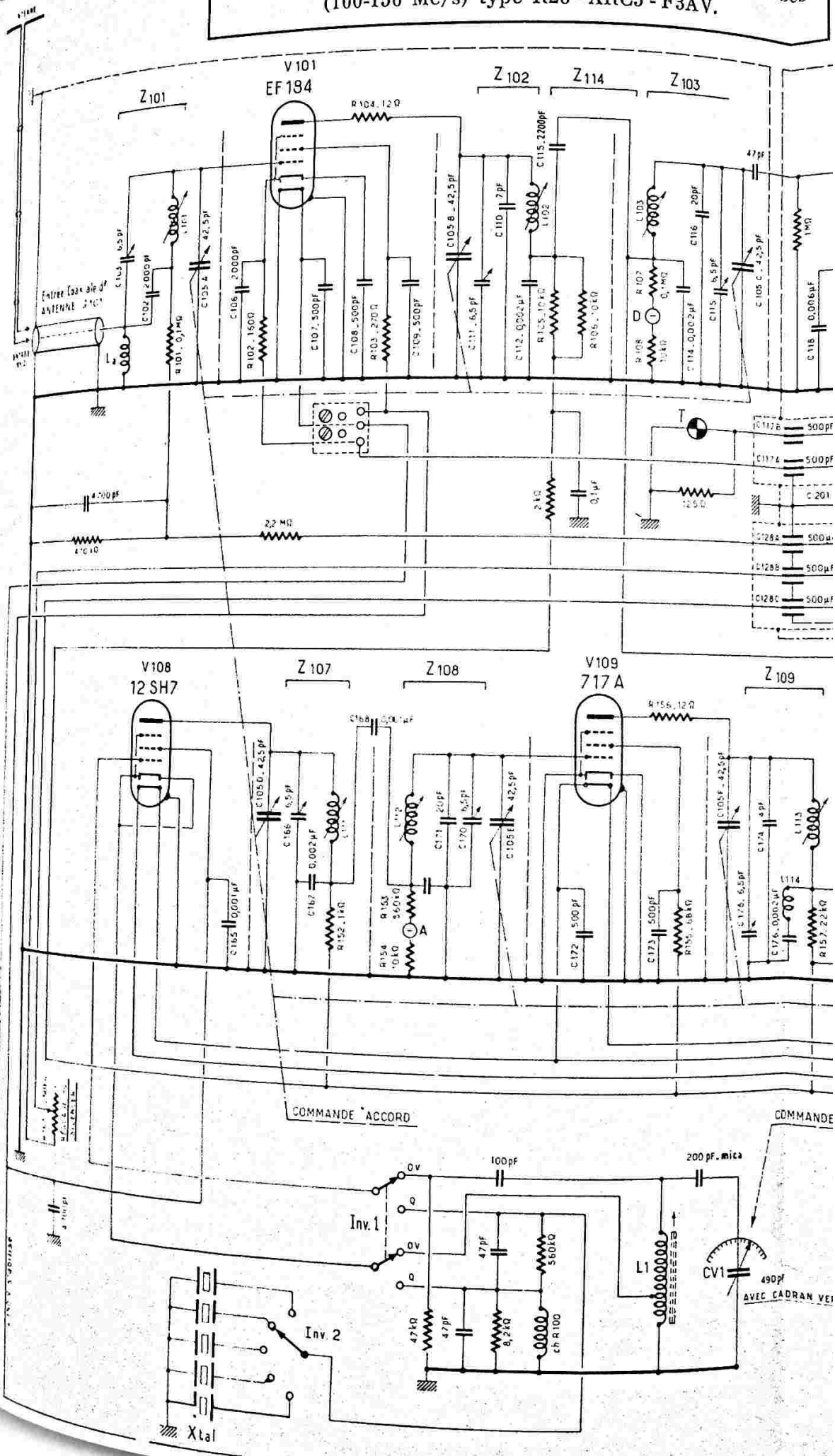
Pour l'émission, comme pour la réception, la technique des U.H.F. est un peu spéciale et diffère de celle des O.C. ordinaires par des précautions nouvelles à prendre et quelques particularités de fonctionnement. Ainsi, sur de telles fréquences élevées, le temps de parcours des électrons à l'intérieur d'un tube entraîne une perte de puissance sur la grille (bien que le temps de parcours à l'intérieur d'un même tube soit plus faible à l'émission qu'à la réception, du fait de l'emploi de tensions anodiques plus élevées). Cette perte de puissance sur la grille peut se compenser par une augmentation de la puissance d'excitation. Par contre, dans le circuit de sortie, la perte de puissance est assez forte au moment du réglage, lorsque le circuit n'est pas chargé, et elle devient plus faible lorsque l'antenne est couplée.

Une lampe quelconque pourrait fonctionner en U.H.F. si aucun phénomène ne se manifestait ; malheureusement la disposition des électrodes, les connexions souvent compliquées y aboutissant, la naissance d'oscillations parasites, les pertes de puissance grille et anode provoquent un échauffement des électrodes, la qualité du verre, sont autant de causes qui éliminent des U.H.F., un nombre important de types de tubes.

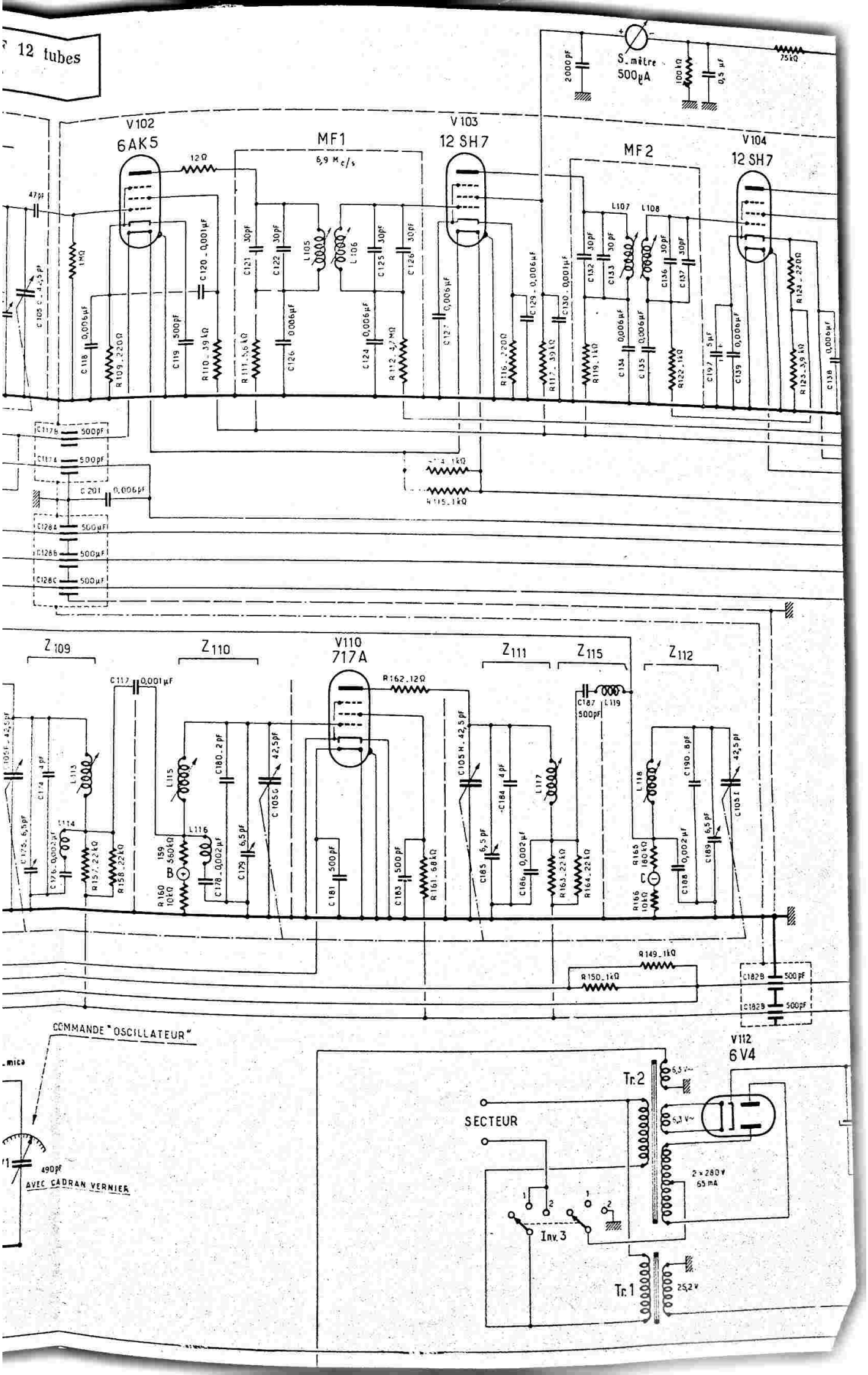
En conséquence, l'amateur établissant, par lui-même, un schéma, devra se reporter à un catalogue de lampes bien fait, pour savoir si tel ou tel tube peut convenir (catalogue indiquant la fréquence limite d'utilisation).

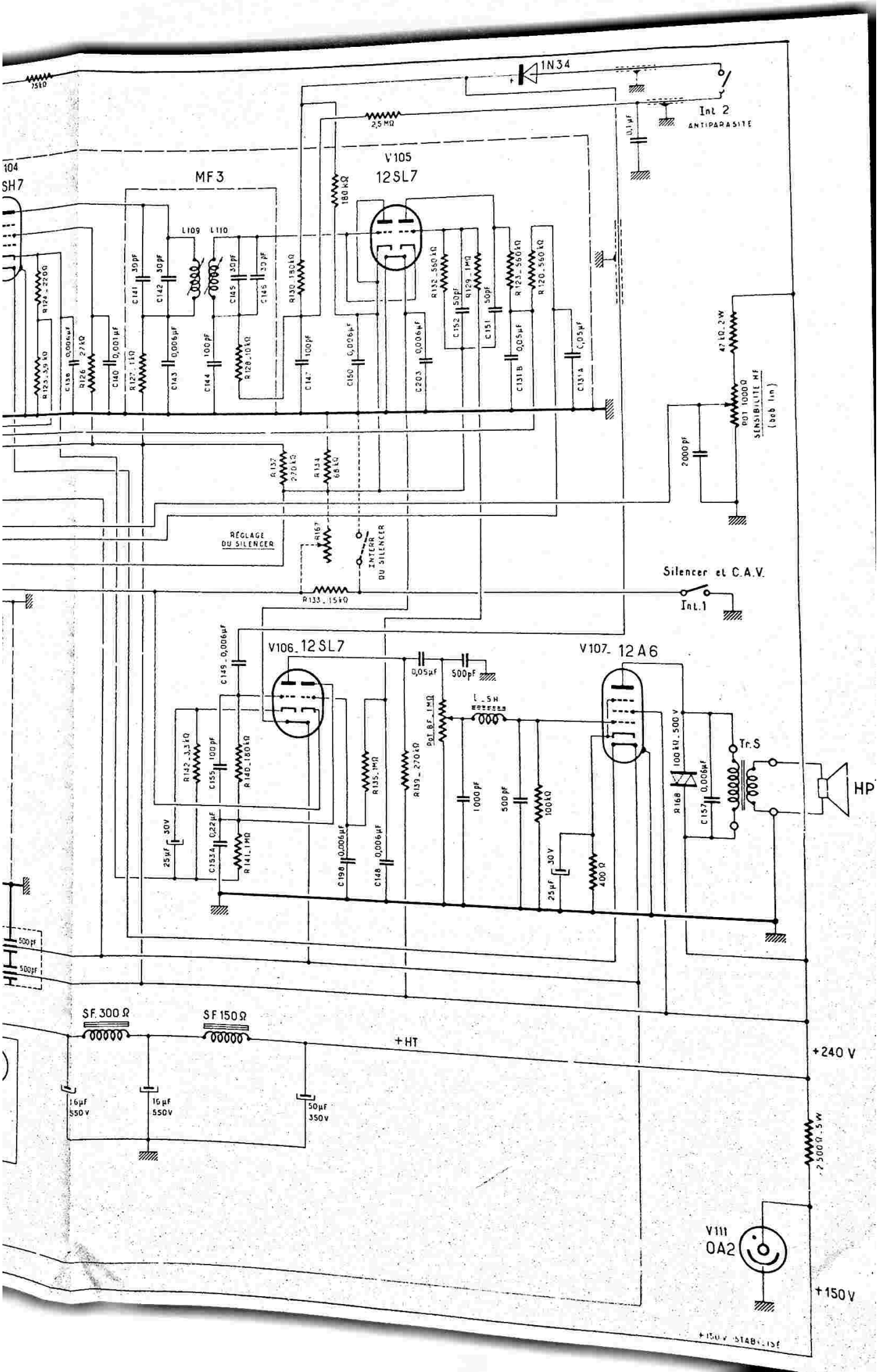
Il reste cependant, heureusement, quelques bonnes lampes courantes qui permettent d'obtenir un bon rendement jusqu'à 144 Mc/s. Il faut évidemment plus d'excitation grille pour attaquer un même tube sur 144 Mc/s que sur 14 Mc/s, par exemple, et il ne faut pas croire pouvoir tirer autant de puissance sur ces deux fréquences pour un échauffement égal de la lampe. Néanmoins, on peut espérer des rendements

*Fig.* XV-9-1 (voir page 603). — Récepteur VHF 12 tubes (100-156 Mc/s) type R28 - ARC5 - F3AV.



12 tubes


S. mètre 500µA
V102 6AK5
MF1 6,9 Mc/s
V103 12 SH7
MF2
V104 12 SH7
Z 109
Z 110
V110 717A
Z 111
Z 115
Z 112
COMMANDE "OSCILLATEUR"
AVEC CADRAN VERNIER
V112 6V4
Tr.2
Tr.1
SECTEUR
Inv.3
2 x 280 V 65 mA
25,2 V



1N34
Int 2
ANTIPARASITE
2,5 MΩ
0,1 µF
V105
12SL7
MF3
L109
L110
180 kΩ
R124 - 220Ω
R123 - 3,9 kΩ
C138 0,006µF
R126 27kΩ
C140 0,001µF
R127 - 1kΩ
C141 30pF
C142 30pF
C143 0,006µF
C144 100pF
C145 30pF
C146 30pF
R128 - 10kΩ
R130 - 180kΩ
C147 100pF
C150 0,006µF
C203 0,006µF
R132 - 560kΩ
C152 50pF
R129 - 1MΩ
C151 50pF
R123 - 560kΩ
R120 - 560kΩ
C131 B 0,05µF
C131 A 0,05µF
47 kΩ 2W
POT 1000Ω
SENSIBILITE HF
(bob lin)
2000 pF
R137 270kΩ
R134 68kΩ
RÉGLAGE DU SILENCER
R167
INTERR DU SILENCER
R133 - 15kΩ
Silencer et C.A.V.
Int.1
V106 - 12SL7
V107 - 12A6
C149 - 0,006µF
0,05µF
500pF
L - 5H
POT BF - 1MΩ
R142 - 3,3kΩ
C155 100pF
R140 - 180kΩ
R135 - 1MΩ
R139 - 270kΩ
1000pF
500pF
100kΩ
R168 100kΩ - 500V
C157 0,006µF
Tr.S
HP
25µF 30V
C153 A 0,22µF
R141 - 1MΩ
C198 0,006µF
C148 0,006µF
25µF 30V
400 Ω
500pF
500pF
SF 300 Ω
SF 150 Ω
+HT
+240 V
16µF 550V
16µF 550V
50µF 350V
2500Ω - 5W
V111
OA2
+150 V
+150 V STABILISÉ

tuuées par 20 tours de fil 16/10 émail sur air, diamètre 12 millimètres environ.

La modulation, provenant d'un petit amplificateur B.F. comportant une 6F5 suivie de deux 6F6 en parallèle (liaison par capacité et résistances), est appliquée dans le circuit anodique, suivant le système Heising, par exemple.

Le milliampèremètre plaque est absolument nécessaire, si l'on veut réaliser un accord correct. Il devra indiquer un minimum de courant (avec les feeders d'antenne débranchés) lorsque les barres de court-circuit grille et plaque seront correctement ajustées pour l'oscillation.

Lorsque le circuit oscillera correctement, on connectera les feeders d'antenne à travers deux condensateurs mica de 1.000 cm. sur les barres du circuit plaque ; et, graduellement, on augmentera le couplage, en déplaçant les points d'attaque du côté anode, jusqu'à concurrence du maintien de l'accrochage ou d'un courant plaque compatible avec la vie des tubes !

Disons, pour terminer, que le moyen le plus simple et le plus précis à la portée de l'amateur, pour mesurer les longueurs d'onde d'émission en U.H.F., reste le système des fils de Lecher ou Blondot, en mesurant, par exemple, la distance entre deux ventres de potentiel (voir chapitre XXXI, § 2).

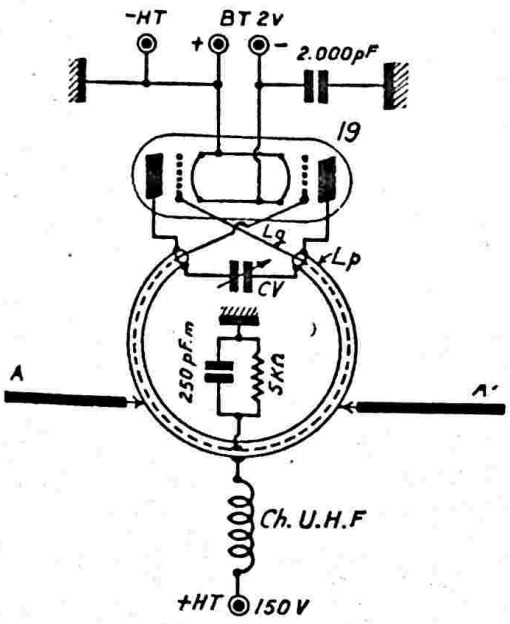



*Fig. XV-13*

2° *Oscillateur Mesny.*

Nous connaissons tous ce montage classique, dont nous donnons en figure XV-13, une réalisation spéciale pour U.H.F.

La bobine de grille est une boucle de fil Lgg, placée à l'intérieur d'un tube de cuivre de 6 mm jouant le rôle de bobine plaque. La lampe utilisée est un double triode type 19. On peut effectuer la modulation par contrôle d'anode. Le condensateur variable CV, de 10 pF, ne comportant aucune armature à la masse, doit être commandé par un long prolongateur d'axe isolant, afin d'éviter l'effet d'approche de la main. Le dipôle rayonnant AA' est connecté directement sur la boucle de plaque $L_p$ (diamètre de la boucle : 200 mm.).

3° *Oscillateur Copin.*

Pour le début de notre expérience, réalisons le montage de la figure XV-14, avec une lampe triode ordinaire (de réception,

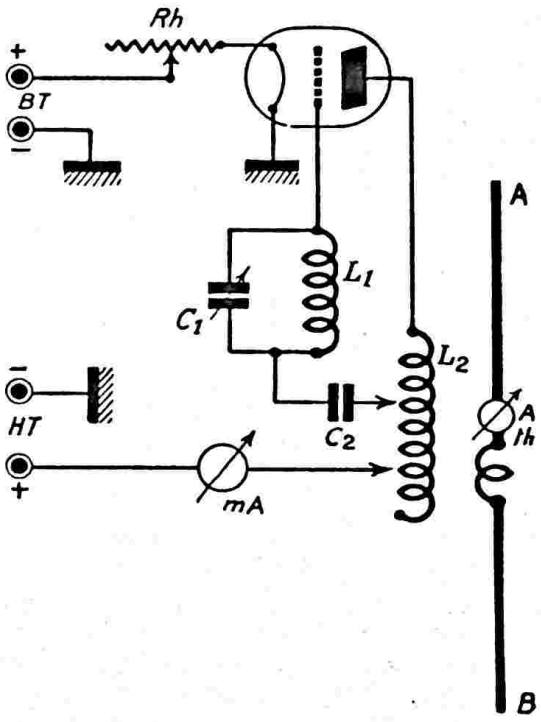



*Fig. XV-14*

par exemple). Formons une bobine grille $L_1$ par une dizaine de tours, et une bobine plaque $L_2$ par une centaine de tours sur mandrins de 40 mm. environ. D'autre part, nous avons $C_2$ d'une capacité de 2 µF.

En appliquant les tensions d'alimentation nous constatons que l'aiguille du milliampèremètre anodique (mA) indique des impulsions de courant ayant une fréquence de une période par seconde environ. (Nous sommes loin de nos U.H.F. !).

Connectons alors un condensateur variable $C_1$ de 150 pF aux bornes de $L_1$ ; à une certaine valeur de capacité, les oscillations de l'aiguille de « mA » deviennent de plus en plus rapides.

Autre essai : remplaçons $C_2$, de 2 µF, par un condensateur de 150 pF également ;

en surchauffant légèrement la cathode, nous constatons l'annulation du courant plaque.

En résumé, deux phénomènes bien spéciaux caractérisent ce montage :

*a*) Augmentation de la fréquence des impulsions par la mise en parallèle d'une capacité sur une bobine !

*b*) Annulation du courant anodique par excès de chauffage !

Les explications détaillées de ces phénomènes ont été données par M. Copin dans la « Revue Générale des Sciences ».

Bornons-nous à mentionner que nous sommes en présence d'oscillations de relaxation homopolaires. La bobine $L_1$ agit en conducteur d'écoulement vis-à-vis des potentiels statiques obtenus ; tandis que $C_1$ se comporte comme un shunt électrostatique pour l'échange des potentiels entre grille et son armature reliée au condensateur de couplage $C_2$. Afin d'éviter le court-circuit électrostatique que la capacité pourrait apporter sur la bobine $L_1$ en U.H.F., M. Copin obtient la variation de fréquence par un *variomètre* de grille.

En diminuant la constante de temps de l'ensemble, en réduisant la valeur de couplage ($C_2$) et les valeurs des bobines $L_1$ et $L_2$, ce montage peut produire des oscillations à très haute fréquence.

M. Copin a fait travailler un tube E4M sur une onde de 1,70 mètre, en absorbant 100 watts sur l'anode. On mesure alors un courant de 2 ampères au centre du dipôle AB.

La qualité principale de ce petit émetteur est sa grande stabilité, stabilité attribuée à la présence, dans le circuit, de trois capacités en série : la capacité interne grille-anode du tube, la capacité de couplage $C_2$ et la capacité $C_1$ shuntant la bobine grille.

La capacité résultante de l'ensemble étant inférieure à la plus faible capacité composante (capacité interne grille-plaque), il va de soi qu'une variation de l'un des condensateurs $C_1$ ou $C_2$, ne peut modifier beaucoup la fréquence des oscillations entretenues par l'ensemble oscillateur.

Ce montage est assez peu répandu ; il présente cependant d'importantes qualités sur ondes très courtes.

### 4° Oscillateurs quartz V.H.F.

Expérimentalement, on est parvenu à tailler des cristaux oscillant *directement* sur des fréquences très élevées. Mais ces cristaux sont, évidemment, très minces, et partant, excessivement fragiles ; aussi, commercialement, les fréquences les plus élevées dans la taille des cristaux sont de l'ordre de 28 à 30 Mc/s (1).

A ce propos, nous mettons en garde nos lecteurs sur certaines indications en mégacycles portées sur des quartz américains (boîtier généralement tout en matière plastique) : la fréquence indiquée est celle de l'*onde porteuse* de l'émetteur, et non la fréquence fondamentale du quartz. Car, entre le cristal et l'étage de sortie, il y a souvent des étages intermédiaires apportant une multiplication de fréquence importante.

A titre d'exemple, nous avons sous les yeux un échantillon (boîtier rouge et noir) portant l'indication suivante : 56,8 Mc/s).

Il ne faut surtout pas croire être en présence d'un cristal U.H.F. oscillant sur 56.800 kc/s ! Le quartz était monté sur un émetteur dont les étages intermédiaires apportés une multiplication de 54. Autrement dit, la fréquence porteuse de l'émetteur est de 56,8 Mc/s, mais il s'agit d'un quartz de 56.800 : 54 = 1.051,85 kc/s. (Voir chapitre V § 4).

Cette pratique est d'ailleurs encore très courante, en aéronautique notamment.

Les quarts modernes de fréquences élevées se présentent sous les deux formes normalisées de la figure XV-15-1 : A gauche, série miniature, boîtier HC-6/U 19× 19×8 mm ; broches de 1,27 mm, longueur

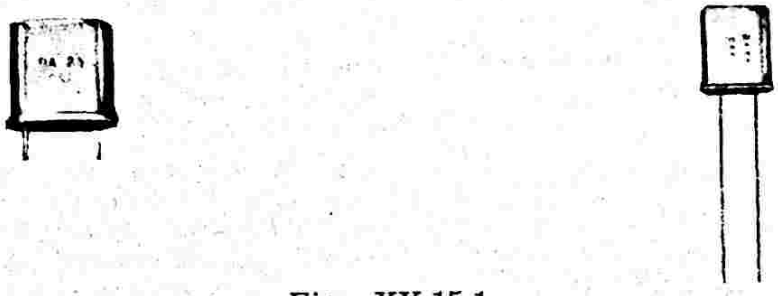


*Fig. XV-15-1*

6 mm, écartement 12,35 mm. A droite, série subminiature, boîtier encore plus petit et sorties par fils.

Il s'agit toujours d'un cristal métallisé, sous atmosphère neutre, dans des boîtiers

(1) Ou, jusqu'à 90 MHz (voire davantage) en fonctionnement sur partiel 3 ou 5.

métalliques étanches. Ces cristaux, selon les modèles, oscillent soit en fondamentale, soit en overtone 3, soit en overtone 5, d'une part, et d'autre part, soit en résonance série, soit en résonance parallèle ; nous y reviendrons plus loin.

Puisque nous pouvons disposer de quartz à fréquences déjà élevées pour piloter un émetteur V.H.F. ou U.H.F., il est une solution qui vient immédiatement à l'esprit (et qui est d'ailleurs excellente !). Elle consiste à prendre un tel quartz et à amener sa fréquence sur la bande V.H.F. ou U.H.F. choisie par multiplications successives. Exemple : bande 144 Mc/s ; cristal 24 Mc/s ; première multiplication 2 (48 Mc/s); seconde multiplication 3, soit 144 Mc/s.

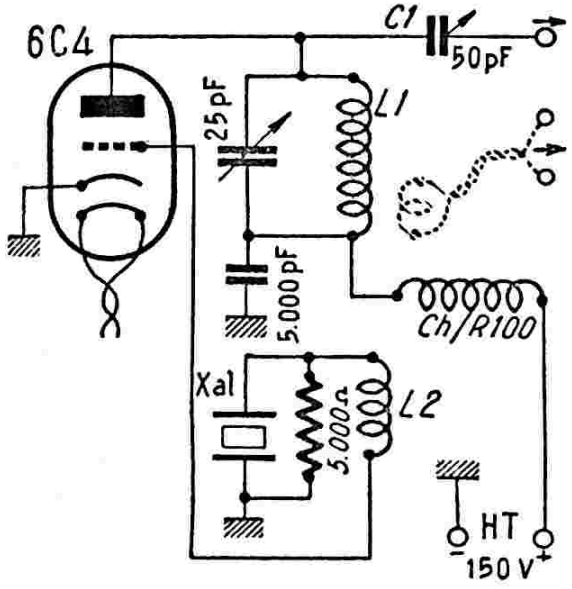



*Fig. XV-15-2*

Avec les cristaux modernes de fréquences élevées tous les montages oscillateurs ne conviennent pas.

Souvent, les montages « Pierce » vus au chapitre V § 4 donnent satisfaction. Néanmoins, le cristal refuse quelquefois d'entrer en oscillation. Il est alors nécessaire d'ajouter une réaction au montage classique, afin d'obtenir l'accrochage des oscillations. La figure XV-15-2 montre un oscillateur à réaction muni d'une triode 6C4 pour l'emploi de cristaux de fréquences supérieures à 20 MHz environ. Un montage identique, mais avec une pentode type 6AG7, est donné sur la figure XV-15-3. La liaison à l'étage suivant peut se faire, soit par la capacité ajustable $C_1$ de 50 pF, soit par ligne, comme il est montré en pointillé. Les enroulements $L_1$ et $L_2$ sont bobinés sur un mandrin de 18 mm. de diamètre en stéatite; la distance entre les deux enroulements est de 4 mm., et on respectera le sens des connexions afin d'obtenir la réaction cherchée. Dans les deux montages, $L_1$ comprend 7 tours de fil 10/10 de mm., cuivre émaillé, à spires non jointives. Quant à $L_2$, cet enroulement comporte 3 tours pour le montage de la figure XV-15-2, et 2 tours pour celui de la figure XV-15-3 ; ce bobinage est exécuté avec du fil de 5/10 de mm. deux couches coton, enroulé à spires jointives. Les montages des figures XV-15-2 et 3 portent le nom *d'Oscillateurs Squier.*

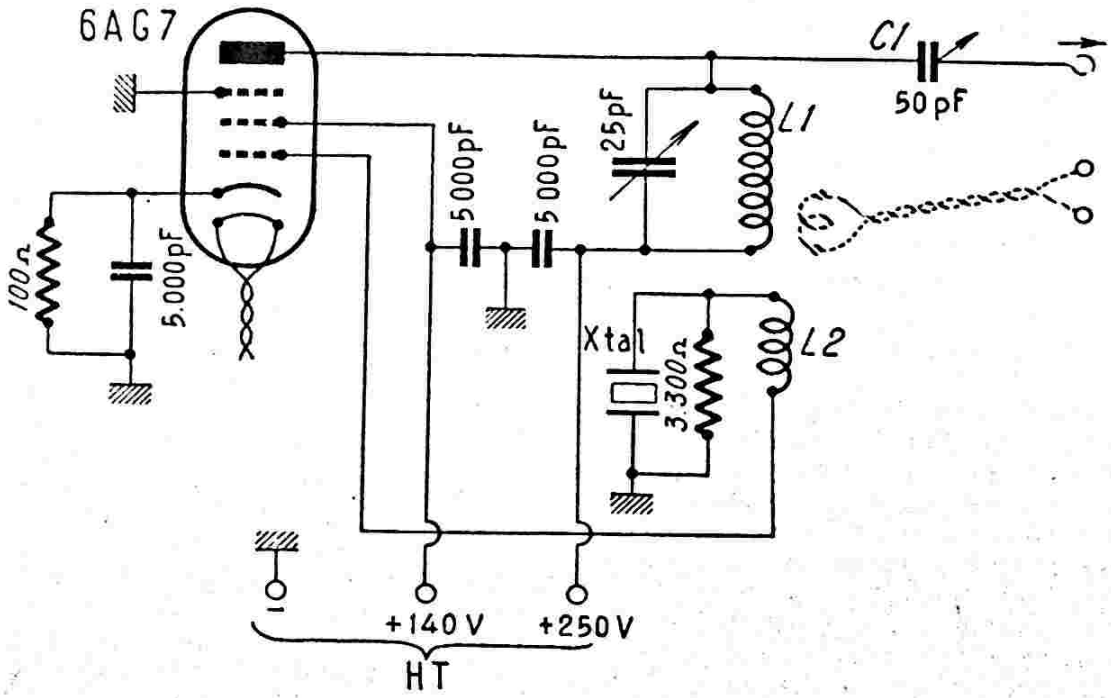



*Fig. XV-15-3*

Ces oscillateurs conviennent également pour l'utilisation de quartz fonctionnant sur *overtone,* fonctionnement que nous allons examiner dans un instant.

Il va de soi que si l'on part de quartz de fréquences 5 à 7 Mc/s, par exemple, les montages normaux vus au chapitre V § 4, peuvent tous convenir ; mais, il faut naturellement prévoir une plus grande multiplication de fréquence pour « atteindre » les U.H.F.

Rappelons aussi que le montage de la figure V-33 convient très bien pour l'oscillation des quartz à fréquence élevée.

Un autre montage oscillateur quartz très intéressant, d'ailleurs dérivé des précédents, est représenté sur la figure XV-15-4 ; en effet, le circuit anodique $L_1$ $CV_1$ est accordé directement sur l'harmonique 3 du quartz. D'ailleurs, théoriquement, ce circuit peut être accordé sur tous les harmoniques impairs du quartz ; mais, pratiquement, on se limite et n'utilise que l'harmonique 3. Il s'agit du montage oscillateur **quartz overtone.**

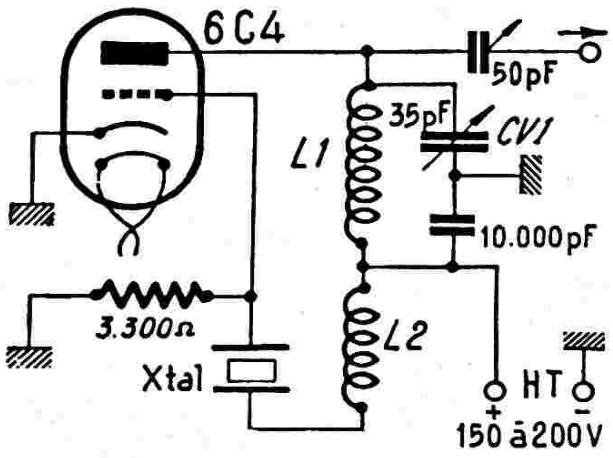



*Fig. XV-15-4*

Un quartz overtone est un quartz de taille spéciale, taille harmonique utilisée pratiquement pour des fréquences supérieures à 12 Mc/s où la taille ordinaire rendrait le cristal trop mince et trop fragile. Ainsi, pour un **quartz overtone**, la fréquence gravée sur le boîtier est en fait un harmonique impair (généralement, l'harmonique 3) de la fréquence fondamentale théorique correspondant à l'épaisseur du cristal. Toutefois, signalons qu'il est très souvent possible de faire osciller « en overtone » un quartz ordinaire, non spécialement taillé pour cela.

Il importe de signaler qu'avec un oscillateur overtone, il est impossible de déceler dans le circuit de sortie, la présence d'une fréquence **inférieure** à l'oscillation overtone. Expliquons-nous : Soit un quart 8 Mc/s fonctionnant en overtone sur 24 Mc/s (overtone 3) ; à la sortie de l'oscillateur, nous pouvons déceler les oscillations 24, 48, 72 Mc/s, etc... ; mais en aucun cas, nous ne pouvons trouver des oscillations sur 8, 16, 32, 40, 56 Mc/s etc... Le quartz de 8 Mc/s oscille donc bien sur 24 Mc/s, et non sur 8.

On voit immédiatement la simplification technique apportée par de tels oscillateurs quartz dans les chaînes multiplicatrices de fréquence nécessaires aux émetteurs U.H.F. Disparaissent aussi certains risques d'erreurs dus à la multiplicité des oscillations parfois disponibles à la sortie d'un oscillateur ordinaire.

On obtient un fonctionnement correct lorsque la bobine $L_2$ comporte le nombre de tours de $L_1$ *divisé* par 2,5. Voici d'ailleurs, les caractéristiques de ces bobinages pour un quartz 8 Mc/s ; oscillation disponible : 24 Mc/s (les bobinages étant exécutés bout à bout sur le même mandrin de stéatite de 12 mm. de diamètre avec du fil de 10/10 de mm.. cuivre émaillé) :

$L_1$ = 10 spires réparties sur une longueur de 20 mm. ;

$L_2$ = 4 spires, même longueur.

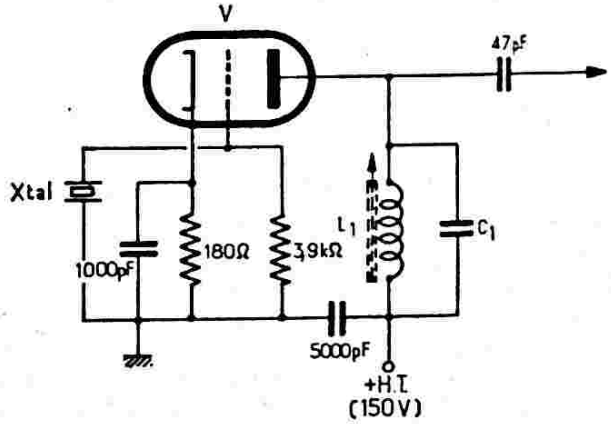



*Fig. XV-16*

Enfin, un montage oscillateur très répandu est celui représenté sur la figure XV-16. Il convient pour tous les cristaux modernes, soit sur fondamentale, soit sur overtone *par taille spéciale*. La réaction nécessaire s'effectue par la capacité interne plaque-grille du tube V qui est obligatoirement une triode (12AT7, 12AV7, 6J6, etc.) ; sur la figure, les valeurs sont données pour un élément-triode 6J6. Il n'est pas possible d'opérer une multiplication de fréquence dans le circuit anodique : le circuit $L_1$ $C_1$ doit être accordé sur la fréquence d'oscillation du cristal, et... il doit être accordé pour que le cristal entre en oscillation.

A titre de documentation technologique, nous indiquons dans le tableau ci-après,

les spécifications normalisées de fabrication en vigueur pour les quartz métallisés sous atmosphère neutre de la figure XV-15-1 (spécifications militaires U.S.A.-MIL-C-3098B et normes C.C.T.U.).

sion, pour tel ou tel cas particulier, sachant que l'on augmente la fréquence en diminuant la capacité, et inversement.

Lorsqu'une *très grande précision* de fréquence est exigée, il est toujours recommandé d'utiliser le même montage oscillateur que celui qu'emploie le fabricant pour l'étalonnage de ses quartz, c'est-à-dire généralement l'oscillateur « Butler » (test-set) de la figure XV-17. Si cela n'est pas possible, et en cas d'autres étages oscillateurs, il convient d'en indiquer le schéma au fabricant de quartz, afin qu'il fasse l'étalonnage en conséquence. Ceci, nous le répétons, lorsqu'une très grande précision de l'oscillation est requise.

| Références | Fréquences MHz | Tolérance % | Résonance | Capacité de charge | Mode d'oscillation |
|---|---|---|---|---|---|
| CR-18/U | 1 à 20 | ± 0,005 | Parallèle | 32 pF | Fondamentale |
| CR-19/U | 1 à 20 | ± 0,005 | Série | néant | Fondamentale |
| CR-23/U | 10 à 75 | ± 0,005 | Série | néant | Overtone 3 |
| CR-27/U | 1 à 20 | ± 0,002 | Parallèle | 32 pF | Fondamentale |
| CR-28/U | 1 à 20 | ± 0,002 | Série | néant | Fondamentale |
| CR-32/U | 10 à 75 | ± 0,002 | Série | néant | Overtone 5 |
| CR-52/U | 10 à 61 | ± 0,005 | Série | néant | Overtone 3 |
| CR-54/U | 50 à 87 | ± 0,005 | Série | néant | Overtone 5 |

Ces quartz sont mis au point et étalonnés sur *oscillateur « Butler »* dont le schéma est représenté sur la figure XV-17. Pour des cristaux jusqu'à 30 MHz, le tube V est du type 12AT7, avec H.T. de 180 V et $R_1 = R_2 = 91\ \Omega$ ; pour des cristaux de fréquences supérieures à 30 MHz, il y a intérêt à choisir un tube du type 12AV7, avec H.T. de 150 V et $R_1 = R_2 = 56\ \Omega$.

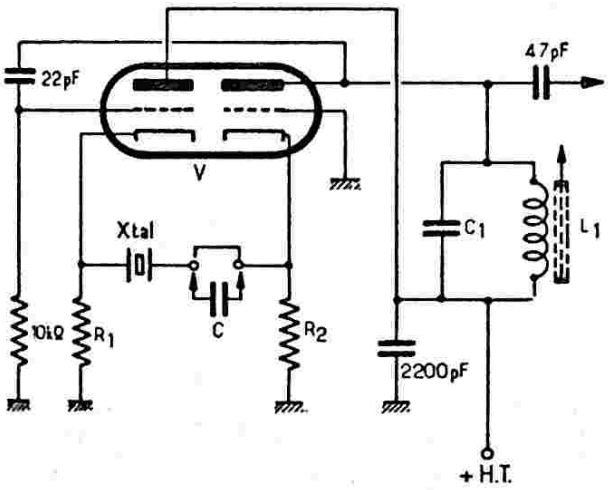



*Fig. XV-17*

Cet oscillateur-quartz fonctionne en résonance série lorsque le cristal est connecté directement entre les deux cathodes ; il fonctionne en résonance parallèle (ou antirésonance) par l'intercalation d'un condensateur C en série avec le quartz.

La valeur de cette capacité C qui peut aller de 15 pF à 60 pF, modifie *légèrement* la fréquence d'oscillation du quartz. Comme cela a été indiqué dans le tableau, le quartz est normalement étalonné avec un condensateur de 32 pF. Il est donc possible d'agir sur cette capacité si l'on veut ajuster la fréquence du quartz avec une grande préci-

La figure XV-18 nous montre une variante extrêmement intéressante du type d'oscillateur que nous venons d'examiner. Ce montage utilise une double triode ECC81. Jugeons de la multiplication de fréquence importante que l'on peut obtenir :

Si F est la fréquence du quartz, le circuit $L_2\ C_2$ peut être accordé sur 9 F, et le circuit $L_3\ C_3$ sur 27 F !

Pratiquement, il est inutile d'atteindre dès le « départ », une telle multiplication de fréquence. Néanmoins, ce montage reste intéressant, car il permet de sélectionner aisément tous les harmoniques de rang impair du quartz utlisé ; il va sans dire que les circuits $L_1$, $L_2\ C_2$ et $L_3\ C_3$ doivent être réalisés en conséquence.

Lors du pilotage d'un émetteur VHF ou UHF à partir d'un quartz, il est parfois intéressant de pouvoir obtenir une variation volontaire de fréquence. On peut alors facilement adopter le montage oscillateur avec quartz à fréquence réglable dont nous avons déjà parlé : Voir chapitre V § 4, (fig. V-21-A).

### A) Stations complètes 144 Mc/s.

#### Premier ensemble (OM)

Naturellement, la réalisation qui suit ne permet pas de s'attaquer au grand DX; elle

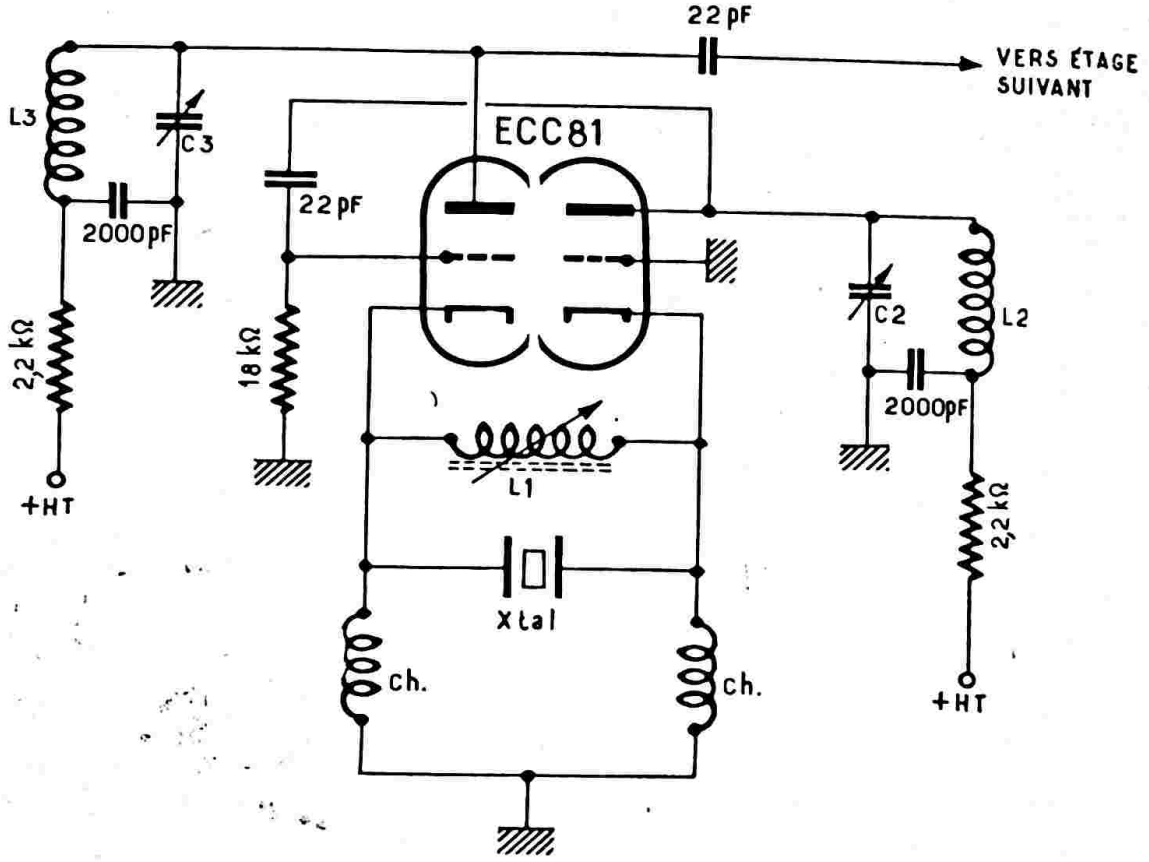



*Fig. XV-18*

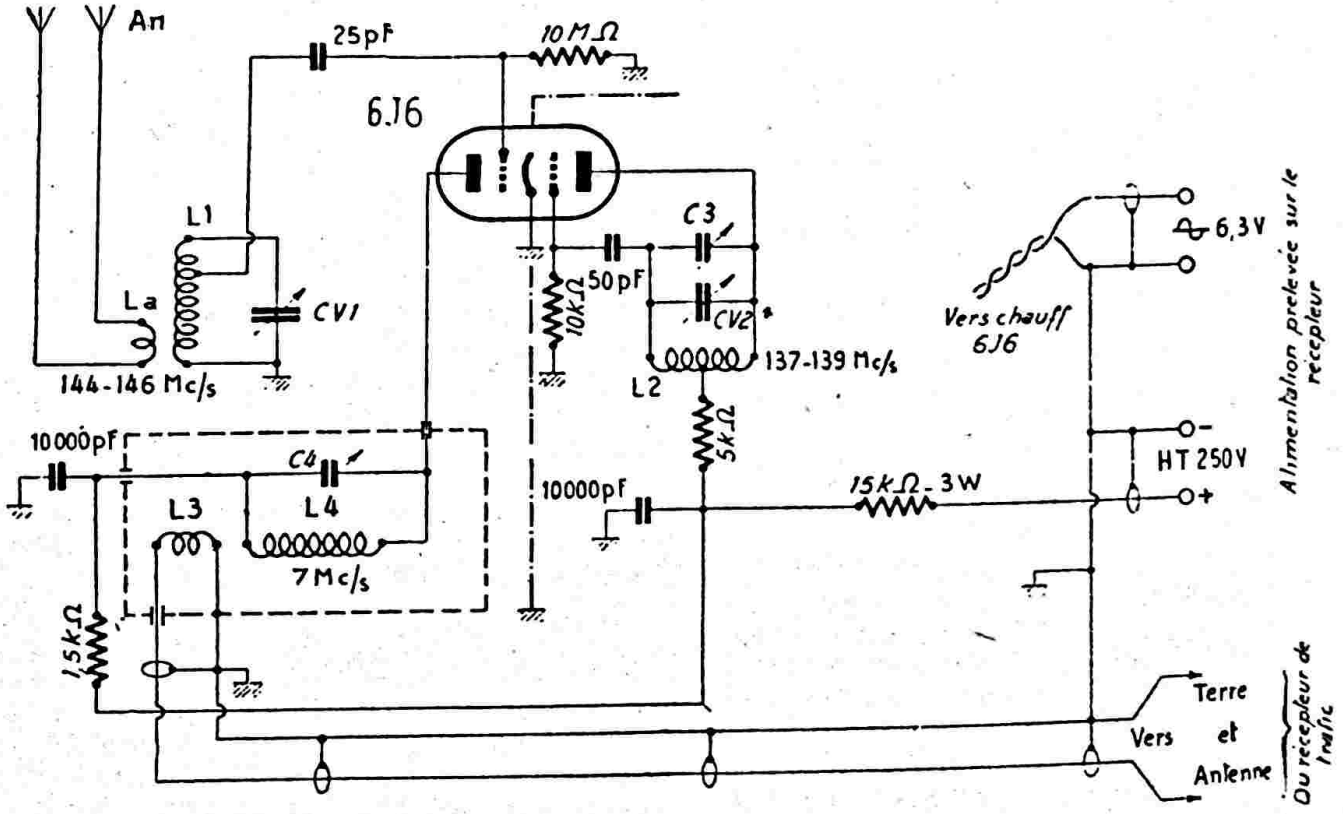



*Fig. XV-19*

offre cependant la possibilité « de faire du 144 », de se familiariser avec les V.H.F. et d'effectuer de confortables petits QSO... sans bourse délier.

A propos de QSO et de performances, il est bien évident que l'OM qui se trouve dans une situation géographique particulièrement dégagée, voire au sommet d'une

colline, possède déjà de nombreux atouts dans son jeu. Cette réalisation simple lui conviendra à merveille, alors qu'elle se révèlerait insuffisante si la station se trouve gênée par le relief topographique du terrain ou encaissée entre des massifs montagneux.

Il ne faudrait pas, non plus, prétendre obtenir les mêmes résultats avec cet ensemble simple qu'avec une station beaucoup plus complexe et puissante. Néanmoins, nous avons été les premiers à être surpris des résultats obtenus, et nous ne pouvons qu'encourager nos amis lecteurs à expérimenter ce montage. Et franchement, en regard des performances possibles, nous ne pensons pas qu'il soit possible de faire plus simple !

La réception s'opère à l'aide d'un adaptateur ; car nous supposons, cela va de soi, que le réalisateur possède par ailleurs un récepteur de trafic normal pour ondes décamétriques. Le schéma de l'adaptateur est donné sur la figure XV-19.

Nous utilisons un tube double triode 6J6. L'élément triode de gauche (sur la figure) fonctionne en convertisseur, et l'élément triode de droite, en oscillateur.

Le circuit $L_1$ $CV_1$ est le circuit d'accord (réglable par $CV_1$ de 144 à 146 Mc/s très largement).

Le circuit $L_2$ $CV_2$ est le circuit oscillateur, réglable par $CV_2$ de 137 à 139 Mc/s.

Une fréquence moyenne constante de 7 Mc/s se trouve mise en évidence par le circuit $L_4$ $C_4$ ; ce dernier circuit est monté à l'intérieur d'un boîtier en aluminium de vieux transformateur M.F.

A la construction, il faut faire en sorte que les bobinages $L_1$ et $L_2$ ne présentent aucun couplage entre eux. D'ailleurs, les étages convertisseur et oscillateur sont complètement séparés et câblés de part et d'autre d'un écran métallique qui coupe diamétralement également le support du tube 6J6 (écran séparateur représenté en traits mixtes sur la figure). L'injection de l'oscillation locale est simplement assurée par les capacités internes du tube.

Les divers circuits accordés présentent les caractéristiques suivantes :

$L_1$ = 3 spires, fil de cuivre poli de 20/10e de mm, bobinées sur air, diamètre intérieur 25 mm ; longueur du bobinage 15 mm ; prise de grille à une spire du sommet.

$L_3$ = 2 spires, fil de cuivre émaillé de 16/10e de mm, bobinées entre les spires de $L_1$ côté masse (bobine d'antenne pour feeder 300 Ω).

$CV_1$ = condensateur variable à air de 25 pF (commande directe de l'axe).

$L_2$ = 4 spires, fil de cuivre poli, de 20/10e de mm, bobinées sur air, diamètre intérieur 20 mm ; longueur du bobinage 20 mm ; prise médiane.

$C_3$ = trimmer à air de 25 pF (calage de bande).

$CV_2$ = condensateur variable à air de 2 pF commandé par un prolongeur d'axe isolant et un démultiplicateur (étaleur de bande).

$L_4$ = 23 spires de fil de cuivre 65/100e de mm deux couches soie ; bobinage jointif sur un mandrin en carton bakélisé de 30 mm de diamètre.

$C_4$ = condensateur ajustable à air de 40 pF.

$L_5$ = bobine de liaison au récepteur ; 8 spires jointives, même fil, bobinées à 2 mm du côté alimentation de $L_4$.

La liaison au récepteur de trafic normal s'opère sur les douilles « antenne-terre » par l'intermédiaire d'un morceau de câble coaxial (blindage à la douille « terre » et à la masse de l'adaptateur). L'alimentation de ce dernier (chauffage et haute tension) est prélevée sur le récepteur normal. Tous les condensateurs fixes doivent être obligatoirement du type mica ou céramique.

La mise au point de cet adaptateur est extrêmement simple. Le récepteur principal est réglé sur 7 Mc/s (bande 40 m) ; la sortie de l'adaptateur est connectée à l'entrée « antenne-terre » du récepteur par le câble coaxial et les connexions pour l'alimentation sont évidemment effectuées.

On commence par accorder le circuit $L_4$ $C_4$ en réglant $C_4$ de façon à obtenir le bruit de fond maximum à la sortie du récepteur.

En réglant le trimmer $C_3$, on amène la bande en place, de façon que la variation totale de $CV_2$ corresponde à la plage 137-139 Mc/s de l'oscillateur ; pour cet ajustement, l'emploi d'une petit ondemètre à absorption étalonné est nécessaire. Cela fait, la recherche des stations s'opère comme suit :

L'exploration de la bande 144 à 146 Mc/s se fait par la manœuvre du condensateur variable $CV_2$ ; en même temps, on tourne $CV_1$ pour maintenir l'accord, c'est-à-dire la sensibilité maximum indiquée par le bruit de fond maximum à la sortie du récepteur.

Avec une fréquence moyenne de 7 Mc/s et la très faible capacité d'injection de l'oscillation (uniquement par les capacités internes du tube), le pulling est négligeable : on ne « perd » pas la station reçue en manœuvrant le condensateur d'accord $CV_1$.

Quant à la stabilité, il faut attendre une dizaine de minutes de préchauffage avant de procéder à l'étalonnage. Il faudra atten-

dre le même temps avant chaque écoute, pour retomber sur les réglages précédemment déterminés.

La stabilité est, par ailleurs, conditionnée en grande partie par la rigidité de l'ensemble au point de vue montage mécanique et au point de vue câblage. Il est commode de faire quelque chose de petit et extrêmement rigide (châssis et coffret renforcé absolument indéformable). D'autre part, toutes les connexions dites « chaudes », c'est-à-dire parcourues par la haute-fréquence, doivent être **directes**, **courtes** et en gros fil de cuivre très rigide. L'emploi d'un excellent support en stéatite pour le tube 6J6 est également indispensable.

Le schéma complet du petit émetteur est montré sur la figure XV-20.

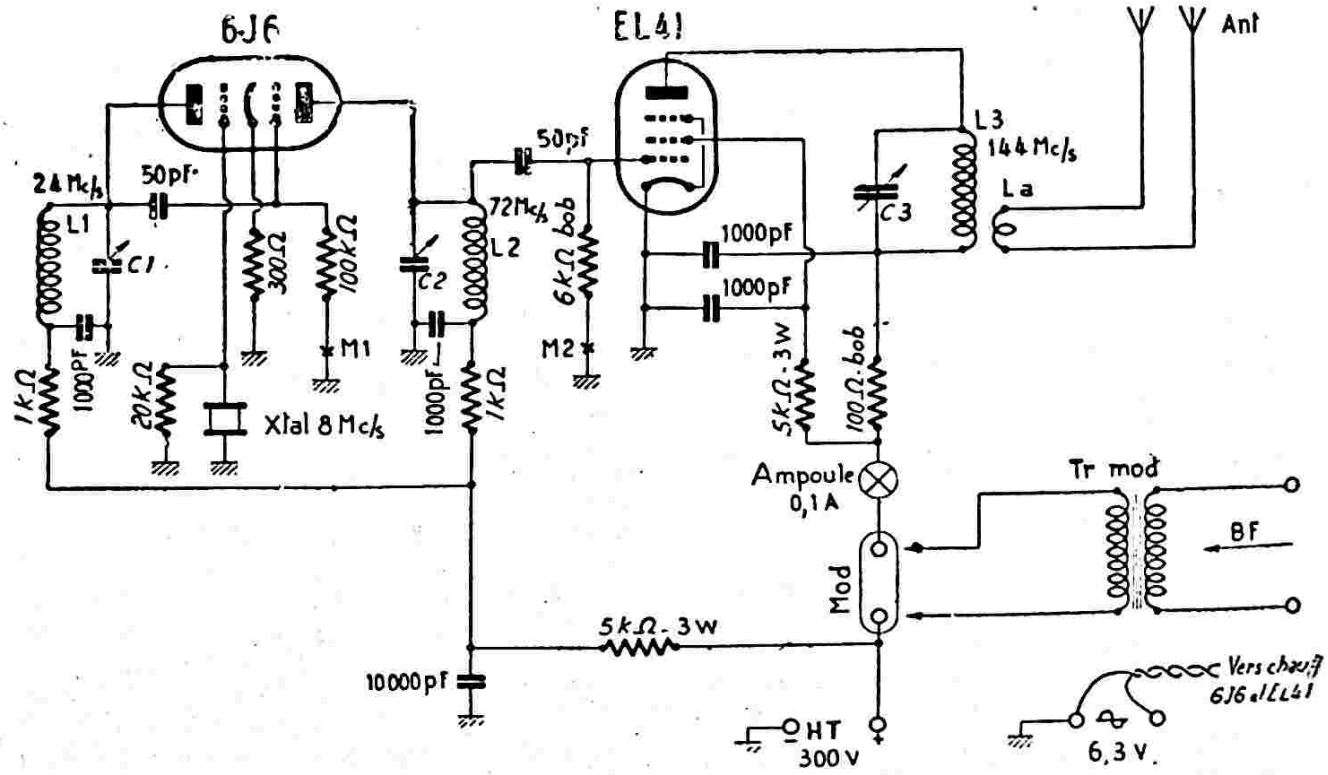



*Fig. XV-20*

Nous utilisons un tube 6J6 à l'étage oscillateur cristal multiplicateur de fréquence, et un tube EL41 à l'étage final PA.

Le premier élément triode du tube 6J6 (élément de gauche sur la figure) fonctionne en oscillateur cristal et tripleur de fréquence dans le circuit anodique. Ainsi, partant d'un cristal de 8 Mc/s, le circuit $L_1$ $C_1$ est accordé sur l'harmonique 3, soit 24 Mc/s.

Nous avons :

$L_1$ = 18 tours de fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm bobinés sur un mandrin en stéatite de 10 mm de diamètre ; longueur du bobinage 36 mm.

$C_1$ = condensateur ajustable à air de 4-40 pF. L'oscillation à 24 Mc/s est appliquée sur la grille du second élément triode 6J6 qui effectue un nouveau triplage de fréquence. Le circuit anodique $L_2$ $C_2$ est donc accordé sur 72 Mc/s.

Caractéristiques de $L_2$ et $C_2$ :

$L_2$ = 3 1/2 tours de fil de cuivre nu poli de 12/10 de mm, bobinés sur air, diamètre intérieur 13 mm; écartement entre spires égal au diamètre du fil.

$C_2$ = condensateur ajustable à air Transco 3-30 pF.

L'oscillation à 72 Mc/s est alors appliquée à la grille de commande du tube PA type EL41. Ce dernier fonctionne en doubleur de fréquence, ce qui évite le neutrodynage de l'étage, et nous avons l'oscillation sur 144 Mc/s mise en évidence par le circuit anodique $L_3$ $C_3$.

Nous avons :

$L_3$ = 2 tours de fil de cuivre nu poli de 12/10 de mm, bobinés sur air ; diamètre intérieur 13 mm ; longueur de l'enroulement 25 mm.

$C_3$ = condensateur variable à air de 10 pF commandé par un petit démultiplicateur.

$L_a$ = bobine de couplage d'antenne, 1 1/2 tour de fil de 12/10 de mm sous isolant synthétique ; bobinage sur air, même diamètre que $L_3$, mais à spires jointives ; couplage réglable avec $L_3$ du côté « froid »;

bobine prévue pour antenne à feeder bifilaire 300 Ω.

La modulation est appliquée simultanément dans la plaque et dans l'écran, via la prise marquée « Mod. », par l'intermédiaire du transformateur de modulation.

Bien entendu, l'alimentation et la modulation pourront être fournies par les dispositifs prévus à ces effets et utilisés sur l'émetteur normal (pour ondes décamétriques) de la station.

Le réglage de l'émetteur s'opère de la façon suivante :

1° Réglage du circuit $L_1$ $C_1$ sur 24 Mc/s en manœuvrant $C_1$ et en couplant une boucle de hertz à $L_1$. On peut également, pour obtenir plus de précision, intercaler provisoirement un milliampèremètre au point $M_1$. En réglant $C_1$, on cherche à obtenir la déviation maximum (environ 1mA).

2° Réglage du circuit $L_2$ $C_2$ sur 72 Mc/s en manœuvrant $C_2$ et en couplant une boucle de Hertz à $L_2$ ou encore, ce qui est mieux, en intercalant un milliampèremètre au point $M_2$.

On veillera à ne pas se tromper d'harmonique, bien qu'avec les caractéristiques indiquées pour les circuits accordés, il soit difficile de faire une erreur.

Pour le réglage du PA, on intercale provisoirement un milliampèremètre dans le circuit anodique (par exemple, aux bornes « Mod. »). On ajuste $L_3$ $C_3$ à la résonance en manœuvrant $C_3$ et en recherchant la déviation minimum du milliampèremètre. Il faut agir lentement sur $C_3$, car le minimum de l'intensité anodique est peu accusé et on pourrait passer sur le bon réglage sans le déceler.

On ajuste ensuite le couplage entre $L_4$ et $L_3$ de façon à charger correctement le tube EL41 par l'antenne ; on vérifie encore la résonance (minimum de déviation au milliampèremètre) en manœuvrant $C_3$. Par la suite, ce milliampèremètre est supprimé et l'on connecte le secondaire du transformateur de modulation ; on vérifie alors la résonance uniquement par l'éclairement minimum de l'ampoule de 100 mA en série dans le circuit anodique.

Une boucle de Hertz couplée à $L_3$ permet aussi de régler $C_3$ pour l'obtention du maximum d'énergie H.F.

A l'aide d'un ondemètre à absorption couplé à $L_3$, on s'assure finalement qu'il n'y a pas eu d'erreur en cours de route et que l'onde rayonnée est bien dans la bande 144 Mc/s.

Comme nous l'avons vu, on opère une multiplication globale de 18 à partir du cristal. Il faut donc choisir la fréquence du cristal selon la fréquence désirée dans la bande 2 mètres. C'est ainsi qu'un cristal de 8 Mc/s entraîne une émission sur 144 Mc/s ; un quartz de 8,025 Mc/s donne la porteuse sur 144.45 Mc/s, etc...

L'ensemble est monté sur un petit châssis très rigide en aluminium de 2 mm d'épaisseur avec panneau avant. Il convient d'utiliser deux supports de lampes 6J6 et EL41 en stéatite. De plus, toutes les connexions parcourues par la haute-fréquence doivent être **directes, courtes**, et câblées en gros fil de cuivre nu poli très rigide.

Correctement chargé par l'antenne, et pour une tension de 300 V, le circuit anodique accuse une consommation de l'ordre de 40 mA ; ce qui correspond à une puissance input de 12 W. L'antenne utilisée est l'antenne Yagi Berr 5 éléments décrite au chapitre XIII-§ 10 E.

Des résultats identiques, et même légèrement améliorés ont été obtenus en utilisant un tube EL84 à la place du tube EL41.

**Deuxième ensemble (OM)**

Ne voulant pas éternellement répéter « ce qu'il faut faire et ne pas faire », nous serons très brefs pour la description de cette station simple.

Les schémas comportent d'ailleurs toutes les données pour mener à bien la construction de cette station 144 Mc/s. Voyons, tout d'abord, la partie « réception ». Nous supposons l'utilisation d'un bon récepteur de trafic, et l'écoute de la bande 144 Mc/s est faite au moyen d'un adaptateur (fig. XV-21). Ce dernier est muni d'un tube 6J6 (ou ECC81), monté en oscillateur-mélangeur ; le circuit d'accord comporte les bobines $L_1$ et $L_2$. Nous avons :

$L_1$ = 2 spires de fil 16/10 émaillé sur air, diamètre 14 mm., bobinées jointives ;

$L_2$ = 2 spires, même fil, même diamètre sur air, mais avec un écartement de 6 mm. entre tours ($L_1$ est placé dans cet écartement).

La bobine oscillatrice $L_3$ est formée par une boucle en U en fil de 20/10 de mm ; longueur de la boucle, 25 mm ; rayon de la boucle, à l'extrémité : 6 mm.

Le premier transformateur moyenne fréquence M.F.1 est accordé sur 7 Mc/s environ. Une amplification, faisant suite, a été prévue par le tube 6AK5, dont on règle le gain par le potentiomètre de cathode. Puis, nous avons le second transformateur M.F.2, à accorder également sur 7 Mc/s. $L_4$ et $L_5$ comportent chacune 22 tours de fil 6/10 de mm., deux couches de soie, bobinés jointifs sur un mandrin à noyau de fer réglable de

10 mm. de diamètre. De plus, M.F.₃ comprend la bobine de couplage L₆ (3 tours couplés à L₅ du côté « froid ») pour la liaison au récepteur. Ce dernier sera évidemment réglé sur 7 Mc/s.

en doubleur de fréquence (48 Mc/s). Ensuite, un étage push-pull utilise les deux éléments d'un autre tube 6J6 et fonctionne en tripleur de fréquence (144 Mc/s). Enfin, l'étage final P.A. utilise deux 6J6

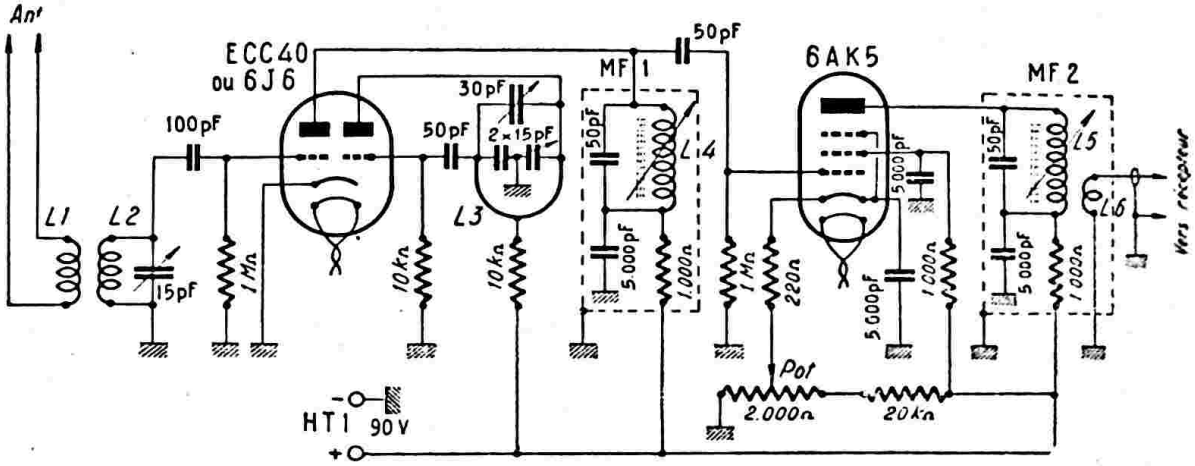



*Fig. XV-21*

L'alimentation de l'adaptateur est du type *régulé,* de préférence, au moyen d'un tube VR 90-30.

Nous ne reviendrons pas sur la mise au point d'un adaptateur, la question ayant été traitée au chapitre VIII § 4.

Passons, maintenant, à l'émetteur représenté sur la figure XV-22.

dont les éléments sont montés en push-pull parallèle (étage neutrodyné).

Voici les caractéristiques des bobinages :

L₁ = 18 tours sur air, diamètre 16 mm. ;

L₂ = 3 tours sur air, diamètre 16 mm., dans le prolongement de L₁ ;

L₃ = 15 tours avec prise médiane, sur air, diamètre 16 mm. ;

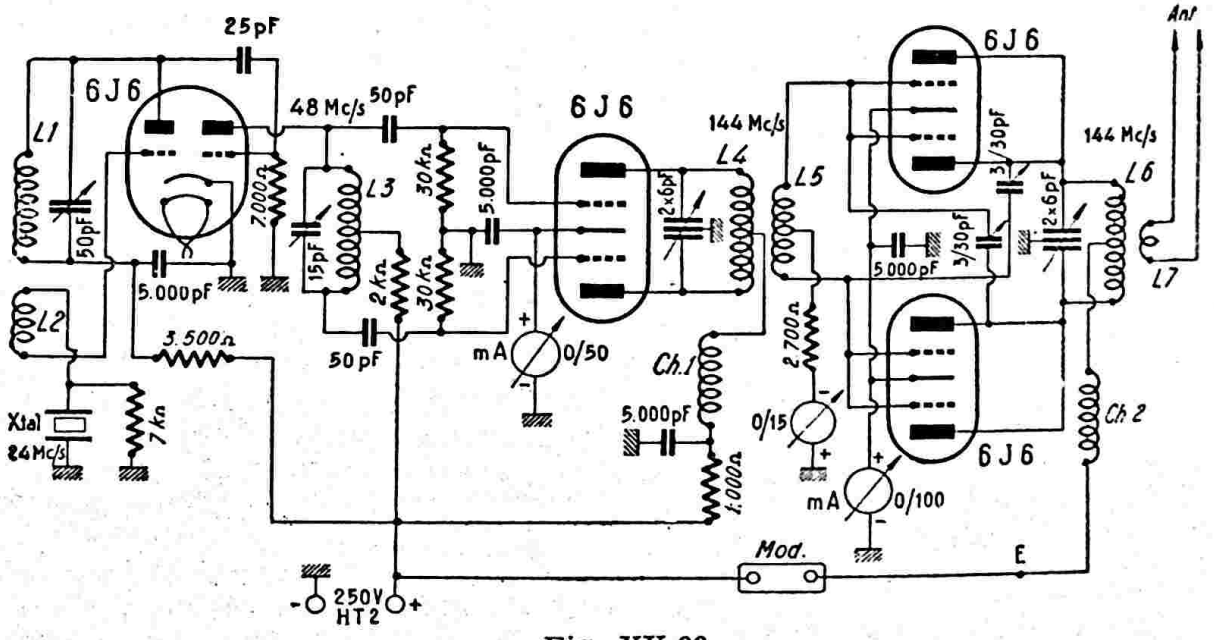



*Fig. XV-22*

Il est équipé uniquement de tubes 6J6 ou ECC81 européens. Nous avons, tout d'abord, un élément triode fonctionnant en oscillateur quartz à réaction (cristal 24 Mc/s). Le second élément triode fonctionne

L₄ = 6 tours avec prise médiane, fil 16/10 émaillé, sur air, diamètre 13 mm. L'écartement entre spires est égal à la moitié du diamètre du fil ; cependant, vers le

point milieu de la bobine, on écarte davantage, afin de pouvoir glisser $L_5$ ;

$L_5$ = 3 tours de fil 10/10 émaillé, avec prise médiane, sur air, diamètre 13 mm. :

$L_6$ = 2 tours avec prise médiane, en fil de 16/10 de mm. émaillé, sur air, diamètre 22 mm. ; l'écartement entre les deux tours est de 16 mm., afin de laisser le passage à la bobine de couplage $L_7$ ;

$L_7$ = 2 tours de fil 16/10 émaillé, sur air, diamètre 22 mm., écartement entre spires, de 1,5 mm.

L'antenne utilisée, à l'émission comme à la réception, est l'antenne Yagi Berr 5 éléments décrite au chapitre XIII § 10-E.

Les bobines d'arrêt $Ch_1$ et $Ch_2$ comportent chacune 35 tours de fil 5/10 de mm, deux couches soie, bobinés sur un bâtonnet en stéatite de 4 mm de diamètre.

L'émetteur étant parfaitement réglé, on obtient les valeurs d'intensité suivantes :

Plaque oscillateur = 12 mA ; plaque doubleur = 16 mA ; cathode tripleur = 30 mA ; grilles P.A. = 12 mA ; cathodes P.A. = 55 mA. Il est possible d'obtenir ainsi une puissance de sortie effective de 10 watts H.F.

L'alimentation H.T. est classique, et une valve type 5Z3 ou 5R4GY convient amplement.

Le modulateur pourra se terminer, par exemple, par un push-pull de EL84 en classe A, la puissance modulée requise pour un taux de 100 % étant de l'ordre de 7,5 watts. Le secondaire du transformateur de modulation est connecté aux douilles « Mod. » de la figure XV-22 ; il doit présenter une impédance de 5.000 Ω.

*Variante du montage de l'émetteur*

En lieu et place des deux tubes 6J6 ou ECC40 du P.A., il est possible d'utiliser un tube double tétrode 832. Dans ce cas, la polarisation de base des grilles de commande est de — 65 volts environ, et la tension anodique appliquée sur cet étage final, de 400 volts. Le courant grille pour une excitation normale, est seulement de 3 mA ; d'autre part, aucun neutrodynage n'est nécessaire. Pour une charge normale de l'aérien, la consommation anodique est de 65 mA environ. Les écrans du tube 832 sont alimentés à travers une résistance de 30.000 Ω partant du point E (fig. XV-22), résistance découplée par un condensateur au mica de 1.000 pF. Les caractéristiques des circuits $L_5$ et $L_6$ sont inchangées.

Il est possible, naturellement, d'établir des stations 144 Mc/s plus importantes, autant pour la partie émission (voir l'émetteur avec tube 829B décrit plus loin, par exemple) que pour la partie réception (voir les adaptateurs sensibles ou les récepteurs VHF autonomes décrits aux paragraphes 2 et 3 précédents).

N'oublions pas également de citer l'émetteur-récepteur réputé des Surplus U.S., l'ensemble SCR 522-542 groupant l'émetteur BC 625 à tubes 832 et le récepteur BC624 (avec tubes des séries miniatures et octales) dont la description a été faite dans les numéros 1 022 et 1 023 du « Haut-Parleur », et dont l'utilisation sur 144 MHz offre de bons résultats.

**Troisième ensemble (OM)**

Le troisième ensemble émetteur-récepteur pour 144 MHz que nous proposons ici est en réalité un montage qui a été conçu pour l'équipement V.H.F. d'un véhicule ; il s'agit donc d'un poste « mobile », mais qui, cependant, peut fort bien être utilisé en poste fixe, avec une alimentation sur secteur.

La description de cet émetteur-récepteur compact 144 MHz est faite au chapitre XVII § 9 - III, et nous prions le lecteur de bien vouloir s'y reporter.

**B) Emetteur d'expérience monolampe WE316A ($\lambda$ = 1,25 m).**

Provisoirement, quittons les 144 Mc/s ; montons vers 240 Mc/s (1,25 m.), en revenant à l'auto-oscillateur.

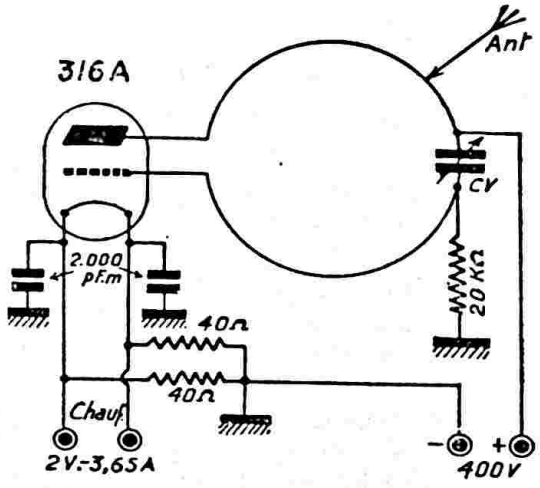



*Fig. XV-23*

Le tube WE316A est spécialement construit pour la production d'ondes très courtes. Il est capable de fournir une puissance H.F. de 7,5 watts sur une longueur d'onde de 1 mètre, pour une dissipation plaque de 30 watts ; en effet, le courant plaque atteint 80 mA sous une tension anodique de 400 volts.

La réalisation faite par le regretté Ross A. Hull est donnée sur la figure XV-23 ;

la longueur d'onde est de 1,25 mètre. L'auteur recommande de placer l'émetteur sur un treillage métallique. Il n'est pas nécessaire d'accorder le circuit de chauffage.

Le C.O. est constitué par un cercle de 60 mm. de diamètre en fil de cuivre nu (et, si possible, argenté) de 20/10 de mm., et un C.V. de 15 pF (capacité maximum).

L'antenne qui donna le meilleur résultat fut, paraît-il, une Windom avec feeder branché directement sur la demi-spire côté anode.

C) **Transceivers (émetteur-récepteur) - 144 Mc/s.**

Ce type d'appareil fonctionnant alternativement en émetteur et en récepteur, sera étudié au cours du chapitre XVII.

D) **Emetteur PA829B pour 144 MHz (OM)**

Le schéma de cet émetteur est donné sur la figure XV-24-1. Le pilotage s'effectue à partir d'un quartz de 6 Mc/s, lequel, après une multiplication par 24, nous donne une onde parfaitement stable sur 144 Mc/s.

Pour la clarté des explications, nous adopterons des fréquences « rondes » ; en vérité, dans notre réalisation, nous partons d'un quartz de 6 025 kc/s, ce qui donne la fréquence de 144,6 Mc/s dans la bande 2 mètres.

Analysons rapidement le schéma :

Etage pilote cristal 6 Mc/s avec tube 6AQ5 ; circuit anodique quadrupleur.

$L_1$ = 9 tours fil 10/10 de mm, cuivre émaillé, écartement de 1 mm entre spires, sur mandrin stéatite de 18 mm de diamètre ; accord sur 24 Mc/s par $C_1$ = ajustable à air de 4/40 pF.

Etage doubleur avec tube EL84.

$L_2$ = 4 tours de fil 20-10 de mm, cuivre argenté, écartement de 3 mm entre spires, enroulement sur mandrin trolitul de 9 mm de diamètre ; accord sur 48 Mc/s par $C_2$ = ajustable air 4/40 pF.

$L_{c1}$ = bobine de couplage, 4 1/2 tours de fil 10/10 de mm, cuivre sous isolant synthétique ; enroulement entre les spires de $L_2$ ; prise médiane.

$C_5$ = $C_6$ = condensateur ajustable à air de 1 — 10 pF pour l'équilibrage des tensions HF d'attaque du push-pull EL84 faisant suite.

Etage tripleur de fréquence avec push-pull EL84.

$L_3$ = 2 fois 1 tour, fil 20/10 de mm, cuivre argenté, enroulement sur air, diamètre intérieur 16 mm ; écartement au centre de 15 mm, avec prise médiane ; accord sur 144 Mc/s par $C_3$ = ajustable air 3/30 pF.

$L_{c2}$ = bobine de couplage, 1 1/2 tour de fil 10/10 de mm, cuivre sous isolant synthétique ; écartement de 4 mm entre spires ; prise médiane ; couplée dans l'espacement réservé au centre de $L_3$ (même diamètre que $L_3$).

$C_7$ = condensateur à air ajustable 3/30 pF permettant la **mise en résonance de $L_{c2}$**, lorsqu'une excitation énergique du tube final est exigée (cas de la modulation par l'anode) ; la mise en place de ce condensateur est facultative et dépend de la longueur des connections entre $L_{c2}$ et les grilles de commande du tube final.

Etage final PA-HF de puissance avec tube 829B (3E29 ou 2P40-SFR).

$L_4$ = 2 fois 1 tour en fil de cuivre argenté de 20/10 de mm ; pas du bobinage = 8 mm ; écartement central = 14 mm ; prise médiane ; enroulement sur air, diamètre intérieur 14 mm ; accord sur 144 Mc/s par $C_4$ = condensateur variable type papillon 2×10 pF.

$L_{c3}$ = bobine de couplage pour antenne avec feeder coaxial 75 Ω, 1 1/2 tour de fil 12/10 sous isolant synthétique, sur air diamètre intérieur 18 mm ; couplage dans l'espacement central de $L_4$.

$L_{c4}$ = bobine de couplage pour antenne avec feeder bifilaire 300 Ω.

Les circuits accordés $L_1$, $L_2$ et $L_3$ sont montés **sous** le châssis ; seul le circuit $L_4$ est installé au-dessus.

$C_{n1}$ et $C_{n2}$ représentent les condensateurs de neutrodynage du tube 829 ; ces « condensateurs » sont réalisés par deux morceaux de fil de cuivre argenté de 20/10 de mm soudés aux cosses de grilles du tube PA, chaque fil s'approchant de l'anode de **l'autre élément** contre l'ampoule de verre.

Les bobines d'arrêt marquées Ch-UHF sont constituées chacune par 40 tours de fil de cuivre de 3/10 de mm sous soie, enroulés sur un bâtonnet de stéatite de 4 mm de diamètre : enroulement espacé du côté des électrodes (grilles et plaques) pour se resserrer insensiblement et devenir jointif du côté alimentation (polar. et HT).

Antennes utilisées : soit Yagi-Berr 5 éléments, soit « omnidirectionnelle » GR (chapitre XIII, § 10-E et G).

Seul, un transformateur de chauffage à 6,3 volts est prévu sur le châssis.

L'alimentation haute tension $HT_1$ et $HT_2$, ainsi que la polarisation, sont prélevées sur les dispositifs d'alimentation de l'émetteur normal à ondes décamétriques.

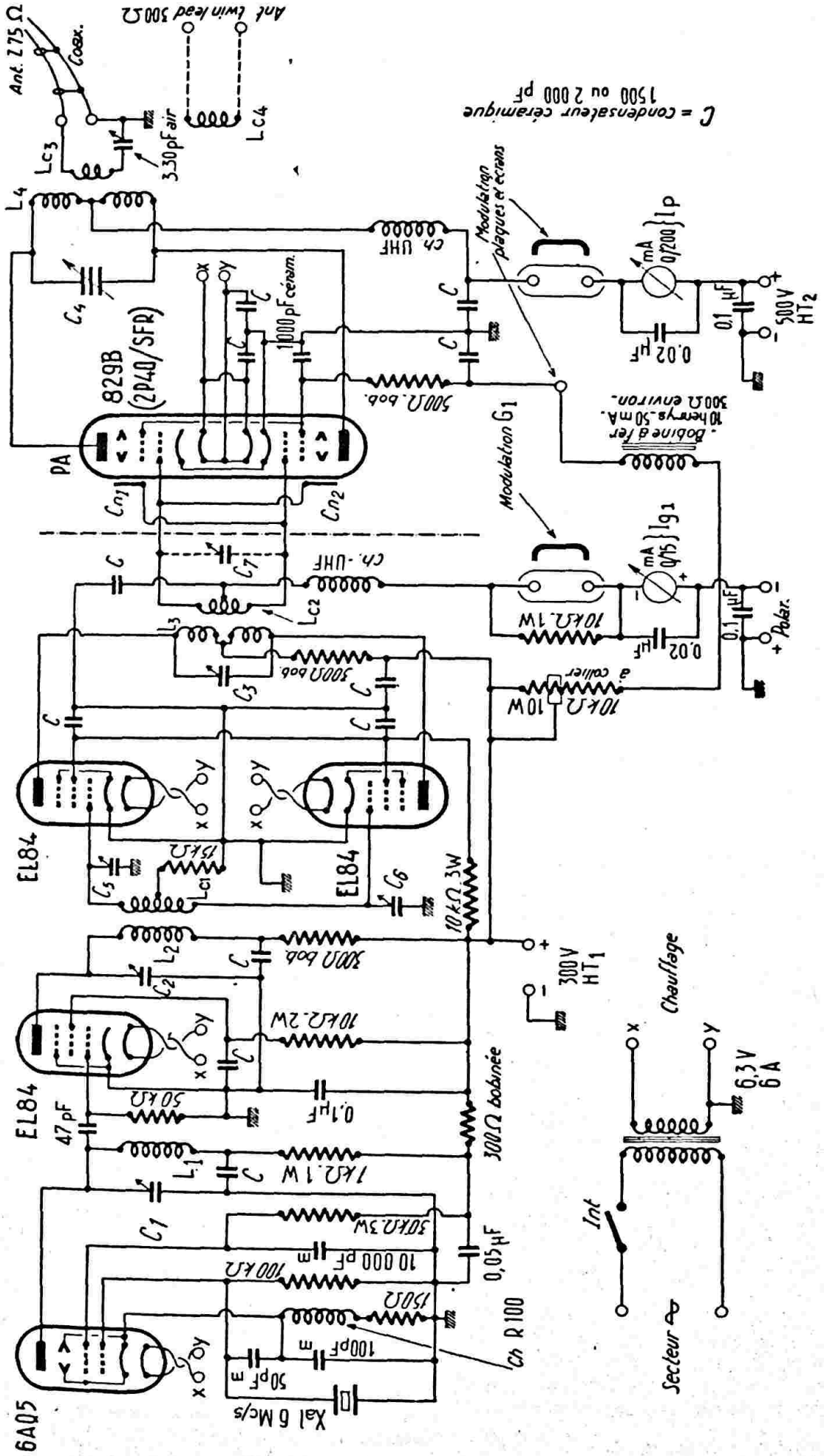

Ant. Z 75 Ω
Coax.
Ant twin lead 300 Ω
Lc3
3.30 pF air
Lc4
L4
C4
C = condensateur céramique
1500 ou 2 000 pF
Modulation plaques et écrans
Ch UHF
1000 pF céram.
500 Ω bob.
829B
(2P40/SFR)
PA
Cn1
Cn2
Modulation G1
Bobine à fer
10 henrys-50 mA.
300 Ω environ.
Ch. UHF
Lc2
L3
C3
300 Ω bob.
10 kΩ 1W
10 kΩ 10W
à collier
0.02 μF
0.1 μF
500 V HT2
Polar.
EL84
EL84
C5
Lc1
15 kΩ
C6
10 kΩ 3W
300 V HT1
L2
C2
300 Ω bob.
10 kΩ 2W
EL84
47 pF
50 kΩ
0.1 μF
300 Ω bobinée
L1
1 kΩ 1W
C1
30 kΩ 3W
10 000 pF
100 kΩ
0,05 μF
150 Ω
100 pF
50 pF
Ch R100
6AQ5
Xal 6 Mc/s
Chauffage
6,3 V
6 A
Int
Secteur

Fig. XV-24-1

Deux conditions d'emploi sont possibles avec cet émetteur :

a) Modulation par les grilles de commande du PA. Elle est appliquée aux douilles réservées à cet effet (voir schéma) ; un modulateur terminé par un simple tube 6AQ5, avec transformateur de liaison rapport 1, suffit. Les conditions d'emploi du tube 829B sont alors les suivantes : HT2 = 500 V ; Ecrans = 200 V ; Polar. = —38 V. ; $I_p$ = 120 mA ; intensité écrans = 10 mA ; Ig1 = 1,5 mA ; puissance-input = 60 watts.

b) Modulation combinée plaques et écrans.

Elle est appliquée aux douilles réservées à cet effet dans ces circuits (voir schéma). Le procédé de modulation employé est celui représenté sur la figure XV-48 (lire également le texte s'y rapportant). Un modulateur délivrant 50 watts modulés environ est nécessaire ; l'impédance offerte par le circuit anodique du PA à moduler est de l'ordre de 2 500 Ω.

Les conditions d'emploi du tube 829B sont alors les suivantes :

$HT_2$ = 425 à 450 V ; Ecrans = 150 à 200 V selon régime de modulation désiré ; Polar. = — 60 V ; $I_p$ = 200 à 220 mA ; intensité écrans = 35 mA ; $I_{g^1}$ = 10 à 11 mA ; puissance input = 100 watts environ.

Selon notre habitude, les condensateurs marqués **m** sont du type mica. Ceux marqués C sont du type céramique et d'une capacité de 1 500 ou 2 000 pF.

Enfin, les figures XV-24-2 et 3 montrent l'aspect de cette réalisation (vues de dessus et de dessous).

### E) Emetteur PA832 - 40 W - 144 MHz (OM)

Cet émetteur est régulièrement en service à la station F3AV (1). D'une puissance-alimentation modeste (une quarantaine de watts), il fournit une puissance HF d'antenne de l'ordre de 22 watts, modulation plaques et écrans, dans la bande 144-146 MHz.

L'émetteur comporte 8 tubes, quatre pour la modulation et quatre pour la section HF. Le schéma complet est représenté sur la figure XV-25-1.

L'étage pilote oscillateur est du type Pierce modifié, avec doublage de fréquence dans le circuit anodique (tube VT 198A - 6G6/G). L'étage suivant, équipé d'un tube 12A6 (VT134), fonctionne en tripleur. Encore un autre triplage de fréquence est obtenu par l'étage amplificateur suivant équipé d'un tube VT118-832.

A propos de ce dernier étage tripleur, signalons qu'il est possible de remplacer le tube 832 par deux tubes EL84-6BQ5 ; les résultats sont indentiques, l'excitation obtenue pour l'étage final PA-832 étant largement suffisante.

Les étages précédents fournissent donc, à partir de la fréquence du quartz, une multiplication totale de 18 (soit 2 × 3 × 3). Ce qui signifie qu'il nous faut choisir un quartz dont la fréquence est comprise entre 8 000 et 8 111 kHz, afin de placer notre émission entre 144 et 146 MHz.

L'étage final PA comporte un tube 832 (VT 118) pour lequel nous avons adopté les conditions de fonctionnement suivantes :

$V_a$ = 340 V pour HT de 350 V ; $V_{g2}$ = 200 V ; $I_{g2}$ = 14 mA ; $V_{g1}$ = — 90 V ; $I_a + _a$ (non chargé) = 70 mA ; $I_a + _a$ (en charge) = 120 mA ; W input = 40 W ; $W_{HF}$ = 22 W environ.

Précisons que le tube 832 comporte un condensateur **interne** connecté entre les cathodes et les écrans, condensateur destiné au découplage V.H.F. de ces grilles-écrans. C'est la raison pour laquelle le schéma ne comporte pas un tel condensateur (extérieur au tube).

La sortie d'antenne est prévue pour câble coaxial de 75 Ω.

Près de l'étage PA, nous avons un tube 6SS7 (VT199) connecté en diode. Une partie infime de l'énergie HF disponible est prélevée par capacité, puis redressée et mesurée comme nous le verrons plus loin. On dispose ainsi d'un système permettant la mise au point rapide et parfaite de l'émission, et permettant, ensuite, un contrôle permanent de ladite émission. Un contrôle auditif est également possible en ôtant le cavalier de court-circuit des douilles de ce monitor et en y branchant un casque.

Le tube 6SS7 du monitor peut d'ailleurs fort bien être remplacé par une diode à cristal de germanium type OA 85. Dans ce cas, au point de vue câblage du chauffage (au bas de la fig. XV-25-1), on supprime les résistances 143-1 et 143-2, et l'on connecte le filament du tube 6SS7 - B.F. à la place de celui du 6SS7 - monitor (c'est-à-dire en série avec le tube 6G6).

La section « modulation » est établie pour fonctionner à l'aide d'un microphone piézoélectrique à membrane (type « parole »). Nous avons un étage préamplificateur équipé d'un tube 6SJ7 (VT 116), suivi d'un potentiomètre permettant de régler la

(1) Selon la variante exposée plus loin, avec tube 6252.

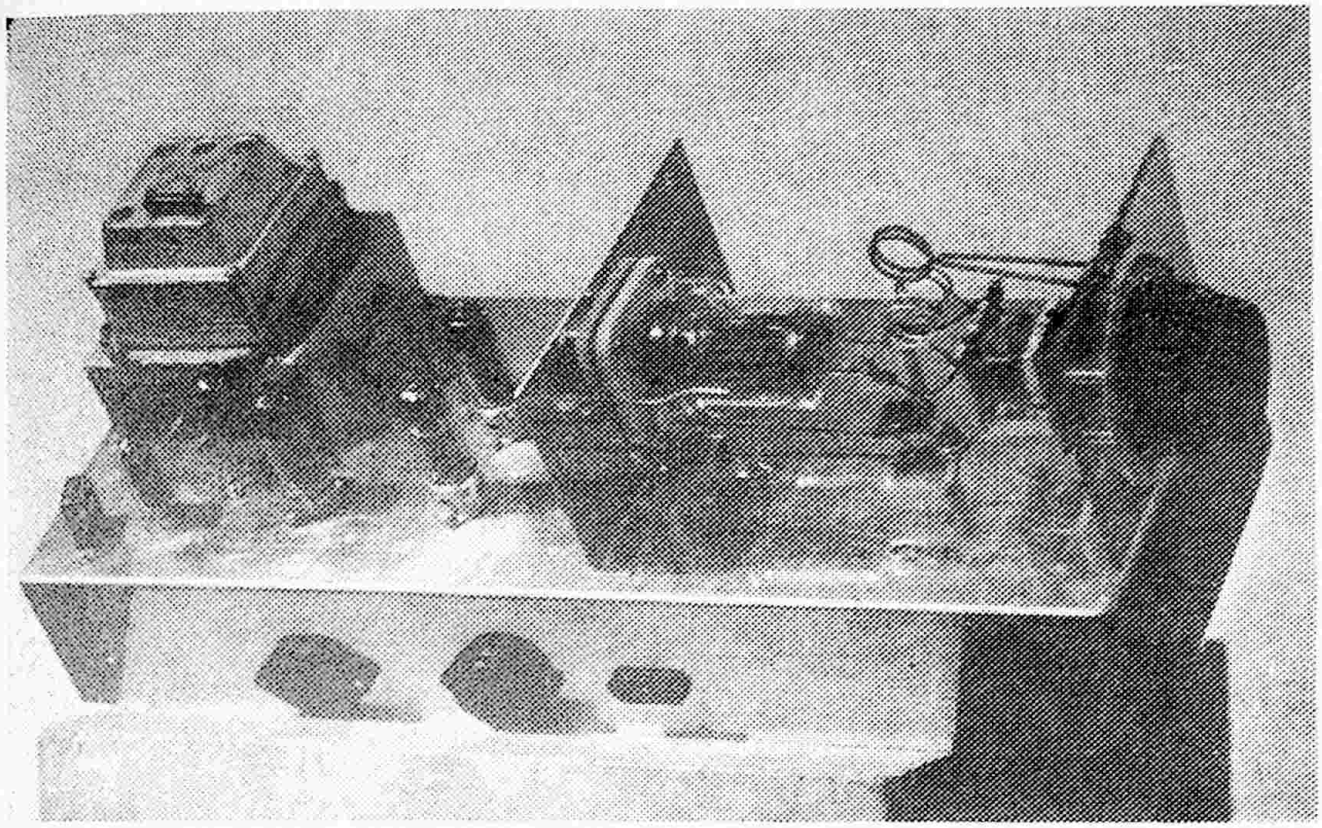


*Fig. XV-24-2*

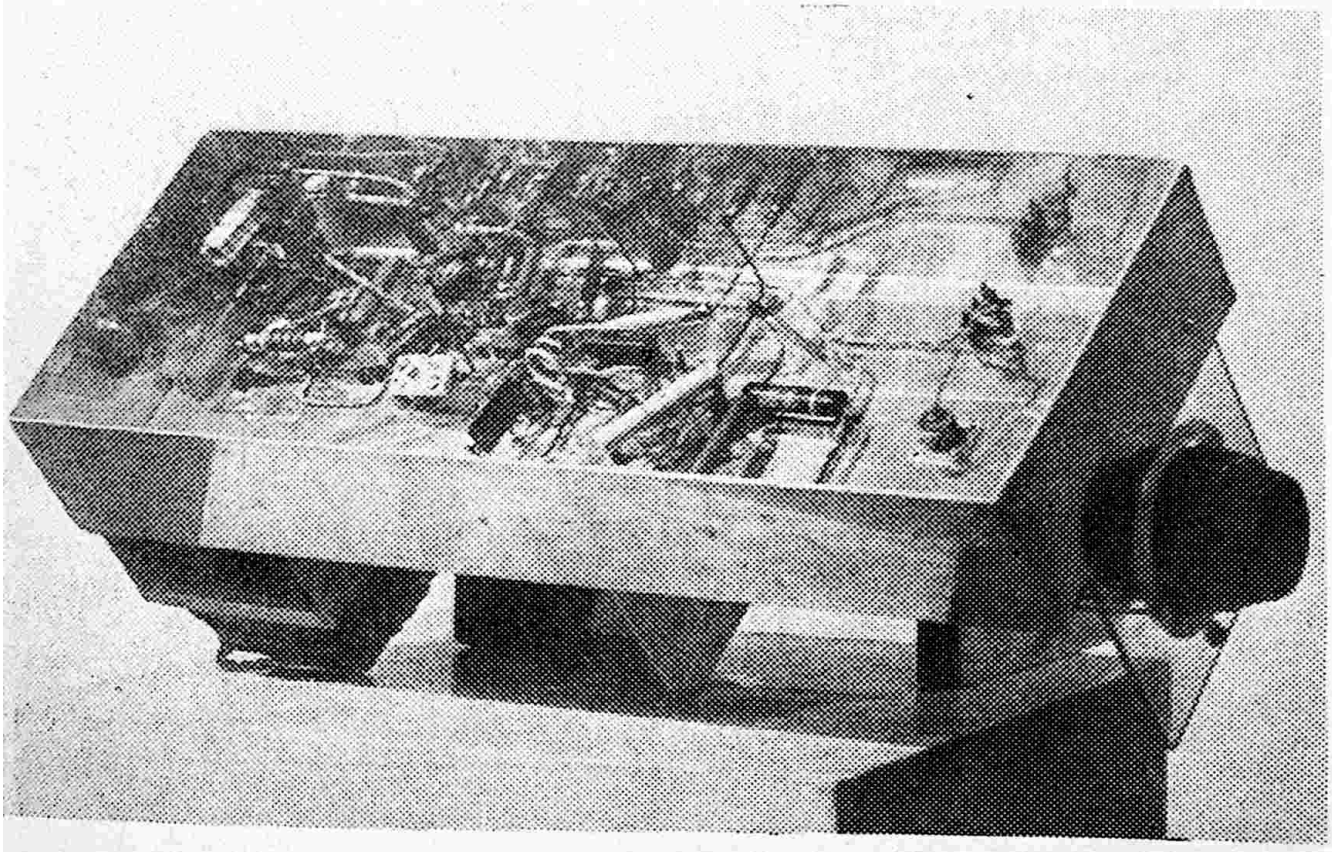


***Fig. XV-24-3***

Deux conditions d'emploi sont possibles avec cet émetteur :

a) Modulation par les grilles de commande du PA. Elle est appliquée aux douilles réservées à cet effet (voir schéma) ; un modulateur terminé par un simple tube 6AQ5, avec transformateur de liaison rapport 1, suffit. Les conditions d'emploi du tube 829B sont alors les suivantes : HT2 = 500 V ; Ecrans = 200 V ; Polar. = —38 V. ; $I_p$ = 120 mA ; intensité écrans = 10 mA ; Ig1 = 1,5 mA ; puissance-input = 60 watts.

b) Modulation combinée plaques et écrans.

Elle est appliquée aux douilles réservées à cet effet dans ces circuits (voir schéma). Le procédé de modulation employé est celui représenté sur la figure XV-48 (lire également le texte s'y rapportant). Un modulateur délivrant 50 watts modulés environ est nécessaire ; l'impédance offerte par le circuit anodique du PA à moduler est de l'ordre de 2 500 Ω.

Les conditions d'emploi du tube 829B sont alors les suivantes :

$HT_2$ = 425 à 450 V ; Ecrans = 150 à 200 V selon régime de modulation désiré ; Polar. = — 60 V ; $I_p$ = 200 à 220 mA ; intensité écrans = 35 mA ; $I_{g^1}$ = 10 à 11 mA ; puissance input = 100 watts environ.

Selon notre habitude, les condensateurs marqués **m** sont du type mica. Ceux marqués C sont du type céramique et d'une capacité de 1 500 ou 2 000 pF.

Enfin, les figures XV-24-2 et 3 montrent l'aspect de cette réalisation (vues de dessus et de dessous).

### E) Emetteur PA832 - 40 W - 144 MHz (OM)

Cet émetteur est régulièrement en service à la station F3AV (1). D'une puissance-alimentation modeste (une quarantaine de watts), il fournit une puissance HF d'antenne de l'ordre de 22 watts, modulation plaques et écrans, dans la bande 144-146 MHz.

L'émetteur comporte 8 tubes, quatre pour la modulation et quatre pour la section HF. Le schéma complet est représenté sur la figure XV-25-1.

L'étage pilote oscillateur est du type Pierce modifié, avec doublage de fréquence dans le circuit anodique (tube VT 198A - 6G6/G). L'étage suivant, équipé d'un tube 12A6 (VT134), fonctionne en tripleur. Encore un autre triplage de fréquence est obtenu par l'étage amplificateur suivant équipé d'un tube VT118-832.

A propos de ce dernier étage tripleur, signalons qu'il est possible de remplacer le tube 832 par deux tubes EL84-6BQ5 ; les résultats sont indentiques, l'excitation obtenue pour l'étage final PA-832 étant largement suffisante.

Les étages précédents fournissent donc, à partir de la fréquence du quartz, une multiplication totale de 18 (soit 2 × 3 × 3). Ce qui signifie qu'il nous faut choisir un quartz dont la fréquence est comprise entre 8 000 et 8 111 kHz, afin de placer notre émission entre 144 et 146 MHz.

L'étage final PA comporte un tube 832 (VT 118) pour lequel nous avons adopté les conditions de fonctionnement suivantes :

$V_a$ = 340 V pour HT de 350 V ; $V_{g^2}$ = 200 V ; $I_{g^2}$ = 14 mA ; $V_{g1}$ = — 90 V ; $I_{a+a}$ (non chargé) = 70 mA ; $I_{a+a}$ (en charge) = 120 mA ; W input = 40 W ; $W_{HF}$ = 22 W environ.

Précisons que le tube 832 comporte un condensateur **interne** connecté entre les cathodes et les écrans, condensateur destiné au découplage V.H.F. de ces grilles-écrans. C'est la raison pour laquelle le schéma ne comporte pas un tel condensateur (extérieur au tube).

La sortie d'antenne est prévue pour câble coaxial de 75 Ω.

Près de l'étage PA, nous avons un tube 6SS7 (VT199) connecté en diode. Une partie infime de l'énergie HF disponible est prélevée par capacité, puis redressée et mesurée comme nous le verrons plus loin. On dispose ainsi d'un système permettant la mise au point rapide et parfaite de l'émission, et permettant, ensuite, un contrôle permanent de ladite émission. Un contrôle auditif est également possible en ôtant le cavalier de court-circuit des douilles de ce monitor et en y branchant un casque.

Le tube 6SS7 du monitor peut d'ailleurs fort bien être remplacé par une diode à cristal de germanium type OA 85. Dans ce cas, au point de vue câblage du chauffage (au bas de la fig. XV-25-1), on supprime les résistances 143-1 et 143-2, et l'on connecte le filament du tube 6SS7 - B.F. à la place de celui du 6SS7 - monitor (c'est-à-dire en série avec le tube 6G6).

La section « modulation » est établie pour fonctionner à l'aide d'un microphone piézoélectrique à membrane (type « parole »). Nous avons un étage préamplificateur équipé d'un tube 6SJ7 (VT 116), suivi d'un potentiomètre permettant de régler la

(1) Selon la variante exposée plus loin, avec tube 6252.

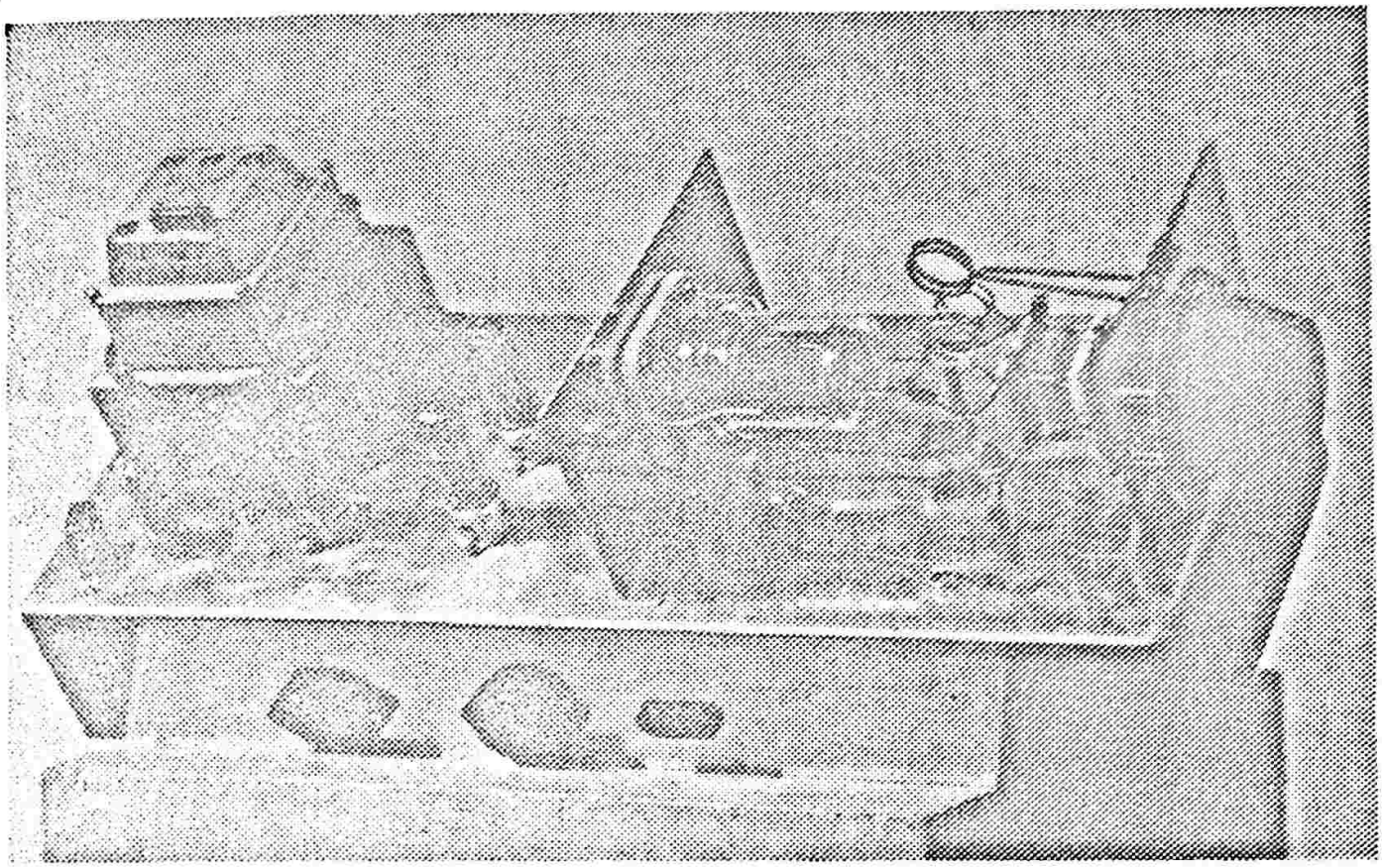


*Fig. XV-24-2*

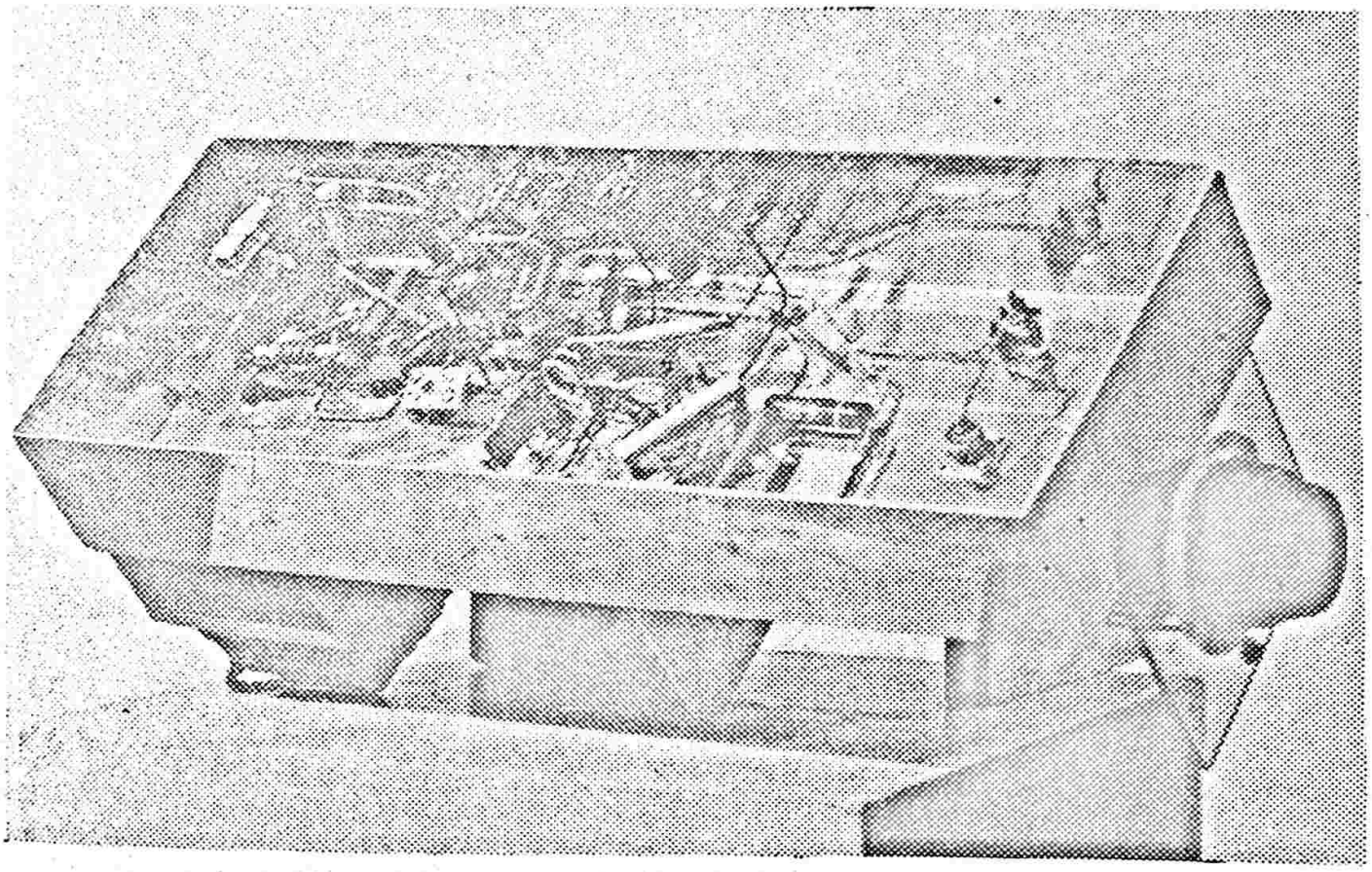


*Fig. XV-24-3*

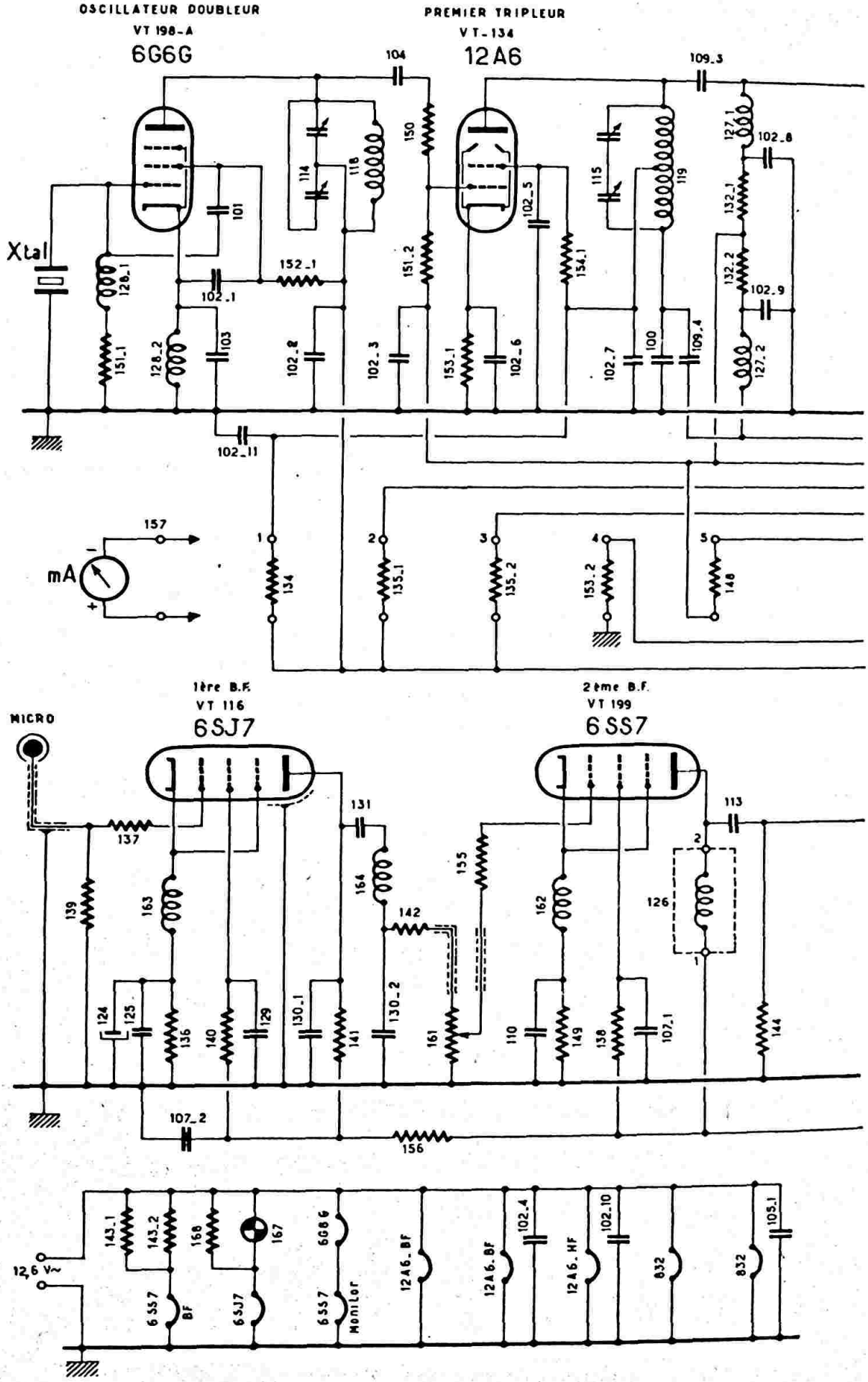

OSCILLATEUR DOUBLEUR
VT 198-A
6G6G
PREMIER TRIPLEUR
VT-134
12A6
Xtal
mA
1ère B.F.
VT 116
6SJ7
2ème B.F.
VT 199
6SS7
MICRO
12,6 V~
6537 BF
6SJ7
6537 Monitor
6G6G
12A6. BF
12A6. BF
12A6. HF
832
832

*Fig. XV-25-1*

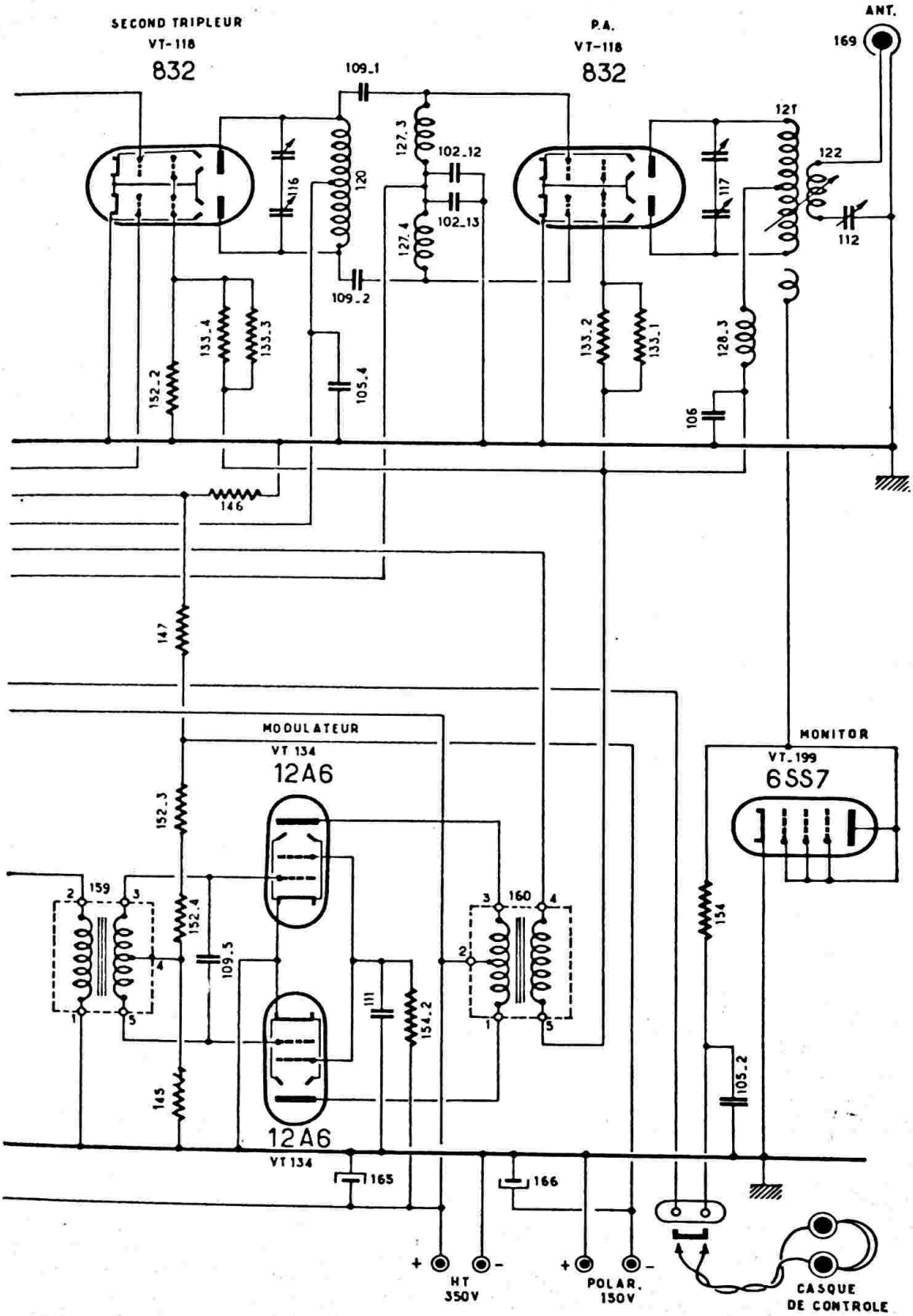



*Fig. XV-25-1 bis*

profondeur de modulation. Un étage amplificateur de tension avec tube 6SS7 (VT 199) fait suite.

Nous remarquerons l'importance des découplages, condensateurs, résistances bobinées, bobines d'arrêt, etc... sur ces deux premiers étages. Ceci est obligatoire pour supprimer les accrochages BF, tout l'ensemble étant monté dans un même et unique coffret.

L'étage final BF comporte deux tubes 12A6 (VT134) montés en push-pull classe *AB glissante*. Par l'intermédiaire du transformateur de sortie, la modulation est appliquée sur les plaques et les écrans du tube PA-832.

Notons, en passant, que pour obtenir une modulation efficace et bien linéaire, une fraction des signaux BF est également appliquée sur les écrans du dernier tube excitateur 832 (dernier étage tripleur).

Sur notre schéma, les divers éléments sont simplement repérés par des chiffres ; nous en donnons ci-dessous les caractéristiques détaillées.

100 = 15 pF 500 V céram. (condensateur d'équilibrage).
101 = 10 pF 500 V céram.
102 — 1 à 102 — 13 = 6 000 pF ou 10 000 pF mica.
103 = 47 pF mica.
104 = 100 pF céram.
105 — 1 à 105 — 4 = 1 000 pF mica.
106 = 2 000 pF 800 V mica.
107 — 1 et 107 — 2 = 0,5 $\mu$F papier (1 500 V).
109 — 1 à 109 — 5 = 22 pF céram.
110 = 10 µF 50 V électrochim.
111 = 16 µF 450 V électrochim.
112 = ajustable à air sur stéatite ; réglage couplage et équilibrage d'antenne ; capacité max. = 50 pF.
118 = 10 tours de fil de cuivre de 5/10 de mm émaillé ; espacement égal au diamètre du fil ; mandrin de 25 mm de diamètre. S'accorde sur 2 F par 114 (F étant la fréquence du quartz).
119 = 15 tours de fil de cuivre argenté de 25/10 de mm ; prise médiane ; sur air ; diamètre intérieur de 12 mm ; espacement entre spires égal au diamètre du fil. S'accorde sur 6F par 115.
120 = épingle à cheveux en fil de cuivre argenté de 25/10 de mm, conforme au schéma de la figure XV-25-2 (A). S'accorde sur 18 F par 116.
121 = 2 fois 2 tours de fil de cuivre argenté de 25/10 de mm, conforme au schéma de la figure XV-25-2 (B) ; sur air, diamètre intérieur de 15 mm ; prise médiane ; écartement entre spires égal au diamètre du fil ; espacement au centre de 20 mm. S'accorde sur 18 F par 117.
122 = 3 tours de fil de 25/10 de mm. cuivre argenté ; sur air, diamètre intérieur de 10 mm ; se place dans l'espacement médian de 121 prévu à cet effet.

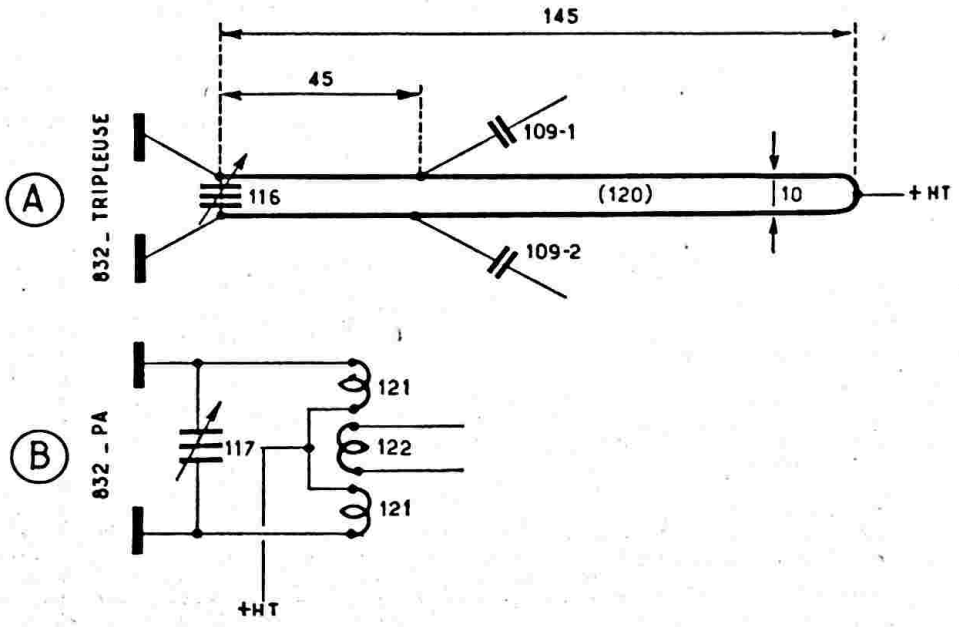



*Fig. XV-25-2 A et B*

113 = 20 000 pF 1 500 V papier.
114 = condensateur variable papillon 2 × 35 pF (stators en parallèle), soit capacité max. = 70 pF.
115 = condensateur variable papillon 2 × 50 pF (stators en série) soit capacité max. = 25 pF.
116 = condensateur variable papillon 2 × 35 pF (stators en série) soit capacité max. = 17,5 pF.
117 = condensateur variable papillon 2 × 20 pF (stators en série) soit capacité max. = 10 pF.
123 = simple demi-boucle de couplage capacitif pour le monitor, voisinant avec 121.
124 = 10 µF 25 V électrochim.
125 = 2 200 pF céram.
126 = inductance BF ; 430 henrys ; 1mA ; 5 000 Ω sur circuit magnétique en tôles de fer ; ou résistance de 100 kΩ 1 W.
127 — 1 à 127 — 4 = bobine d'arrêt VHF : 50 tours de fil de cuivre émaillé de 5/10 de mm sur bâtonnet de stéatite de 6 mm de diamètre.

128 — 1 à 128 — 3 = bobine d'arrêt type R 100 National ; 2,5 mH ; 50 Ω ; 125 mA ; capacité répartie 1 pF entre entrée et sortie.
129 = 0,1 µF 1 500 V papier.
130 — 1 et 130 — 2 = 220 pF céram.
131 = 2 200 pF céram.
132 — 1 et 132 — 2 = 25 kΩ 1 W.
133 — 1 et 133 — 2 = 20 kΩ 2 W.
133 — 1 et 133 — 2 = 40 kΩ 2 W.
134 = 1,53 Ω (shunt ; mesures).
135 — 1 et 135 — 2 = 0,76 Ω (shunt ; mesures).
136 = 1 000 Ω 0,5 W.
137 = 500 Ω ; bobinée miniature.
138 = 1 MΩ 1 W.
139 = 1 MΩ 0,5 W.
140 = 470 kΩ 0,5 W.
141 = 100 kΩ 0,5 W.
142 = 500 Ω ; bobinée miniature.
143 — 1 et 143 — 2 = 82 Ω 1 W.
144 = 220 kΩ 0,5 W.
155 = 33 kΩ 0,5 W.
156 = 25 kΩ 1 W.
157 = commutateur de mesures ; 1 galette ; 2 circuits ; 6 positions.
159 = transformateur BF inter-étage ; $Z_p$ = 125 kΩ ; $Z_s$ = 500 kΩ à point milieu ; rapport de transformation = 2.
160 = transformateur de modulation ; $Z_p$ = 22 kΩ avec point milieu ; $Z_s$ = 5 500 Ω ; rapport de transformation = 0,5.
161 = potentiomètre 500 kΩ logarith.
162 = 163 = 164 = bobines d'arrêt VHF ; 38 tours de fil de cuivre émaillé jointifs (3/10 de mm environ) sur le corps d'une résistance de 100 kΩ 1 W.
165 = 16 µF 550 V électroch.
166 = 16 µF 350 V électroch.
167 = témoin 6,3 V 0,3 A.
168 = 90 Ω 1 W environ pour équilibrage du chauffage du tube 6SJ7.

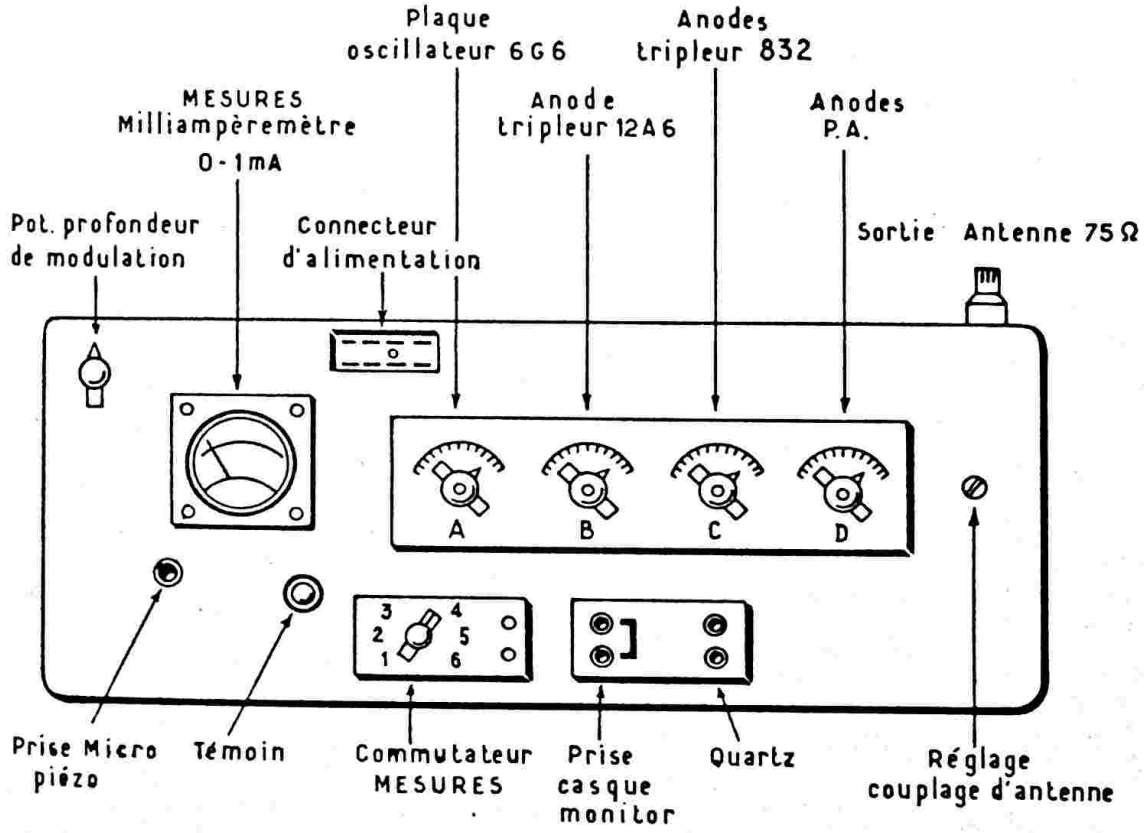



*Fig. XV-25-3*

145 = 15 kΩ 2 W.
146 = 6 kΩ 2 W.
147 = 18 kΩ 2 W.
148 = 20 Ω 0,5 W (shunt ; mesures).
149 = 2 kΩ 1 W.
150 = 47 Ω 0,5 W.
151 — 1 et 151 — 2 = 47 kΩ 1 W.
152 — 1 à 152 — 4 = 47 kΩ 1 W.
153 — 1 et 153 — 2 = 2 kΩ 1 W.
154 = 5 kΩ 1 W.
154-2 = 15 kΩ 3 W.
169 = douille coaxiale de sortie d'antenne (impédance 75 Ω) : vers antenne Yagi-BERR ou antenne GR, par l'inmédiaire d'un relais inverseur émission/réception.
mA = milliampèremètre de mesures (déviation totale pour 1 mA).

La figure XV-25-3 nous montre l'aspect du panneau-avant de cet émetteur. L'ensemble est monté dans un coffret métallique aux dimensions suivantes : largeur =

400 mm ; hauteur = 160 mm ; profondeur = 200 mm. Deux écrans internes formant blindage de séparation sont prévus, l'un pour le circuit PA de sortie, l'autre pour la section basse fréquence.

L'alimentation montée sur un châssis séparé, ne présente rien de très particulier : Chauffage = 12,6 V alternatifs ; HT = 350 V ; polarisation = — 150 V. Cette dernière est obtenue à l'aide d'un petit transformateur suivi d'un redresseur sélénofer miniature, et cellule de filtrage classique en $\pi$.

Pour faciliter le réglage de l'émetteur, nous l'avons dit, un appareil de mesure a été prévu ; cet appareil (milliampèremètre de 0 à 1 mA) est commuté sur les divers circuits où une mesure est nécessaire par l'intermédiaire d'un inverseur rotatif (157) à 6 positions. Le tableau ci-après donne la correspondance des mesures effectuées selon la position de l'inverseur (157) du schéma de la figure XV-25-1.

Les réglages sont simples à effectuer. Placer le commutateur de mesures sur 1 et

| Position de l'inverseur | Circuit mesuré |
|---|---|
| 1 ..... | Plaque premier tripleur 12A6. |
| 2 ..... | Plaques deuxième tripleur 832. |
| 3 ..... | Plaques étage final PA 832. |
| 4 ..... | Mesure HF. |
| 5 ..... | Grilles étage PA. |
| 6 ..... | Hors-circuit. |

régler le condensateur variable A (soit 114) pour obtenir la déviation maximum au milliampèremètre.

Placer le commutateur sur 2 et régler le condensateur variable B (soit 115) pour obtenir la déviation maximum au milliampèremètre.

Placer le commutateur sur 3 et régler le condensateur variable C (soit 116) pour obtenir la déviation maximum du milliampèremètre.

Enfin, régler le condensateur variable D (soit 117), ou bien pour obtenir la déviation *minimum* en position 3, ou bien pour obtenir la déviation *maximum* en position 4. En fait, minimum et maximum doivent correspondre pour le même réglage du condensateur variable D du circuit final. S'il n'en était pas ainsi, modifier le couplage de l'antenne sur le circuit final ; mais en principe, la bobine 122 peut être couplée au maximum à la bobine 121. Agir alors également sur le condensateur ajustable 112 pour améliorer l'équilibrage du circuit d'antenne. Si cela ne suffisait encore pas, il faudrait revoir le fonctionnement de l'antenne elle-même (ondes stationnaires excessives).

Il suffit ensuite de parler au microphone et de régler le taux de modulation par l'ajustage du potentiomètre (161). Une boucle de Hertz couplée provisoirement à la bobine 121 du circuit final (antenne branchée) doit accuser une vive augmentation de l'éclairement de son ampoule durant les crêtes de modulation.

Nous avons vu que dans ce montage, l'étage P.A.-H.F. équipé d'un tube 832, est alimenté avec une H.T. de 340 volts. Il est d'ailleurs possible d'augmenter cette haute tension jusqu'aux environs de 425 à 450 volts sans dommage pour ce tube, ni pour les tubes 12A6 du push-pull modulateur ; néanmoins, dans ce cas, la résistance (154-2) des écrans 12A6/BF sera portée à 25 kΩ. Pour les étages 6G6 (oscillateur), 12A6 tripleur) et 6SJ7 + 6SS7 (B.F.), on intercale une résistance bobinée de 800 Ω 10 W dans la ligne + H.T. alimentant ces quatre étages, afin de ramener la tension entre 300 et 350 V max.

La puissance utile V.H.F. se trouve évidemment accrue proportionnellement.

●

**Variante : Etage P.A.-H.F. avec tube 6252**

En considérant le montage précédent, et notamment ce qu'il vient d'être dit à l'instant au sujet des valeurs de haute tension, une autre amélioration quant à la puissance utile V.H.F. délivrée, consiste à monter à l'étage final P.A., un tube **6252** (autres immatriculations : AX 9910 ou QQE 03-20). En effet, pour les valeurs de H.T. relativement faibles préconisées dans cette réalisation (disons, entre 350 et 450 V), il est intéressant d'utiliser de préférence un tube ayant un bon *rendement haute fréquence* par rapport à la puissance-alimentation pour lesdites valeurs de H.T. C'est le cas du tube 6252.

Par rapport au schéma de la figure XV-25-1, les modifications à apporter sont simplement les suivantes :

*a*) Les résistances d'écrans 133-1 et 133-2 pour le tube **6252** font chacune 30 kΩ 2 W (au lieu de 40 kΩ) ;

*b*) Il faut connecter un condensateur mica ou céramique de 470 pF entre la broche « écrans » et la broche « cathodes » du tube 6252, au ras du support ; en effet, contrairement au 832, le tube 6252 ne possède pas

de condensateur *interne* de découplage d'écrans. Le brochage et le support sont les mêmes que pour le tube 832.

Il va sans dire que si la haute tension d'alimentation appliquée est de l'ordre de 450 V, il conviendra aussi de réduire la tension d'écrans des tubes push-pull modulateur 12A6 (ainsi que la H.T. générale d'alimentation *des autres étages*) comme nous l'avons expliqué pour le précédent montage et par les mêmes procédés.

Concernant l'étage final B.F., une modulation plus énergique et une plus grande marge de sécurité sont obtenues en remplaçant les tubes 12A6 par des tubes 6L6 : $V_a$ = 450 V environ ; $V_{g2}$ = 300 V (repos) ; $R_{g2}$ = 25 kΩ 4 W ; Polar. $G_1$ (repos) = — 22 V.

Le transformateur de modulation présente alors les caractéristiques suivantes : $Z_{PP}$ (primaire) = 6 600 Ω ; $Z_S$ (secondaire) = 4 000 Ω environ.

Pour une haute tension générale d'alimentation de 450 V, les conditions de fonctionnement relevées avec un tube **6252** à l'étage P.A. sont les suivantes :

$V_a$ = 450 V ;

$I_a$ = 110 mA (environ et en charge) ;

$V_{g2}$ = 180 à 200 V ;

$V_{g1}$ = — 80 V (pour excitation maximum).

Comparativement au montage avec tube 832 et à puissance d'alimentation égale, la puissance V.H.F. utile disponible avec PA 6252 est supérieure.

Comme précédemment, l'étage « second tripleur » pourra être équipé de deux tubes EL 84/6BQ5, si l'on préfère.

●

Signalons enfin une variante possible dans le système de modulation. Il s'agit d'un amplificateur B.F. avec tube « clipper » permettant d'obtenir une modulation, peut-être de moindre qualité, mais plus énergique et *efficace*. Ce montage est décrit plus loin, dans ce même chapitre, au paragraphe 10 (fig. XV-49).

⁂

### F. — Etage final de puissance 120/180 W pour 144 MHz.

Les deux émetteurs précédents (figures XV-24-1 et XV-25-1), correctement réalisés et utilisés avec une bonne antenne, permettent incontestablement de longues et confortables liaisons sur 144 MHz. Cependant, parmi nos lecteurs, certains voudront sans doute trafiquer sur V.H.F. avec une puissance plus importante. Dans ce but, nous donnons maintenant la description d'un étage PA de grande puissance (puissance-alimentation = 180 watts).

Comme « exciter », nous pourrons employer l'un des deux derniers émetteurs que nous venons d'examiner; bien entendu, dans une telle utilisation, l'émetteur-exciter n'est plus modulé : La modulation est appliquée uniquement à l'étage PA que nous allons décrire.

Cet amplificateur V.H.F. de puissance est équipé d'un tube tétrode type 4-65 A de la firme américaine Eimac (son correspondant anglais est le type QY 3/65 de Mullard).

Nous avons utilisé ce tube dans les conditions suivantes :

Chauffage 6 V 3,5 A (chauffage direct avec filament en forme de spirale; ce tube doit donc être employé obligatoirement en position verticale).

$V_a$ = 1 500 V ; $V_{g2}$ = 250 V ; $V_{g1}$ = — 125 V ; $I_a$ = 120 mA ; $I_{g2}$ = 40 mA ; $I_{g1}$ = 16 mA ; $W_{g1\ HF}$ = 3,5 W environ ; $W_a$ dissipée max. = 65 W ; $W_{input}$ = 180 W ; W utile de sortie = 120 W H.F. environ. Un refroidissement par circulation d'air forcée (ventilateur) est recommandé.

En vérité, même utilisé dans les conditions précédentes, ce tube est loin de ses possibilités maximales ; on peut l'employer avec une plus grande puissance encore, notamment jusqu'à 2 500 volts à l'anode ($W_{input}$ = 275 watts).

Le schéma général de cet étage amplificateur HF est représenté sur la figure XV-26-1 ; plus loin, nous verrons les détails de réalisation pratique.

La liaison entre la sortie de l'émetteur utilisé comme « exciter » et l'entrée de l'amplificateur de puissance, s'effectue par un morceau de câble coaxial type 75 Ω.

Le circuit de grille du tube 4-65A comporte notamment une bobine $L_2$ accordée par le condensateur variable $C_2$ ; cette bobine $L_2$ est à point-milieu, ce qui facilite le neutrodynage si besoin est (nous verrons cela ultérieurement).

Le couplage s'effectue par la bobine $L_1$ enroulée autour et au centre de $L_2$ ; la réactance de la ligne de couplage est accordée par le condensateur variable $C_1$.

Voici les caractéristiques de ces circuits :

$L_1$ = 2 tours de fil de cuivre de 16/10 de mm sous isolant synthétique enroulés autour et au centre de $L_2$.

$L_2$ = 5 tours de fil de cuivre nu (poli ou argenté) de 20 /10 de mm de diamètre, à point milieu ; enroulement sur air, dia-

mètre intérieur de 12 mm ; espacement entre spires égal au diamètre du fil.

$C_1 = C_2$ = condensateur variable à air de 50 pF. $Ch_1$ = bobine d'arrêt : 40 tours de fil de cuivre émaillé de 5/10 de mm bobinés sur le corps d'une résistance de

une bobine à fer de 10 H/100 mA nécessaire pour le système de modulation Eymac employé.

Les deux broches de l'écran ($G_2$) sont découplées à la masse, ou plus exactement, à la cathode (broche « masse » du filament)

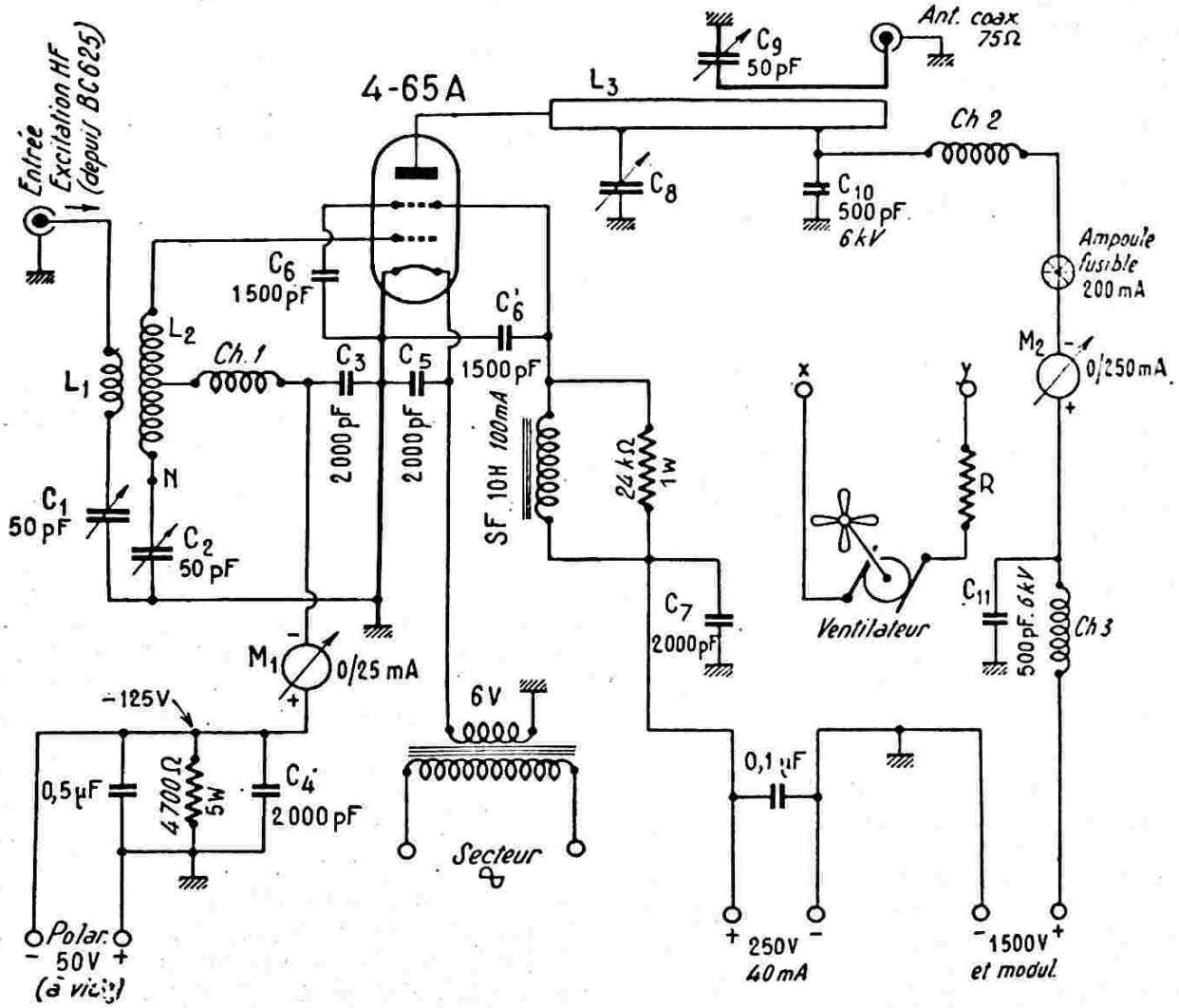



*Figure XV-26-1*

100 kΩ-1 W ou sur un bâtonnet de stéatite de 6 mm de diamètre.

La polarisation est fournie par une tension négative fixe de — 50 V aux bornes de la résistance de fuite de grille de 4 700 Ω (tension mesurée lorsque l'étage amplificateur n'est pas excité). Cette tension de polarisation monte à la valeur requise, soit — 125 V, lorsque l'amplificateur est excité normalement, c'est-à-dire lorsque l'intensité lue au milliampèremètre de grille est de 16 mA (cette intensité traversant également la résistance de grille de 4 700 Ω 5 W).

Le chauffage est assuré par un transformateur relié au secteur et fournissant la tension nécessaire de 6 volts.

L'écran est alimenté à 250 volts par un redresseur auxiliaire ($I_{g2}$ = 40 mA) ; mais l'alimentation de cette électrode traverse par l'intermédiaire de deux condensateurs $C_6$ et $C'_6$ de 1 500 pF chacun, type mica ou céramique, isolement 600 volts.

Le tube 4-65 A chauffe beaucoup. Un refroidissement par circulation d'air, nous l'avons dit, est recommandé. Un petit ventilateur sera donc monté à l'intérieur du coffret comportant l'étage amplificateur, le coffret présentant lui-même des ouvertures d'aération comme il se doit. Le ventilateur « souffle » sur l'ampoule de verre du tube 4-65 A ; mais il n'est cependant pas nécessaire que le ventilateur tourne *très vite*.

On pourra utiliser un ventilateur 110 volts (ou 220 volts, selon le cas) et les fils X et Y seront contectés au secteur. Ou bien, on pourra utiliser un ventilateur basse tension 6 volts (type automobile) et ses fils X et Y seront alors connectés à la ligne de

chauffage 6 V. Dans tous les cas, on pourra intercaler une résistance R convenable pour réduire la vitesse.

Le circuit d'anode est une ligne quart d'onde accordée par capacité, en l'occurrence par le condensateur $C_8$.

La ligne $L_3$ est faite d'un tube de cuivre poli (et si possible, argenté) de 14 mm de diamètre extérieur et de 210 mm de long (voir figure XV-26-2). A son extrémité « froide », ce tube est supporté par le condensateur $C_{10}$ de 500 pF, isolement 6 000 V, type « assiette » céramique, et

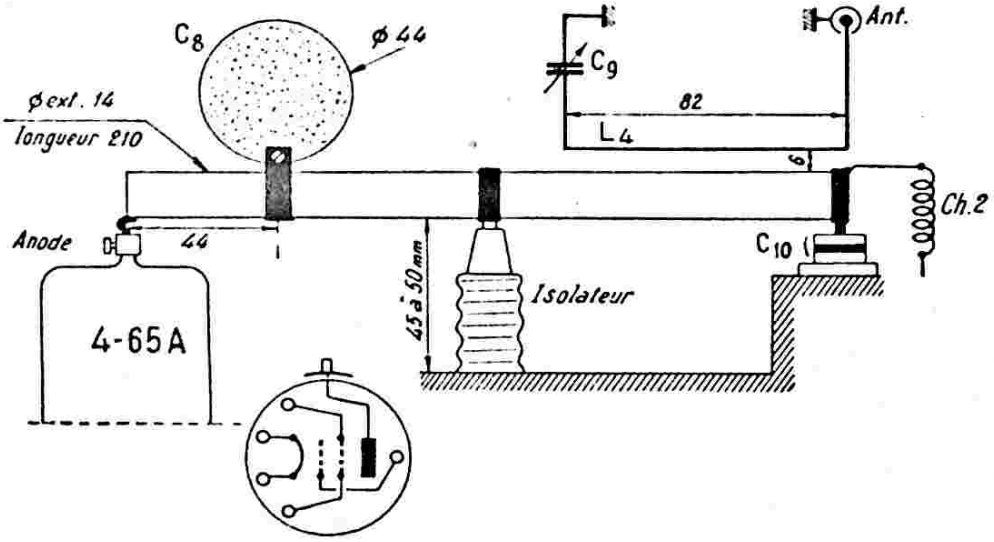



*Fig. XV-26-2*

par un isolateur en stéatite, dans sa partie médiane. (Contrairement à la représentation faite sur le schéma de la figure XV-26-1, le condensateur $C_{10}$ est tout à fait à l'extrémité de la ligne $L_3$).

A l'extrémité « chaude » de la ligne, nous avons un petit bout de tresse flexible en cuivre (rivée et soudée au tube de cuivre) reliée au têton d'anode du 4-65A par un collier en laiton à vis (à serrer modérément).

A 44 mm de l'extrémité « chaude » de la ligne, nous avons un collier supportant un disque d'aluminium ou de laiton poli de 44 mm de diamètre (épaisseur 1,5 mm). Ce disque constitue l'armature fixe du condensateur $C_8$. L'armature mobile de ce condensateur est reliée à la masse ; elle est constituée par un disque identique soudé en son centre à l'extrémité d'une tige filetée de cuivre de 4 mm de diamètr. Cette tige filetée est vissée à l'intérieur d'un canon taraudé traversant un panneau du coffret. Le contact à la masse est amélioré par un bout de corde à piano de 15/10 de mm cambrée contre la tige filetée. En outre, un contre-écrou se bloque contre le canon taraudé et immobilise la tige filetée, après réglage, en assurant un contact parfait (voir figure XV-26-3). Une butée est soudée sur la tige filetée afin de limiter le déplacement du disque mobile et d'éviter un court-circuit entre les deux disques ; en effet, un contact accidentel entre les armatures du condensateur $C_8$ ainsi constitué provoquerait sans doute la destruction du milliampèremètre du circuit anodique. Aussi, une précaution supplémentaire consiste-t-elle à intercaler une petite ampoule fusible (200 mA - 3,5 V) en série dans l'alimentation de plaque, comme nous l'indiquons sur la figure XV-26-1. Les bo-

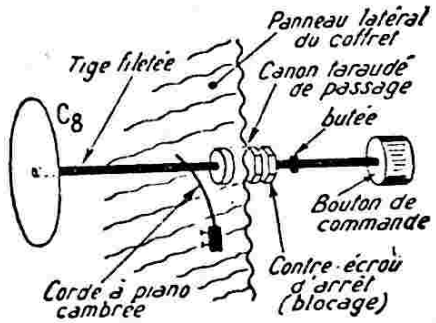



*Fig. XV-26-3*

bines d'arrêt $Ch_2$ et $Ch_3$ sont faites comme nous l'avons dit précédemment pour $Ch_1$. Quant au condensateur $C_{11}$, il présente les mêmes caractéristiques que $C_{10}$, c'est-à-dire 500 pF type assiette-céramique 6 000 V.

Le couplage à l'antenne s'effectue par la boucle $L_4$. Il s'agit d'un fil de cuivre émaillé de 16/10 de mm de diamètre et d'une longueur totale de 164 mm. Une partie de 82 mm de long voisine l'extrémité « froide » de la ligne $L_3$ à une distance de 6 mm. Cette boucle est accordée par le condensateur variable à air $C_9$ de 50 pF.

La liaison à l'antenne s'opère par un câble coaxial de 75 Ω d'impédance caractéristique.

La haute tension d'alimentation du circuit de plaque est de 1 500 V ($I_a = 120$mA); cette alimentation traverse évidemment auparavant le secondaire du transformateur de modulation non représenté sur le schéma (puissance BF nécessaire au modulateur = 90 watts environ).

Au point de vue réalisation pratique, ce sont évidemment le circuit $L_3$ $C_8$ et le circuit de couplage à l'antenne $L_4$ qui ont la plus grande importance. C'est la raison pour laquelle les figures XV-26-2 et 3 fournissent tous les détails souhaités.

La figure XV-26-2 montre également le brochage du tube tétrode 4-65 A.

D'autre part, sur la figure XV-26-4, nous voyons la disposition générale des éléments constituant cet amplificateur de puissance.

L'ensemble est monté dans un coffret rectangulaire ABCD (voir figure) aux dimensions suivantes : hauteur = 230 mm ; largeur = 400 mm ; profondeur = 200 mm. L'avant de ce coffret est fermé par un panneau E (400 × 230 mm) destiné à recevoir les deux milliampèremètres, la douille coaxiale d'antenne et les commandes de $C_1$, $C_2$, $C_8$ et $C_9$.

Le ventilateur est fixé sur un berceau incliné G, dirigeant le souffle sur l'ampoule du tube 4-65 A. Le condensateur $C_{10}$ et l'isolateur en stéatite supportant la ligne quart d'onde $L_3$, sont montés sur une petite bande d'aluminium H de 1,5 mm d'épaisseur et de 12 mm seulement de largeur, pliée en « escalier » comme le montre la figure.

Normalement, ce coffret amplificateur de puissance s'installe au-dessus du coffret de l'émetteur servant d'*exciter*.

Pour les premiers essais, réduire la tension de plaque aux environs de 750 volts... et bien se souvenir qu'il ne faut pas appliquer la tension d'écran (250 V) si aucune tension n'est appliquée à la plaque.

On commence par accorder les circuits d'entrée de façon à obtenir l'excitation normale du tube, soit environ une dizaine de milliampères (lecture de $M_1$). Signalons, à ce propos, qu'aux essais, nous n'avons pas trouvé utile d'atteindre une intensité de $G_1$ de 16 mA comme indiqué dans les caractéristiques du tube. C'est aux environs de 10 mA que l'on atteint le rendement maximum ; pour une excitation plus importante ($I_{g1}$ plus grande), le rendement n'augmente pas davantage.

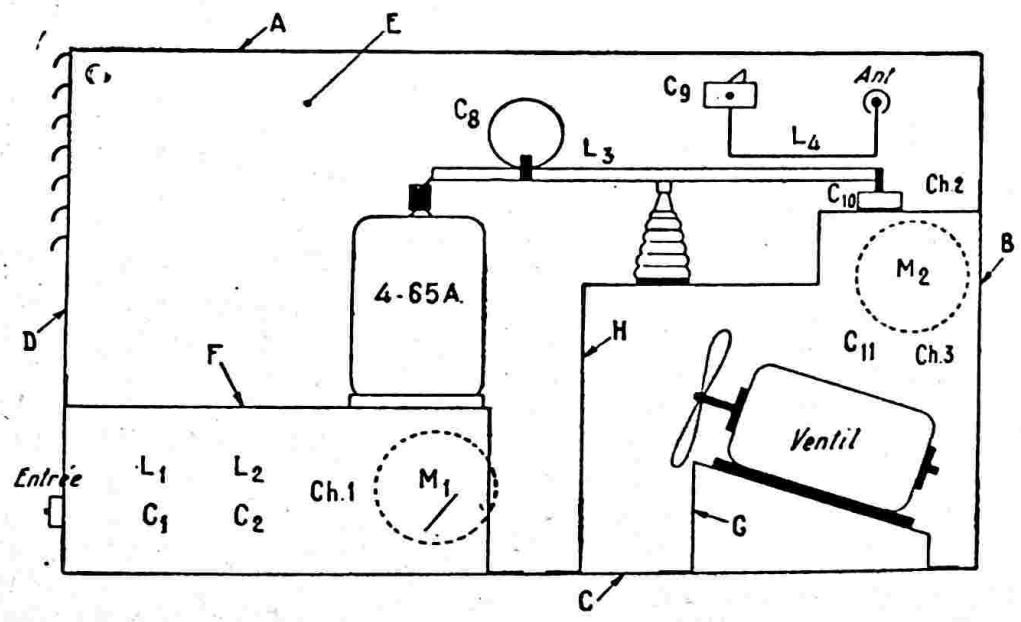



*Fig. XV-26-4*

L'arrière de ce coffret n'est pas fermé ; la figure XV-26-4 montre l'amplificateur vu de l'arrière. Le côté D reçoit la douille d'entrée pour l'excitation HF ; il comporte, en outre, des ouvertures genre « persienne ».

Le tube 4-65 A est monté sur un châssis F auxiliaire en forme de L renversé. Ce châssis a une longueur de 180 mm et une hauteur de 52 mm ; il occupe toute la profondeur du coffret, soit 200 mm.

L'antenne étant connectée, on accorde $L_3$ par la manœuvre de $C_8$ : minimum de déviation de $M_2$ et maximum de déviation du contrôleur de champ 144 Mc/s. Puis on règle $C_9$ pour l'obtention également de la déviation maximum du contrôleur de champ.

Ensuite, on applique la HT normale de plaque, soit 1 500 V, et l'on recommence dans le même ordre ($C_1$, $C_2$, $C_8$ et $C_9$) le

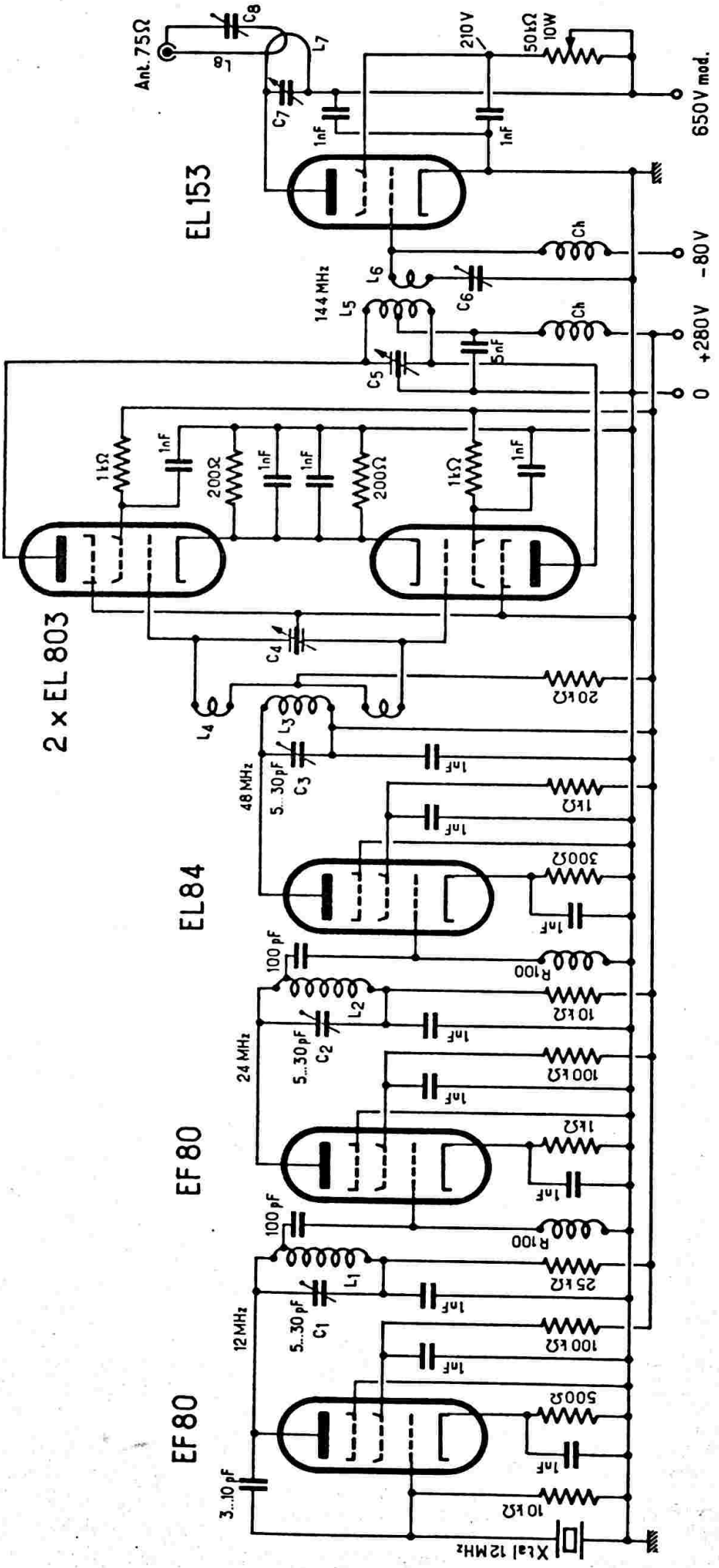

Ant. 75Ω
C8
L7
C7
1nF
210 V
50kΩ 10W
650V mod.
EL153
Ch
144 MHz
L6
C6
L5
5nF
C5
+280V
-80V
0
1kΩ
200Ω
2 x EL 803
C4
L4
L3
48 MHz
5...30pF
C3
20kΩ
1kΩ
300Ω
EL84
100 pF
R100
10kΩ
L2
24 MHz
C2
100kΩ
EF80
25kΩ
L1
12 MHz
C1
500Ω
EF80
3...10pF
Xtal 12MHz

*Fig. XV-26-5*

processus des opérations de réglage que nous venons de décrire.

Avec le châssis auxiliaire F (fig. XV-26-4) et la constitution même de la grille-écran du tube 4-65 A, les circuits d'entrée et les circuits de sortie de cet amplificateur sont très efficacement séparés. Si, cependant, on constatait une tendance à l'auto-oscillation (présence de HF dans le circuit de plaque, décelée par une ampoule au néon, par exemple, lorsque l'excitation est supprimée), il suffirait d'effectuer un léger neutrodynage. Pour cela, on soude au point N (fig. XV-26-1) un morceau de fil qui traverse le châssis auxiliaire au moyen d'une perle de stéatite et que l'on approche plus ou moins de l'ampoule du tube 4-65A (c'est-à-dire de l'anode).

Ne soyons pas effrayés ou surpris ! En fonctionnement normal aux conditions indiquées, l'anode du tube 4-65A devient rouge sombre, voire orange. C'est la raison pour laquelle une bonne ventilation est recommandée.

●

suite, nous avons : un étage doubleur de fréquence 24 MHz (second tube EF 80) ;

Un autre étage doubleur de fréquence 48 MHz (tube EL 84) ;

Un étage tripleur de fréquence 144 MHz (push-pull de EL 803) ;

Et enfin, l'étage final P.A. 144 MHz avec tube EL 153.

Dans le cas présent, l'étage P.A. est alimenté en H.T. *modulée* (650 V).

Les bobinages présentent les caractéristiques suivantes :

$L_1$ = 20 tours, fil émaillé 5/10 de mm, sur mandrin de 8 mm de diamètre.

$L_2$ = 9 tours, fil de cuivre nu de 20/10 de mm, sur air, diamètre intérieur de 14 mm.

$L_3$ = 6 tours ,comme ci-dessus.

$L_4$ = 2 fois 5 tours, comme ci-dessus, $L_2$ étant placé entre les deux éléments de $L_4$.

$C_4$ = 2 × 15 pF air.

$L_5$ = 2 tours, fil de cuivre nu de 20/10 de mm, sur air, diamètre intérieur de 12 mm ; point milieu.

$C_5$ = 2 × 15 pF air.

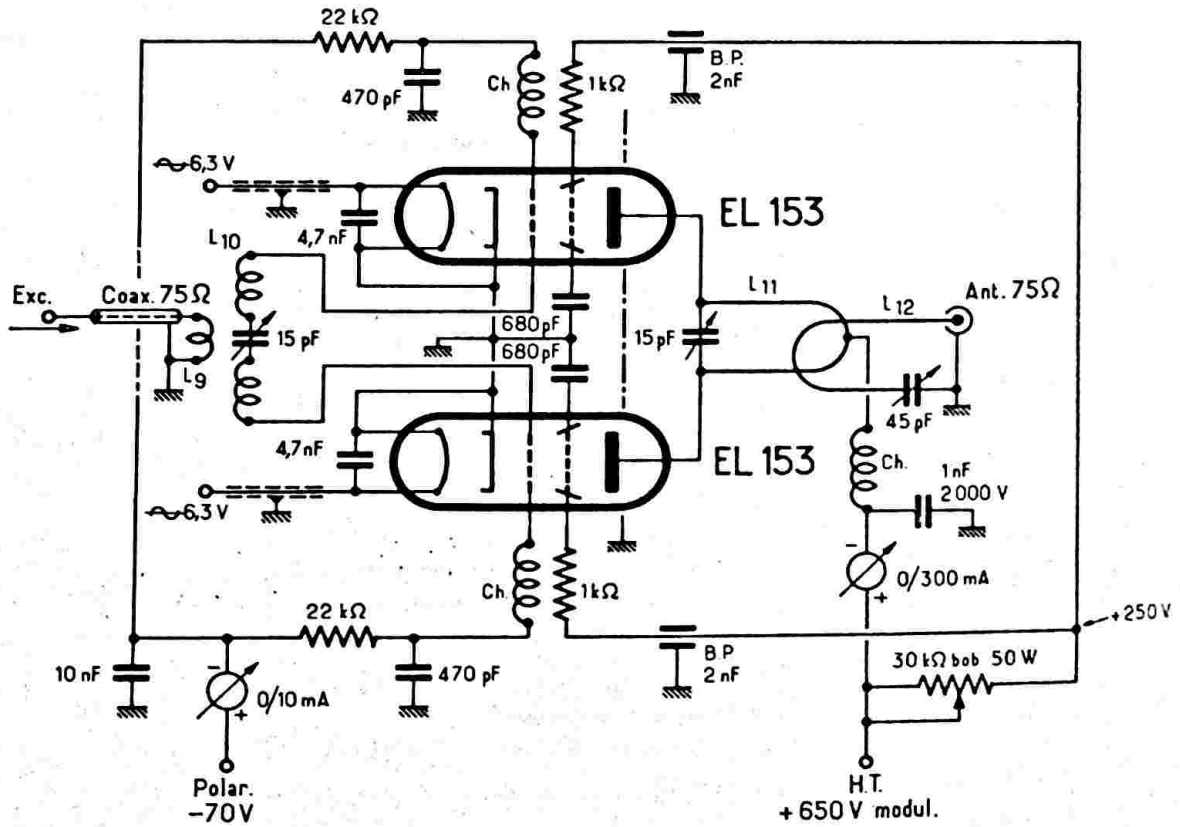



*Fig. XV-26-6*

## G. — Emetteur 144 MHz 45 W ou 100 W. (OM)

Cette intéressante réalisation est d'origine allemande (document Telefunken).

La version 45 watts est représentée sur la figure XV-26-5. Nous partons d'un quartz 12MHz (premier tube EF 80) ; en-

$L_6$ = 1 tour, fil de cuivre nu de 20/10 de mm ; diamètre intérieur de 22 mm, autour de $L_5$.

$C_6$ = ajustable 4/40 pF air.

$L_7$ = bande de cuivre ; épaisseur 1,5 mm, largeur 8 mm, longueur 100 mm repliée en U (écartement 30 mm environ).

$C_7$ = 15 pF air.

$L_8$ = identique à $L_7$ et couplée à $L_7$.
$C_3$ = 45 pF ajust. air.
Ch = bobine d'arrêt, 50 tours de fil de cuivre sous soie de 3/10 de mm enroulés sur le corps d'une résistance de 47 kΩ 2 W..

Dans la version 100 watts, nous avons un étage supplémentaire comportant deux tubes EL 153 en push-pull. Ce nouvel étage P.A. est représenté sur la figure XV-26-6, et bien entendu, il est excité par l'étage EL 153 simple du précédent schéma. Il va sans dire que dans le cas présent, la haute tension *modulée* est appliquée au nouvel étage P.A. (et non plus à l'étage EL 153 précédent qui devient un simple étage driver H.F. et qui peut s'alimenter alors sous une tension réduite aux environs de 500 V).

Les bobinages présentent les caractéristiques suivantes :

$L_9$ = 2 tours, fil de cuivre nu 20/10 de mm, sur air, diamètre intérieur de 12 mm.

$L_{10}$ = 2 fois 3 1/2 tours, comme précédemment, $L_9$ étant couplée entre les deux sections de $L_{10}$.

$L_{11}$ = bande de cuivre ; épaisseur 1,5 mm ; largeur 8 mm ; longueur 280 mm, repliée en U d'anode à anode.

$L_{12}$ = comme ci-dessus, mais longueur de 100 mm ; le couplage de $L_{12}$ est ajustable par rapport à $L_{11}$ pour l'obtention d'une charge correcte par l'antenne.

Ch = comme précédemment.

●

## § 5. — Les tubes-boutons (lampes-glands)

Il y a quelques années, les lampes courantes qui se prêtaient à la réception et à la production des ondes à V.H.F., étaient assez rares. L'un des principaux obstacles au bon fonctionnement de ces tubes sur fréquences élevées était leurs capacités inter-électrodes importantes.

D'autre part, les pertes dans le support et le culot, le temps de parcours des électrons (1), sont autant de facteurs qui, réunis, font tendre le rendement vers zéro !

Pratiquement, la limite de fonctionnement de tels tubes se situe aux environs de 30 MHz.

(1) On sait que la vitesse des électrons se calcule approximativement par la formule :
$V = 600 \sqrt{Va}$
V = vitesse en kilomètres/seconde
Va = tension d'anode en volts.

Fort heureusement, à l'heure actuelle, avec les tubes miniatures tout verre, tous ces problèmes ont été résolus, et l'on peut dire que la plupart des tubes courants peuvent être utilisés sur V.H.F. ; il suffit pour s'en convaincre d'examiner les nombreux montages que nous avons déjà décrits.

Mais il n'en a pas toujours été ainsi, et dans cet ordre d'idée, les tubes-boutons, ou tubes-glands, ou encore « acorn tubes », ont constitué un perfectionnement important.

Notons les types 954, 955, 956, 957, 958 — 4671, 4672, 4674, 4695, etc..., etc...

●

*Oscillateur* 4671.

La figure XV-27 donne le schéma de ce petit émetteur auto-oscillateur simple, utilisant un tube-gland européen type 4671, et pouvant couvrir la bande O.T.C. comprise entre **2 et 6 m.**

La bobine $L_1$ comprend 6 tours de 15 mm de diamètre, répartis sur une longueur de 25 mm, en fil de cuivre nu de 16/10, bobinés sur air et sans support (directement aux bornes de $CV_1$).

Le condensateur variable $CV_1$, de 50 pF de capacité maximum, doit présenter une résiduelle aussi faible que possible.

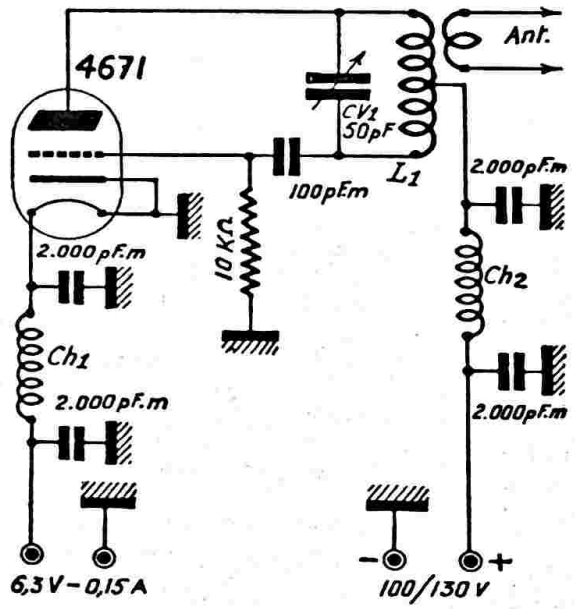



*Fig. XV-27*

Les bobines d'arrêt U.H.F., $Ch_1$ et $Ch_2$, sont réalisées en enroulant sur air 20 spires de 10/10 émaillé, sur un diamètre de 12 mm. environ ; écartement de 2 mm. entre spires.

L'aérien utilisé est, de préférence, un dipôle demi-onde.

*Récepteur super-réaction* 4671.

Le montage en est donné sur la figure XV-28 ; nous utilisons encore la super-réaction monolampe en profitant de la constante de temps de l'ensemble $R_1$-$C_1$. La grille se décharge, en commandant l'amortissement périodique requis, à une fréquence que l'on rend inaudible.

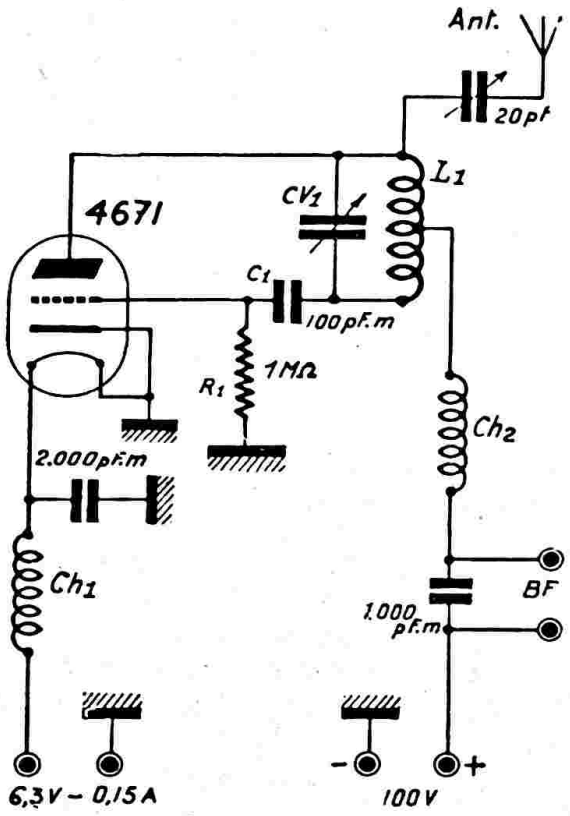



*Fig. XV-28*

*Notes :*

1° Des résultats identiques peuvent être obtenus avec des tubes-glands, genre 955 ;

2° Un schéma de récepteur changeur de fréquence utilisant des tubes-glands pentodes type 954, a déjà été donné sur la figure XV-8.

*Super-réaction H. Copin.*

H. Copin a proposé le montage intéressant de la figure XV-29. La variation de fréquence (soit l'accord) est obtenue par un variomètre de grille, LL'. Donc, suppression du condensateur variable en parallèle qui, trop souvent, sur U.H.F., d'après l'auteur, se comporte en véritable court-circuit électrostatique.

On fait L = 2 spires mobiles non jointives de 35 mm. de diamètre et L' = 2 spires fixes non jointives de 15 mm. de diamètre.

Ch est constituée par 100 spires jointives de 35 mm. de diamètre.

M. Copin indique qu'une telle réalisation peut « descendre » vers 2 mètres, en utilisant des *triodes ordinaires* de l'époque des années 30...

En employant un tube-bouton, 955 par exemple, ce montage est vraiment remarquable par sa sensibilité et sa stabilité.

## § 6. — Circuits spéciaux pour V.H.F.

Lorsque l'on « descend » en longueur d'onde, le circuit oscillant classique — bobine et condensateur — devient de plus en plus mauvais. Aussi a-t-on été conduit à utiliser des circuits spéciaux à haut rendement ; l'emploi de tels circuits est possible sur U.H.F., mais ne l'est plus sur des fréquences moins élevées, par suite des dimensions exagérées qu'ils prennent.

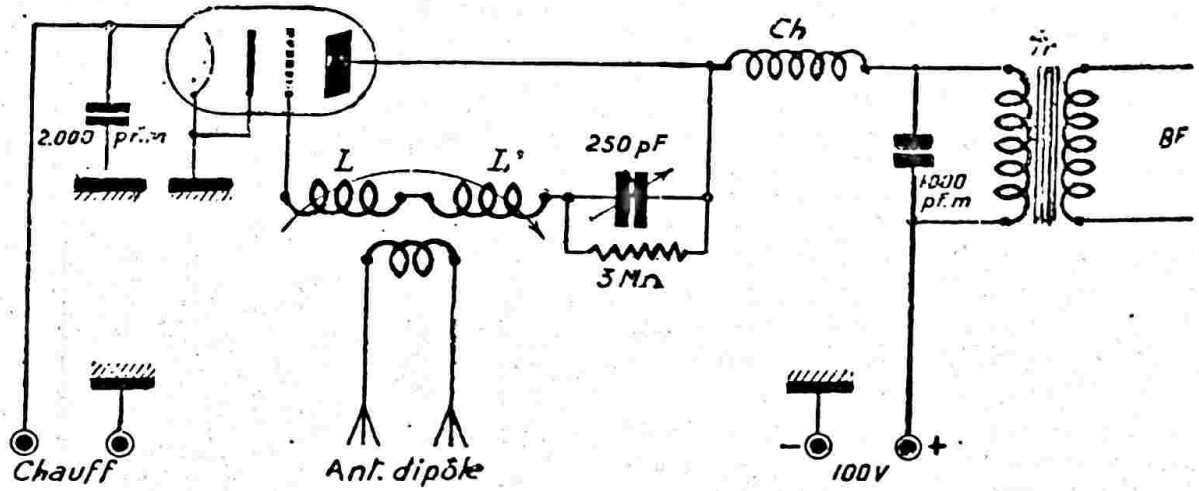



*Fig. XV-29*

Les valeurs de $Ch_1$, $Ch_2$, $L_1$ et $CV_1$ sont identiques à celles qui ont été donnée précédemment pour l'auto-oscillateur.

Aux bornes B.F., on peut, soit connecter un casque de résistance 4.000 ohms, soit brancher un transfo B.F. rapport 3, attaquant un petit amplificateur basse fréquence.

Nous situons ce paragraphe sur les circuits spéciaux dans ce chapitre, réservé aux ondes métriques ; car, en effet, on peut utiliser avec succès de tels montages dès la bande 2 mètres, par exemple.

Mais il va sans dire, naturellement, et à plus forte raison, que les circuits spéciaux sont d'un emploi courant sur les *ondes décimétriques et centimétriques,* étudiées au chapitre suivant.

Nous ne reparlerons pas des *circuits à lignes parallèles,* très intéressants aussi et qui sont, historiquement, les premiers circuits spéciaux pour U.H.F. ; nous les avons vus au paragraphe 4.

A) *Circuit Kolster.*

Il se compose de deux calottes cylindriques à fonds et à bords plats, emmanchées sur une tige centrale (fig. XV-30).

La self-induction est constituée par la tige et les deux « coquilles », et le condensateur par la capacité des bords en regard.

Suivant les dimensions des calottes, on peut déduire la self-induction et la capacité propres de l'ensemble par les relations :

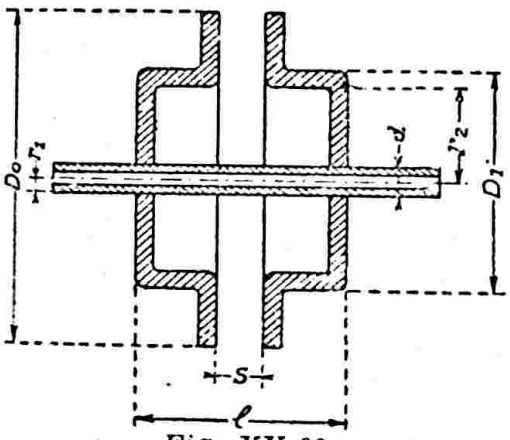



*Fig. XV-30*

$$C = 0{,}069 \frac{D_0^2 - D_1^2}{S} \text{ (en pF)}$$

$$L = 0{,}017\, l \times \log. \frac{\sqrt{r_2}}{\sqrt{r_1}} \text{ (en } \mu\text{H)}$$

Voici, à titre documentaire, quelques dimensions possibles pour des calottes de circuits Kolster vibrant dans la bande 58 Mc/s :

| | *d* | $D_1$ | $D_0$ |
|---|---|---|---|
| I | 76 m/m | 383 m/m | 492 m/m |
| II | 45 m/m | 223 m/m | 380 m/m |
| III | 32 m/m | 160 m/m | 345 m/m |

Dans ces trois exemples, nous avons : $l = 210$ mm. et $S = 6$ mm. environ.

Nous recommandons le circuit I comme présentant le meilleur facteur de qualité pour la fréquence indiquée.

B) *Circuit Holmann.*

Ce circuit dérive directement du précédent, mais il est constitué de deux calottes hémisphériques (fig. XV-31).

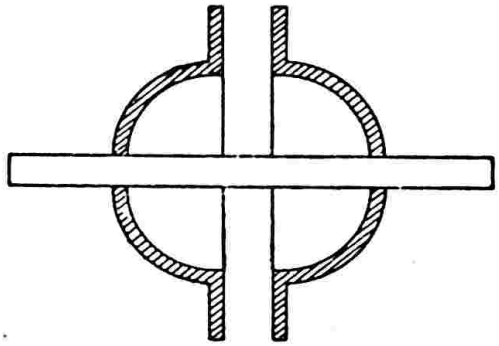


*Fig. XV-31*

*Nota.* — Dans les deux cas, les dimensions des calottes permettent d'en prévoir la fréquence de résonance. Mais on peut

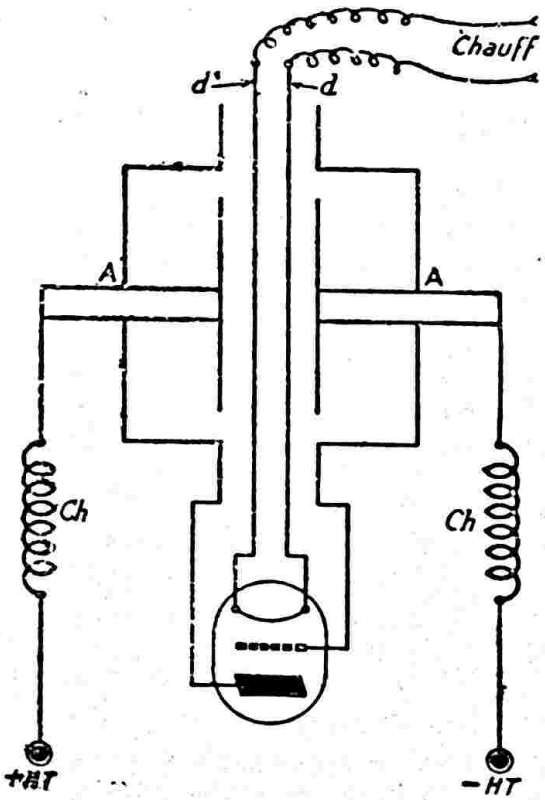



*Fig. XV-32*

ajuster exactement cette dernière en prévoyant une « coquille » coulissant sur l'axe et en modifiant la distance S (capacité).

*Applications.* — Enfin, les figures XV-32 et 33 donnent deux réalisations pratiques de montages d'oscillateurs ; ce sont là des exemples, et l'on peut utiliser l'un ou l'autre avec circuit Kolster ou Holmann.

Dans le premier montage, le chauffage est amené par des disques d et d' placés entre les deux coquilles.

Dans le second, on emploie des lampes-glands 955 montées à l'intérieur des calottes ; l'alimentation se fait par le tube supportant le circuit.

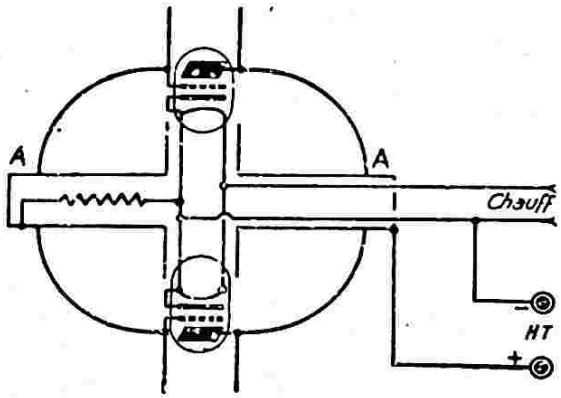



*Fig. XV-33*

Pour le couplage de l'aérien, dans les deux cas, on a des ventres d'intensité (faible impédance) aux points A, ce qui permet d'attaquer correctement une tige quart d'onde.

C) *Circuit coaxial.*

Ce circuit est formé d'une tige centrale placée à l'intérieur d'un cylindre. La figure XV-34 représente un circuit résonnant coaxial quart d'onde. Les radars et la télévision font un grand emploi de ces circuits ; de plus, ils comptent certainement parmi ceux qui présentent une réalisation facile par l'amateur.

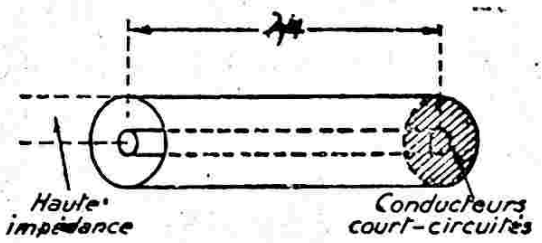



*Fig. XV-34*

Pour une fréquence donnée, la qualité d'un coaxial atteint le double de celle d'un circuit à lignes parallèles, et ce, pour un encombrement total bien moindre.

*Exemple d'utilisation d'un « coaxial »*

La figure XV-35 fournit l'exemple d'utilisation du circuit coaxial quart d'onde à l'entrée d'un récepteur U.H.F. ; ce coaxial attaque la grille de la lampe d'entrée (4672 ou 954, par exemple).

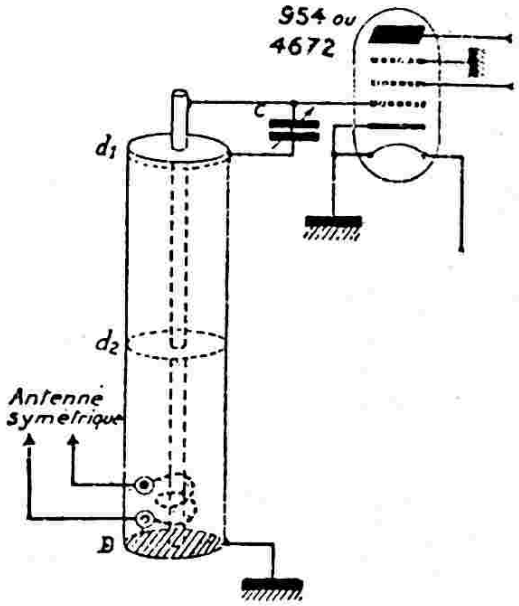



*Fig. XV-35*

On peut prévoir un petit condensateur variable à air C de 5 pF d'excellente qualité, pour parfaire l'accord.

On remarque le couplage de l'aérien au côté basse impédance, par deux spires ; les sorties sont faites à travers des perles en stéatite.

On peut maintenir l'élément central par deux *carrés* de micalex emmanchés de force à l'intérieur du tube et placés en $d_1$ et $d_2$.

Enfin, l'extrémité basse impédance B est évidemment court-circuitée par un disque de cuivre soudé et relié à la masse.

*Remarques*

1° Le condensateur C est évidemment facultatif ; mais, d'autre part, il peut être utilisé pour l'étalement de bande, entre de faibles limites cependant.

2° Naturellement, ces circuits coaxiaux peuvent également être employés dans les oscillateurs, les amplificateurs H.F. d'émetteurs, etc... au même titre que les C.O. classiques qu'ils remplacent avantageusement.

D) **Circuit « butterfly »** (ou circuit papillon).

Il découle directement du condensateur variable classique ; mais, en même temps, on fait varier l'inductance et la capacité.

En fait, voici, grossièrement expliqué, en quoi il consiste : supposons un vieux C.V. circulaire (variation linéaire de capacité), dont on aurait fendu le stator parallèlement à l'axe (donc, deux stators). La manœuvre du rotor provoque entre les deux stators, une capacité variable. Si nous relions les deux stators par une *boucle* (intérieurement), nous avons un circuit oscillant. Mais en tournant, le rotor découvre les lames fixes, masque la boucle et en diminue la self-induction. Nous avons donc bien double variation de la capacité et de la self-induction.

Plusieurs modèles de circuits papillons ont été proposés : semi-papillon, papillon, papillon coaxial, etc...

La figure XV-36 donne l'aspect du papillon. Le principal avantage de ces circuits est leur faible encombrement ; leur qualité (ou facteur de surtension) est meilleure que celle du C.O. classique, mais assez loin derrière celle d'une ligne ou d'un coaxial.

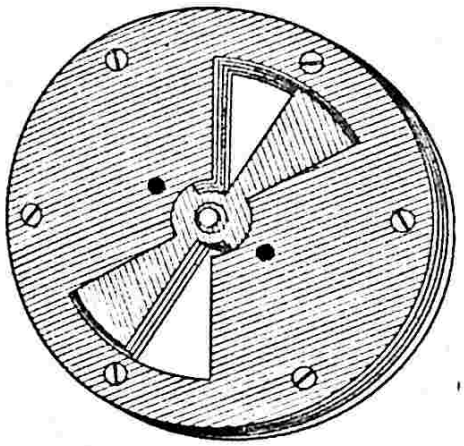


*Fig. XV-36*

Un papillon simple comprend une lame mobile tournant entre deux lames fixes ; mais on peut grouper plusieurs éléments en parallèle commandés par le même axe (comme les lames d'un condensateur variable ordinaire). Cette mise en parallèle a pour résultat d'accroître la capacité du circuit papillon, mais de diminuer l'inductance.

Un montage oscillateur à circuit « butterfly » est représenté sur la figure XV-37. Il est équipé d'un tube triode-bouton genre 955, par exemple.

Les points « chauds » du circuit sont reliés à l'anode et à la grille. La cathode n'est pas reliée au circuit, les capacités inter-électrodes grille-cathode et plaque-cathode suffisant à l'entretien des oscillations à U.H.F.

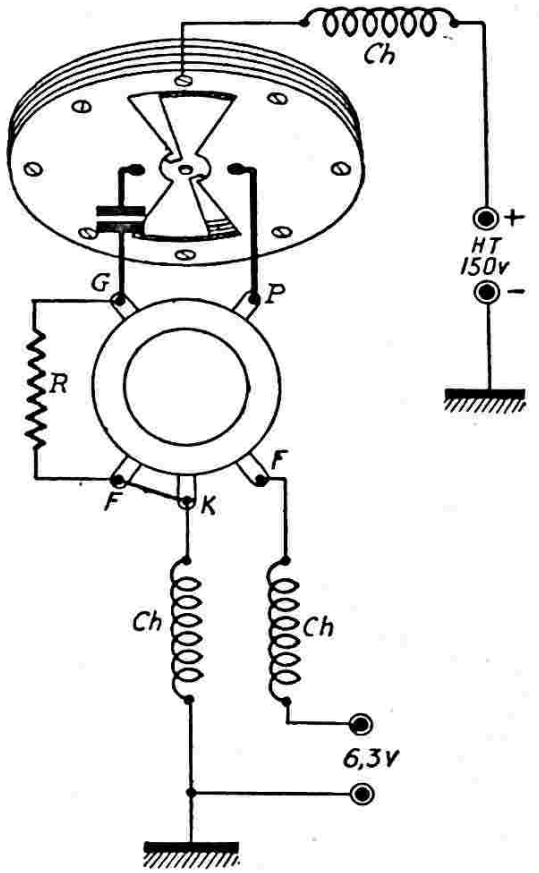



*Fig. XV-37*

## § 7. — Emetteur multilampe d'expérience 250Mc/s ($\lambda = 1{,}20$ m.)

Abordons maintenant une autre technique de la production des ondes à U.H.F.

La mise en parallèle de plusieurs tubes pour obtenir une certaine *puissance* ne permet pas d'atteindre des fréquences porteuses très élevées, les capacités inter-électrodes des tubes s'additionnant.

L'ingénieur américain P.-D. Zottu a proposé un montage spécial comportant un circuit collecteur proprement dit, auquel sont couplées des « unités oscillantes ».

On sait que des oscillations émanant de deux circuits à *fréquences très voisines* se synchronisent automatiquement. Il suffit donc de constituer un circuit de charge accordé, sur lequel on applique l'énergie U.H.F. créée par plusieurs lampes oscillant sur des longueurs d'onde aussi proches que possible les unes des autres.

Le montage réalisé par Zottu est donné schématiquement sur la figure XV-38.

Nous n'avons représenté qu'une seule unité oscillante, O. En réalité, le montage en comporte huit, disposées en rayons autour du collecteur Coll, placé au centre d'un plateau métallique P.

Les tubes utilisés sont des 834, chauffage 7,5 V — 3,25 A, travaillant sous 625 volts anodiques environ.

Tous les condensateurs C ont une capacité de 2.000 pF, diélectrique mica.

La bobine d'arrêt Ch est constituée par 5 à 10 tours de fil émaillé 5/10 sur un diamètre de 6 mm.

La bobine L est faite d'un fil de cuivre nu de 20/10 recourbé en forme d'épingle à cheveux (longueur 50 mm., écartement 38 mm.).

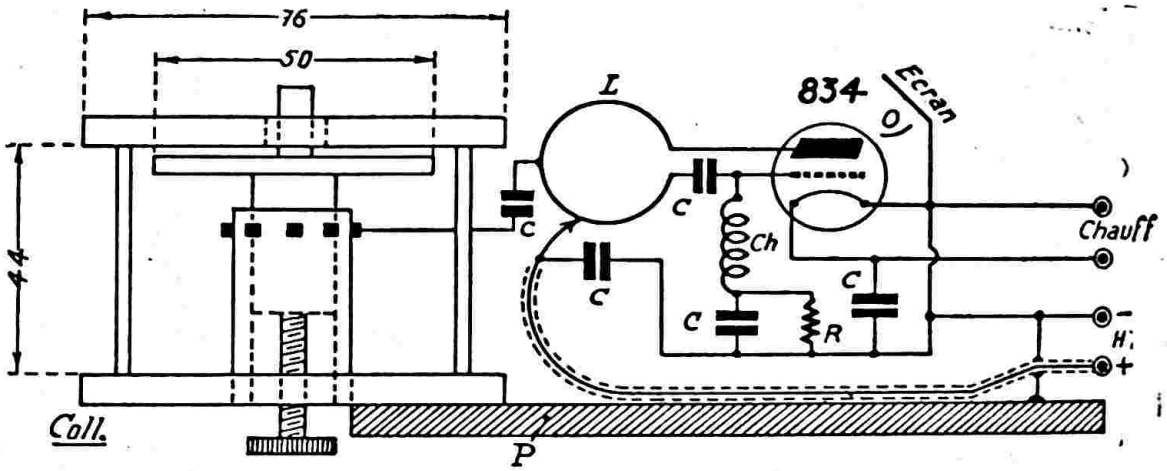



*Fig. XV-38*

Le collecteur-circuit de charge *Coll* est constitué par deux rondelles dont une mobile, permettant le réglage, par induction, du couplage de l'antenne.

Avec ce montage, Zottu a pu obtenir une puissance U.H.F. de 105 watts, sur une longueur donde de 1,20 mètre.

## § 8. — Un émetteur à impulsions d'expérience

Devons-nous rappeler les diverses utilisations des émetteurs à impulsions, dont on a tant parlé ces dernières années ? Faisons-le rapidement.

C'est d'abord l'appareil de base utilisé dans les détecteurs électro-magnétiques ou « radars » (radio-detection and ranging) avec leurs multiples utilisations militaires, aériennes : détection de raids ennemis, par exemple ; maritimes : repérage d'une flotte indésirable, etc., et civiles aussi : pilotage d'un mobile quelconque sans visibilité, etc.

L'étude des couches ionisées de la haute atmosphère, toujours par la « méthode de l'écho », nécessite aussi un émetteur à impulsions.

Ce procédé d'émission par impulsions est, en fait, plein de promesses pour l'avenir. En effet, il est possible de diffuser simultanément, au moyen d'un *seul* émetteur à impulsions, un nombre important de programmes différents, que l'on sépare selon son propre goût à la réception. Des essais en ce sens ont déjà été effectués en Amérique. Les impulsions peuvent se différencier à la réception soit par leur durée, soit par des espacements irréguliers entre eux ; on pourrait aussi les distinguer en leur donnant des amplitudes différentes, mais on préfère généralement utiliser une des deux premières solutions. Nos lecteurs ont certainement compris les caractéristiques du procédé : les sons recueillis par le microphone ne sont pas transmis d'une façon continue, mais, si l'on peut dire, stroboscopiquement. On peut comparer la transmission du son à la prise de vues d'une caméra de cinéma qui photographie la scène pendant des temps très courts séparés par des « trous ». En termes plus exacts, la modulation prend la forme d'une succession de « lancés », ou impulsions, ou « tops », séparés par des intervalles beaucoup plus importants.

A la réception, on remédie aux temps morts par une inertie électrique convenable, de même que pendant une projection cinématographique — pour continuer notre parallèle — les temps morts sont comblés par la persistance rétinienne. Les sons n'étant pas transmis d'une manière permanente, il vient évidemment à l'esprit de moduler l'impulsion 1 par un programme, l'impulsion 2 par un second programme, l'impulsion 3 par un autre encore... ainsi de suite... et l'on recommence ! D'où nécessité de la sélection à la réception. Ce serait

bien là la solution de l'avenir pour satisfaire les auditeurs de plus en plus exigeants. Ainsi, un émetteur du Service de Recherche de la Radiodiffusion française peut transmettre des impulsions d'une durée réglable de 0,05 à 1 micro-seconde (µs), impulsions lancées en moyenne toutes les 10 micro-secondes ; la modulation peut être effectuée à volonté soit en amplitude, soit en durée, soit en position. Des systèmes modulateurs multiplex à six voies modulées en durée, et un autre à quinze voies modulées en position, peuvent être utilisés.

On voit que les buts à atteindre dans les systèmes « radar » et les émetteurs à impulsions de radiodiffusion sont très distants ! Néanmoins, la *technique des impulsions* est à la base des deux cas (1).

Il en est de même sur les longueurs d'onde les plus favorables à employer suivant le cas. Les ondes centimétriques et décimétriques conviennent aux systèmes radars proprement dits (détection de mobiles). Par contre, si l'on se borne à obtenir des « échos » sur la région F des couches ionisées, une onde de 40 mètres peut convenir parfaitement, d'abord parce que lesdites couches sont suffisamment fixes, et ensuite parce qu'elles sont imperméables aux ondes de cette longueur. Pour la radiodiffusion en ondes à impulsions, des longueurs d'onde intermédiaires entre ces deux extrêmes peuvent être choisies.

D'autre part, la porteuse disparaissant durant les temps morts, la puissance moyenne consommée est beaucoup plus petite (environ 100 fois moindre) que pour un émetteur à ondes entretenues rayonnant la même puissance maximum ; en d'autres termes, à puissance consommée égale, le champ maximum obtenu est beaucoup plus important. Ainsi, il n'est pas rare de voir sortir en régime à impulsions, plusieurs kilowatts d'un magnétron utilisé à la production des ondes centi ou décimétriques d'un radar (voir chapitre suivant), lequel magnétron délivrerait seulement une centaine de watts en régime permanent !

Il en est évidemment de même pour n'importe quel autre tube et, en particulier, pour le petit *émetteur à impulsions d'expérience* que nous allons étudier maintenant : le tube oscillateur utilisé est un P2/40 — S.F.R., pouvant délivrer quelque 40 à 60 watts en régime permanent ; nous arriverons cependant à en tirer une puissance de crête voisine du kilowatt (!) en n'utilisant que du matériel courant.

Avant de commencer la description de notre « zinc » (fig. XV-39), rappelons, de nouveau, qu'il s'agit simplement d'un émetteur d'expérience destiné à familiariser l'amateur avec cette nouvelle technique.

Néanmoins, précisons que la direction générale des Télécommunications autorise ce type d'émission sous certaines réserves. Voici, d'ailleurs, l'extrait de la réglementation se rapportant à cette question :

« Le procédé de modulation d'une onde par impulsion ne sera admis que dans les bandes de fréquences supérieures à 430 Mc/s, et sous réserve que la fréquence des impulsions ne dépasse pas le 1/100 de la largeur de la bande allouée.

« Toutefois, ce procédé pourra être utilisé dans les bandes comprises entre 30 Mc/s et 430 Mc/s, exclusivement pour la télécommande de modèles réduits et sous réserve que la fréquence des impulsions reste inférieure à 10.000 par seconde. »

Mais revenons à notre émetteur d'expérience.

Voyons d'abord l'auto-oscillateur, qui ne présente absolument rien de particulier : il est équipé d'un tube double à faisceaux dirigés, type P2/40 de la S.F.R., lampe spécialement étudiée pour l'obtention d'un parfait fonctionnement jusqu'aux ondes très courtes.

Un montage symétrique soigné (oscillateur Mesny), aux connexions courtes et rigides, monté dans un coffret aluminium, permet d'obtenir une fréquence d'émission relativement stable. Il est évident que c'est le circuit LC qui détermine cette fréquence, et il sera dimensionné convenablement. Pour augmenter le plus possible la stabilité, nous choisirons un rapport L/C très faible (circuit à forte capacité).

L'aérien attaque le circuit de sortie L'C' accordé sur la même fréquence que le circuit LC, et couplé à ce dernier par une ligne à basse impédance.

---

(1) Pour les lecteurs désirant une étude plus approfondie des circuits mis en œuvre, nous ne saurions trop leur recommander de voir les excellents articles parus sous les titres « La technique du radar » et « La technique des impulsions », dans *Le Haut-Parleur*, numéros 783 et suivants, sous la signature de L.B. Voir également « La modulation multichannel », page 197, de « Vues sur la Radio », de Marc Seignette †.

*Autre bibliographie :*

« *Radio Handbook* » by Editors and Engineers (Santa Barbara).

« *Cours de Radioélectricité Générale* » de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications (Tome 3 - Livre 1 - L'Emission).

*Contrairement à ce qu'a indiqué notre dessinateur sur la figure XV-39, les cathodes et les grilles-écrans des deux éléments de la P2/40 sont reliées à l'intérieur de l'ampoule.*

Si l'on veut faire fonctionner cet émetteur dans la bande 430 Mc/s, en respectant les termes de la réglementation, l'oscillateur doit être modifié comme il est indiqué sur la figure XV-40.

Nous nous excusons d'entrer dans le domaine du chapitre suivant, réservé aux ondes déci et centimétriques, puisqu'avec la bande 430 Mc/s, nous avons $\lambda = 70$ cm. environ.

La bobine L est alors constituée par une simple boucle d'un diamètre de 40 mm.

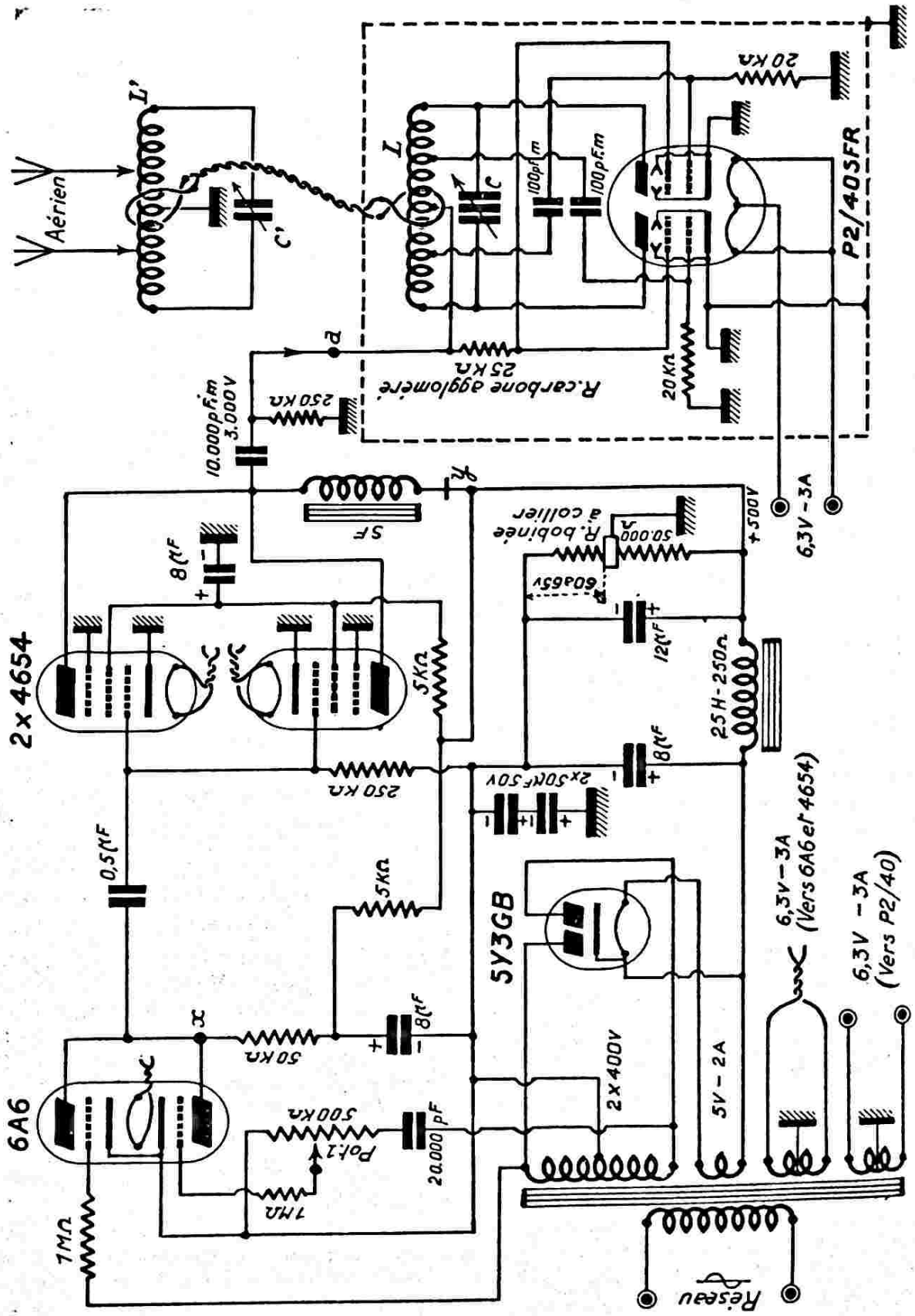



Fig. XV-39

faite en tube de cuivre poli de 3 mm. Le report d'énergie sur les grilles est faite au moyen de prises soudées, et à travers des capacités à air de 30 pF. L'aérien est couplé directement sur cette boucle.

La capacité C est faite par deux disques de cuivre de 20 mm. de diamètre en regard, à une distance de 6 mm. environ ; cette capacité peut, d'ailleurs, être rendue variable en montant l'un des disques au bout d'une vis (variation de l'écartement des disques).

La longueur d'onde limite du tube P2/40, utilisé en amplificateur, est de l'ordre du mètre ; mais, en *oscillateur*, il fonctionne encore très bien vers 70 cm.

D'autre part, quel que soit le montage employé (fig. XV-39 ou fig. XV-40), la S.F.R. indique les conseils suivants concernant l'emploi de ce tube :

1° Sur U.H.F., un refroidissement par circulation forcée d'air (ventilation) est recommandé ;

2° Pour profiter des avantages des sorties très courtes (de capacité et d'inductance extrêmement réduites), il y a lieu d'utiliser un support spécialement approprié, et tenant compte de la fragilité relative des sorties effectuées directement sur le verre, sans culot intermédiaire. Un tel support devra être, en principe, constitué par des douilles à ressort raccordées à des bornes fixes contiguës, par des bandes de métal souple permettant aux douilles un déplacement de quelques dixièmes de millimètres, dans tous les plans et dans toutes les directions.

Revenons, maintenant, à la figure XV-39. Les filaments des deux éléments tétrodes sont connectés en parallèle, ce qui permet un chauffage sous 6,3 volts. Enfin, les deux anodes sont sorties sur le sommet de l'ampoule ; les électrodes présentant ainsi un très grand isolement, on n'est pas limité, tout au moins à ce point de vue, dans la puissance de crête délivrable.

Il est évident que, jusqu'à présent, cet auto-oscillateur ne présente rien de particulier ; ainsi, si, au point a, on applique une tension continue de + 400 à 500 volts, l'oscillateur fonctionne comme d'habitude (régime permanent) en engendrant des ondes entretenues. Or, au point a, nous appliquons, non pas une tension continue, mais des impulsions très brèves et d'amplitude très élevée — impulsions issues de l'alimentation à rupteur électronique, représentée à gauche de la figure XV-39.

On remarquera aussi que l'alimentation des grilles-écrans du tube P2/40 se fait directement « en impulsions » à travers une résistance non inductive de 25 kΩ (résistance en carbone aggloméré). Si l'oscillateur est parfaitement symétrique, aucune composante HF ne doit apparaître sur ces électrodes, leurs courants étant en opposition. N'oublions pas que nous fonctionnons en impulsions et que, de ce fait, il ne doit y avoir aucun condensateur de découplage sur les écrans ; une telle capacité ne manquerait pas d'amener un déphasage entre les tops appliqués aux écrans et ceux qui sont appliqués aux anodes, et cela perturberait complètement le fonctionnement de l'auto-oscillateur.

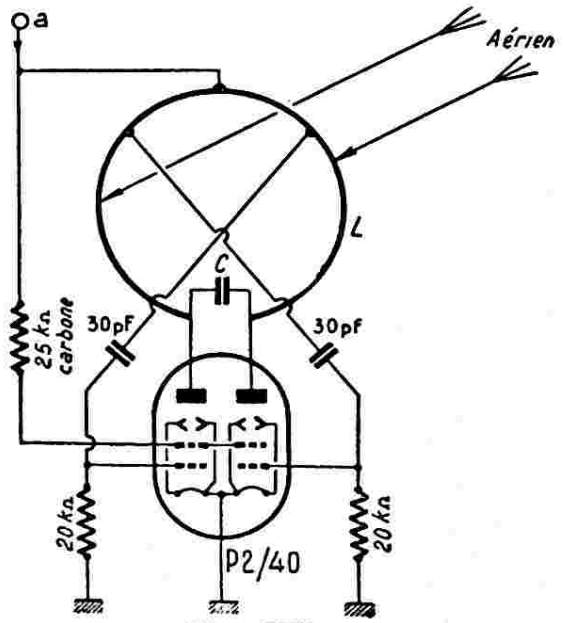



*Fig. XV-40*

L'alimentation est très simple, mais son fonctionnement particulier nécessite quelques explications. L'alimentation proprement dite, ou redresseur H.T., est équipée d'un tube 5Y3GB et d'un transformateur avec enroulement haute tension de deux fois 400 volts efficaces, cellule de filtrage en $\pi$. Le — H.T. est relié à la masse par le collier d'une résistance bobinée de 50.000 Ω, afin de disposer d'une tension négative de blocage de 60 à 65 volts (fig. XV-39). Le débit moyen exigé étant faible, la tension redressée monte aux environs de 500 volts.

Le rupteur électronique est constitué par deux tubes 4654, dont les grilles sont commandées par la double triode type 6A6.

On attaque les deux grilles du tube 6A6 par une tension alternative de grande amplitude à partir du secondaire H.T. du transformateur Tr, en intercalant des résistances de 1 mégohm pour limiter le débit au moment des alternances positives. L'une des grilles du tube 6A6 est donc reliée directement à une extrémité du se-

condaire H.T.2; quant à l'autre, elle est connectée à l'autre extrémité, mais par l'intermédiaire d'un système déphaseur réglable par Pot.1.

Le recul de grille de la 6A6 étant d'une vingtaine de volts environ, il en résulte que, si l'on considère un seul élément triode, il est pratiquement bloqué pendant toute l'alternance négative et fortement saturé pendant l'alternance positive ($V_{g\ max}$ de l'ordre de 500 V). Sur l'anode correspondante dudit élément triode, on recueille une succession de signaux rectangulaires (courant plaque en forme de créneaux). Si les deux tensions d'attaque de grille sont rigoureusement en position (décalées de 180°), les deux anodes étant réunies en parallèle, il va de soi que le courant total résultant des deux anodes est constant. Mais si nous produisons un déphasage entre les deux attaques de grilles par la manœuvre de Pot1, il n'en est évidemment plus de même (fig. X-41, a, b et c).

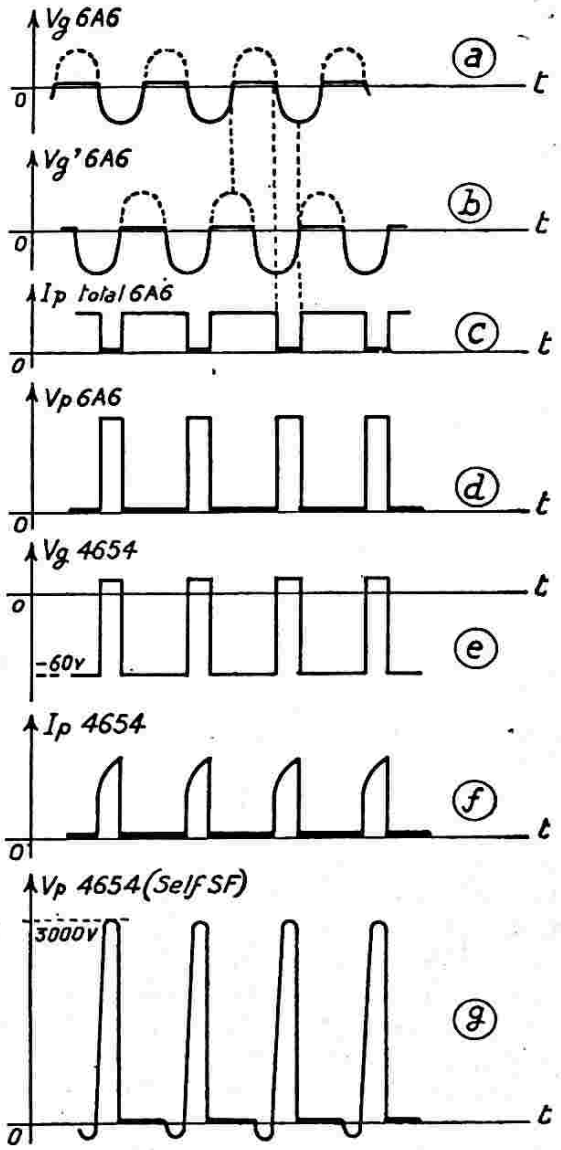



*Fig. XV-41*

Le courant anodique est bloqué *presque* simultanément dans les deux éléments triodes, et la tension anodique monte au point x de la figure XV-39 au bout d'une demi-période. Au moment où les deux grilles sont positives, la tension anodique étant déjà très faible, du fait de la consommation de l'un des éléments triode, le courant total n'augmente presque pas. C'est pour cela qu'on ne recueille à la sortie que des tops positifs. La durée de ces tops est proportionnelle à la différence [180° — angle de déphasage]; leur amplitude est environ de 400 volts, pour 500 volts alimentation (fig. XV-41 c et d).

Ensuite, nous avons deux tubes 4654 Philips montés en parallèle et polarisés à — 60, — 65 volts, environ, donc normalement bloqués au point de vue courant plaque. Les tops positifs émanant du tube 6A6 sont appliqués aux grilles par l'intermédiaire du condensateur de liaison de 0,5 µF. Un top arrivant sur les grilles déclenche un courant intense à travers la bobine d'anode SF, lequel courant est brusquement coupé par le flanc de droite du top (fig. XV-41, e et f). Cette coupure brusque du courant entraîne une surtension très importante aux bornes de la bobine SF (fig. X-41, g), et notre but est atteint ! En effet, ce sont ces surtensions brusques et successives qui fournissent les impulsions recherchées pour l'alimentation de notre auto-oscillateur ; elles lui sont appliquées à travers une excellente capacité de 10.000 pF à diélectique mica, isolement 5.000 volts minimum.

Donnons maintenant quelques détails pour la réalisation de cette bobine SF, âme de notre générateur d'impulsions. Le circuit magnétique doit être complètement ouvert (fig. XV-42) afin d'éviter la saturation ou, du moins, d'en reculer le point, de façon que nous ne puissions l'atteindre dans notre appareil. Le noyau aura une section minimum de 4 cm² ; l'enroulement sera réalisé par couches, avec interposition de papier paraffiné. On bobinera 12 couches de 100 spires de fil émaillé 20/100 de mm. D'autre part, afin d'éviter l'amorçage d'étincelles, on arrêtera chaque couche à quelque 4 ou 5 mm. des bords de la carcasse et au câblage, on connectera le + H.T. à l'intérieur du bobinage et l'extérieur aux plaques des 4654.

Pour la mise au point de l'alimentation à rupteur électronique, on la sépare du maître-oscillateur ; entre le point a (fig. XV-39) et la masse, on place une résistance de quelque trente mille ohms (à

vide, on risque de claquer irrémédiablement la bobine SF). On ajuste d'abord la tension de blocage des tubes 4654 aux environs de 60 volts, par l'ajustage du collier sur la résistance de 50.000 Ω.

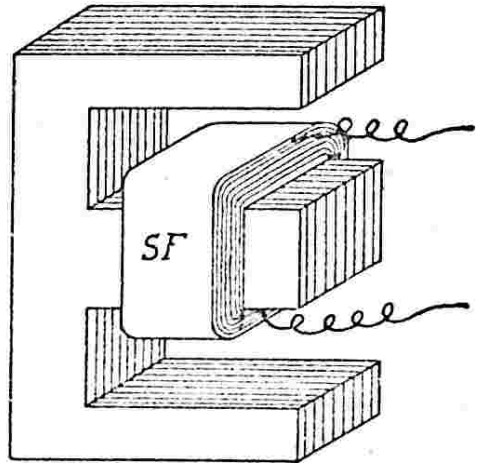



*Fig. XV-42*

Pour le réglage correct du déphasage entre les tensions d'attaque grilles du tube 6A6, il est presque indispensable de disposer d'un oscillographe. On attaque les plaques de déflexion verticale par les tensions au point a (fig. XV-39), en intercalant en série une résistance de 1.000 à 1.500 Ω (donc, en d'autres termes, on mesure la tension d'impulsions aux bornes de la résistance de 30.000 Ω que nous avons provisoirement branchée). En même temps, on intercale un milliampèremètre (déviation totale 50 mA) dans le circuit anodique des tubes 4654, au point y.

En commençant par l'opposition de phase des attaques grilles de la 6A6, on constate évidemment que le courant moyen et les impulsions sont nuls dans les plaques 4654. En manœuvrant Pot1, on voit alors apparaître courant et impulsions. Et en s'éloignant de l'opposition de phase, on découvre un point où le courant moyen continue de croître, mais où l'amplitude des impulsions n'augmente plus. On s'arrête dès que l'amplitude des tops plafonne.

On constate alors que le courant *moyen* des tubes 4654 est de 12 à 15 mA et que l'amplitude des tops sur notre résistance provisoire de 30.000 Ω, est de 3.000 volts environ. (Notons que le courant coupé en crête dans la bobine SF est de 500 mA environ).

Cette mise au point terminée, enlevons la résistance de 30.000 Ω et connectons l'alimentation à l'auto-oscillateur.

Ici, les réglages sont classiques et bien connus de nos lecteurs ; ils nécessitent cependant un petit avertissement : en effet, si un amateur curieux place de petites ampoules dans les feeders de l'aérien, ou s'il couple une boucle de Hertz, il ne manque pas d'être surpris par le faible éclat des ampoules. L'explication est la suivante : de tels contrôleurs permettent d'évaluer la *puissance moyenne* et non la *puissance de crête* en impulsions (rappelons que cette dernière est voisine du kilowatt). En fait, nos impulsions ont une durée de 50 microsecondes environ, et ce, à une fréquence de 50 périodes par seconde (fréquence du secteur) ; nous obtenons donc un fonctionnement de 50 × 20 = 2.500 microsecondes pour un temps total de 1 seconde, soit 1/400 du temps total.

Disons cependant que, malgré le faible éclat des ampoules éventuelles de réglage, il est préférable de faire la mise au point de l'ensemble en régime d'impulsions, plutôt qu'en régime permanent. Les fonctionnements de l'oscillateur dans l'un et l'autre régime sont assez différents ; et dans les conditions qui nous intéressent — soit en régime impulsif — n'oublions pas que les phénomènes transitoires tiennent une large place.

Pour plus de simplicité, comme nous l'avons vu, nous avons réalisé un simple auto-oscillateur travaillant en impulsions. Malgré cela, ce petit appareil, utilisé conjointement avec un récepteur dont les tensions de sortie attaquent un oscilloscope, permet, par exemple en exploitant le procédé de l'écho, de détecter les couches ionisées, leur distance, l'effet des orages magnétiques, taches solaires, etc... et tous les phénomènes de variations de propagation nocturne, diurne ou saisonnière.

D'autre part, si l'on tient compte du fait que la section 6A6 — 2 × 4654 du rupteur électronique avec le tube valve 5Y3GB constitue, en somme, une alimentation génératrice de tension en impulsions, il est commode d'utiliser éventuellement cette dernière pour l'alimentation d'un P.A. excité à partir d'un maître oscillateur très stable (pilote). De plus, l'amateur un peu expérimenté peut envisager, alors, la modulation de cet étage P.A. travaillant en régime impulsif.

Le champ des essais est, on le voit, très vaste aussi dans le domaine de cette technique récente.

## § 9. — Réglage des aériens U.H.F.

### Contrôleur de champ.

Le réglage d'une antenne sur U.H.F. est très facile, car il est commode de construire sur ces longueurs d'ondes faibles,

des contrôleurs de champ parfaitement accordés.

Rappelons que les antennes U.H.F. ont été étudiées au chapitre XIII § 10.

Nous prenons évidemment l'expression « U.H.F. » dans son sens général, c'est-à-dire aussi bien les U.H.F. proprement dites que les V.H.F.

Prenons le cas de l'émetteur 144 Mc/s du § 4-E, figure XV-25-1, équipé d'une antenne folded.

Pour le réglage de l'élément actif folded (et des brins parasites, si l'antenne en comporte), il suffit de coupler, par approche de l'aérien, un contrôleur de champ du type représenté sur la figure XV-43. Le réglage est correct pour l'éclairement maximum de l'ampoule. Cette ampoule est soudée au milieu d'un *dipôle demi-onde*. Pour la bande 144 Mc/s, les tiges du dipôle mesureront sensiblement 47 cm. chacune

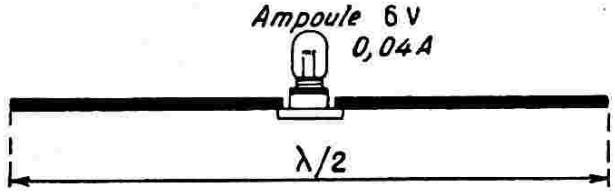



*Fig. XV-43*

Un contrôleur de champ plus perfectionné, muni d'un galvanomètre, est cependant préférable parce que plus précis. La figure XV-44 nous donne deux exemples :

En A, contrôleur avec montage en parallèle ; le redresseur est du type 1N34.

En B, contrôleur avec montage en série ; le redresseur est un WG2 (type vert) et la bobine d'arrêt Ch comporte 10 tours en fil de cuivre émaillé de 8/10 de mm.

Tous types de diodes modernes à cristal peuvent d'ailleurs convenir.

Dans les deux montages, l'indicateur de champ est un milliampèremètre à cadre de déviation totale 500 μA ; il ne mesure évidemment pas le champ en millivolts par mètre — son indication est toute relative, mais beaucoup plus précise que le jugé de l'éclairement d'une lampe.

**Ampoules jumelles ou « twin-lamp ».**

Pour déceler la présence d'ondes stationnaires dans un feeder qui doit fonctionner en ondes progressives, on fait appel à un petit appareil à « ampoules jumelles » appelé « twin lamp » par les amateurs. On sait que la présence d'ondes stationnaires dans un tel feeder indique une mauvaise adaptation de ce dernier sur l'aérien.

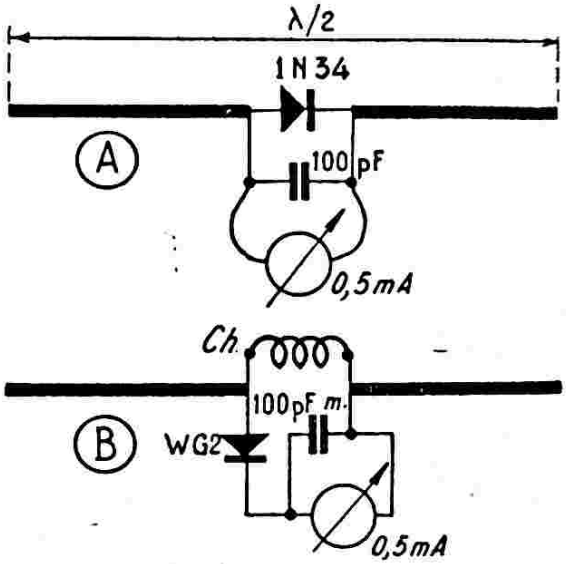



*Fig. XV-44*

Schématiquement, la figure XV-45 nous montre un twin-lamp couplé à un feeder et nous fait comprendre le fonctionnement de cet appareil. Il est composé d'une boucle de couplage et de deux ampoules **a** et **b** montées en opposition. Le tout est installé contre les deux fils parallèles du feeder FF' alimentant l'antenne.

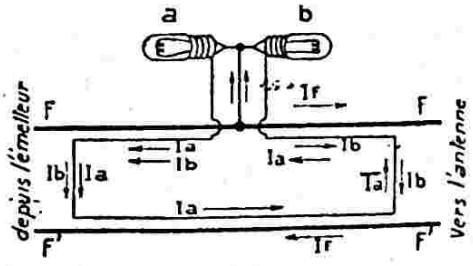



*Fig. XV-45*

$I_f$ représente le courant circulant dans la ligne FF', considéré à un instant donné. Comme le montre les flèches, et si le feeder fonctionne bien en ondes progressives, le courant induit $I_a$ et le courant dérivé $I_b$ s'ajoutent d'un côté (côté émetteur) et s'annulent de l'autre (côté antenne), le courant dérivé $I_b$ rejoignant le fil F' du feeder par capacité.

Par conséquent, si le feeder est bien connecté, sur l'antenne, à une charge égale à son impédance caractéristique, en d'autres termes si aucune onde n'est réfléchie dans

le feeder, l'ampoule **a** doit éclairer fortement, tandis que l'ampoule **b** doit rester sombre.

S'il n'en était pas ainsi, il y aurait lieu de retoucher l'adaptation de l'aérien ; cette mise au point effectuée, le twin-lamp peut évidemment être supprimé.

Les ampoules **a** et **b** peuvent être du type 6,3 V 100 ou 300 mA ; mais il va de soi qu'en employant des ampoules 2 V 60 mA, la sensibilité de l'instrument sera beaucoup plus grande.

La longueur de la boucle est fonction de la fréquence d'émission ; mais il est préférable qu'elle soit trop longue que trop courte. Pour la bande 144 Mc/s, où l'usage du twin-lamp est désormais classique, une longueur de 30 cm environ convient bien.

Il y a également possibilité d'installer directement les « ampoules jumelles » sur le feeder de l'antenne, comme il est montré sur la figure XV-46-1 (feeder type « twin lead 300 Ω »). Le dispositif est alors extrêmement sensible même avec des ampoules 6,3 V 0,3 A. A ce sujet, on comprend très bien que plus les ampoules utilisées auront une consommation faible, plus le dispositif sera sensible (cas d'un émetteur à faible puissance). D'autre part, la consommation de

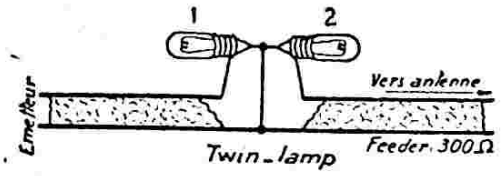



*Fig. XV-46-1*

ces ampoules doit être en rapport avec la puissance de l'émetteur ; sinon, elles sont vite grillées (twin-lamp de la figure XV-46-1)... ou alors, **ne coupler que progressivement** l'appareil au feeder (twin-lamps des figures XV-46-2 et 3).

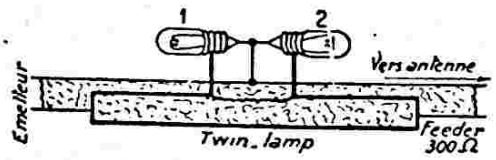



*Fig. XV-46-2*

La figure XV-46-2 montre la disposition pratique du twin-lamp de la figure XV-45. La boucle du dispositif est constituée par un morceau de 30 cm de long de « ruban 300 Ω » dont on court-circuite les extrémités. Le point commun des ampoules est relié à un fil du feeder.

Au point de vue couplage, il est maximum lorsque le twin-lamp se superpose exactement au feeder (bien plaqué contre) ; on diminue le couplage en les décalant l'un par rapport à l'autre comme il est montré sur la figure XV-46-2.

D'après ce qui vient d'être dit jusqu'ici, on remarque que le twin-lamp exige une connexion avec le feeder (point commun des ampoules). Or, prenons le cas d'un feeder connecté à une antenne mal établie (interconnexion incorrecte des impédances) ; le feeder sera alors le siège d'un taux très élevé d'ondes stationnaires. Nous venons de placer un twin-lamp (fig. XV-46-2, par exemple), qui, pourtant, indique l'absence d'ondes stationnaires (ampoule 1 éclairée, ampoule 2 éteinte). Que se passe-t-il ? C'est que tout simplement, par pur hasard, nous avons placé le twin-lamp à un ventre de courant du feeder. Les indications du twin-lamp donnent satisfaction, et pourtant le feeder est le siège d'importantes ondes stationnaires.

La leçon à tirer est la suivante : il importe de placer le twin-lamp successivement en plusieurs endroits du feeder. Dans le cas ci-dessus, on s'aperçoit qu'un peu plus loin les ampoules 1 et 2 brillent du même éclat, qu'un peu plus loin encore l'ampoule 2 s'éclaire tandis que l'ampoule 1 est éteinte, etc. Ce qui montre bien la présence d'ondes stationnaires.

Donc, nécessité de faire des observations successives au twin-lamp en divers points du feeder. Hélas, ceci équivaut à abîmer en plusieurs points le feeder lui-même pour la connexion au twin-lamp. Aussi a-t-on réalisé une autre disposition de twin-lamp fonctionnant selon le même principe et donnant les mêmes résultats sans être assujetti à un contact avec le feeder. Cette réalisation est montrée sur la figure XV-46-3 ; on voit que le twin-lamp n'est constitué que par un morceau de ruban « twin lead 300 Ω » de 30 cm de long environ dont chaque extrémité comporte une ampoule. Ce type de twin-lamp est moins sensible que les précédents : Pour un émetteur de 100 W des ampoules 6,3 V 100 mA conviennent ; pour des puissances plus faibles, on montera des ampoules 2 V 60 mA, voire des ampoules 1,5 V 40 mA. Moins sensible certes, mais combien plus commode ! N'ayant aucune connexion avec le feeder, ce twin-lamp peut être placé en de très nombreux points dudit feeder sans dommage pour ce dernier. Et si dans tous les points d'essais, c'est toujours l'ampoule 1 qui s'éclaire alors que l'ampoule 2 reste sombre (ou très pâle), on peut être certain de l'absence d'ondes stationnaires (ou d'un taux minime). Comme précédemment, le

couplage est maximum lorsque le ruban du twin-lamp se superpose exactement au ruban du feeder ; on découple en les décalant l'un par rapport à l'autre comme on le voit sur la figure XV-46-3.

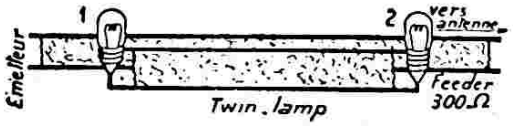



*Fig. XV-46-3*

Pour se familiariser avec l'emploi du twin-lamp, voici ce que l'on peut faire : connecter à la sortie de l'émetteur (TX 144 Mc/s, par exemple), un morceau de 5 à 6 mètres de long de câble bifilaire 300 Ω dont l'extrémité opposée à l'émetteur est connectée à une résistance non-inductive (carbone aggloméré) de 300 ohms et de puissance convenable. Coupler le twin-lamp au feeder.

Normalement, l'ampoule la plus proche de l'émetteur doit éclairer normalement ; l'autre ne doit pas éclairer du tout (si vraiment la résistance terminale de charge est bien non inductive). Et cela, quel que soit l'emplacement du twin-lamp tout au long du feeder.

Réduire ensuite la puissance de l'émetteur et court-circuiter la résistance terminale (ligne fermée) : Les deux ampoules doivent éclairer : cela indique, en effet, un rapport élevé d'ondes stationnaires.

Si la résistance terminale est enlevée et l'extrémité de la ligne laissée ouverte — ou si la ligne est fermée sur une résistance de valeur nettement supérieure à son impédance caractéristique — la faculté du twin-lamp à indiquer les ondes stationnaires dépend de sa position le long du feeder (cas exposé précédemment).

D'essais comparatifs, il ressort que lorsque l'ampoule 1 (côté émetteur) éclaire au blanc et que l'ampoule 2 (côté antenne) est seulement au rouge très sombre, le rapport d'ondes stationnaires est de l'ordre de 1,5 environ.

Il ressort également que le rapport d'ondes stationnaires correspond au rapport entre l'impédance placée en bout de ligne et l'impédance caractéristique de cette ligne. Ainsi pour une ligne de 300 Ω, des impédances de 450 Ω ou de 200 Ω donneront, l'une comme l'autre, un rapport d'ondes stationnaires de 1,5.

Après ces petites expériences, nous allons maintenant connecter à la sortie de l'émetteur, la véritable antenne rayonnante par l'intermédiaire de son feeder. Le problème consiste à amener la charge présentée par l'antenne à égalité avec l'impédance caractéristique du feeder.

Rappelons que l'on modifie l'impédance présentée par l'antenne en agissant sur le dipôle replié (radiateur adaptateur) et en agissant sur la position des éléments parasites (réflecteur et directeurs) par rapport au radiateur (cas des classiques antennes Yagi utilisées sur 144 Mc/s). Lorsque l'équivalence entre l'impédance présentée par l'antenne et l'impédance caractéristique de la ligne est obtenue, le twin-lamp (figure XV-46-3) promené tout au long du feeder, ne doit pas révéler la présence d'ondes stationnaires, ou tout au moins, simplement accuser un taux minime : ampoule 1 éclairée au blanc, ampoule 2 éteinte ou au rouge très sombre.

Rassurons nos lecteurs, en leur disant qu'un rapport d'ondes stationnaires de 1,5 maximum (rapport défini précédemment) est encore acceptable dans les installations d'amateurs. Néanmoins, on s'efforcera de faire ce rapport le plus petit possible.

Pour être complet, la figure XV-46-4 montre l'emploi d'un twin-lamp sur un

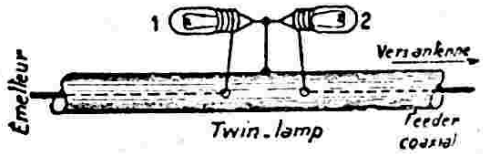



*Fig. XV-46-4*

feeder coaxial. Le dispositif, dans ce cas, est peu commode, nous le reconnaissons... surtout vu la nécessité de procéder à diverses observations tout au long du feeder.

Dans le cas d'un câble coaxial, on préfère utiliser un pont de mesure du rapport d'ondes stationnaires, pont que l'on intercale provisoirement entre la sortie de l'émetteur et le feeder coaxial d'antenne ; ou, ce qui est encore mieux, aux points de connexion à l'antenne, soit directement, soit par l'intermédiaire d'une ligne demi-onde : voir chapitre XXI § 11.

●

### Mise au point et réglage des antennes à éléments parasites du type Yagi Ondes Décamétriques et VHF

On appelle antennes à éléments parasites, nous le savons déjà, toutes les antennes directives, appelées « compactes »

ou non, portant aussi le nom du physicien Yagi. Ces antennes comportent évidemment un élément radiateur (soit dipôle simple, soit dipôle replié), un élément réflecteur (facultatif) et des éléments directeurs en nombre variable. Cet assemblage d'éléments constituant l'antenne, se présente sous la forme d'une nappe plane ; mais on peut aussi rencontrer des antennes comportant 2, 3 et même 4 nappes superposées convenablement reliées entre elles pour l'adaptation des impédances... et le respect de l'impédance à obtenir pour la connexion du feeder.

De très nombreux renseignements sont donnés dans cet ouvrage. C'est ainsi qu'une étude théorique de ces systèmes d'antennes est faite au cours du chapitre XIII, § 3. Nous avons aussi l'adaptation des impédances entre feeder et aérien au paragraphe 8 du même chapitre.

Une réalisation pratique d'antenne dirigée compacte pour ondes décamétriques est donnée au cours du paragraphe 9 (même chapitre).

Des types d'antennes dirigées pour ondes métriques (144 Mc/s, par exemple) sont décrits au paragraphe 10.

La mise en résonance d'une antenne ou la vérification de sa fréquence de résonance à l'oscillateur grid-dip est exposée au cours du paragraphe 12 ; le procédé est évidemment applicable aussi sur ondes métriques en utilisant un grid-dip VHF (chapitre XXI, § 4).

A l'instant même, nous venons de voir le contrôle possible du champ et le décèlement des ondes stationnaires au twin-lamp. La suppression des ondes stationnaires néfastes constitue un travail capital. Un procédé simple pour résoudre ce problème est exposé avec la description de l'antenne Yagi-Berr 5 éléments pour 144 Mc/ (chapitre XIII, § 10-E), procédé résidant dans la modification de la position du premier élément directeur par rapport au radiateur, et applicable aussi bien sur ondes décamétriques que sur UHF.

Voir aussi le § 11 du chapitre XXI « L'antennascope ». Malgré tous ces détails, des sujets peuvent encore demeurer obscurs dans l'esprit de quelques amateurs. Aussi avons-nous décidé de faire le point.

Comment choisir parmi toutes les solutions proposées, parmi toutes les dimensions données en ce qui concerne les écartements entre les éléments, notamment ?

Dans quel ordre doit-on procéder pour les vérifications et les réglages éventuels ?

Comment supprimer ces points obstinément obscurs ?

Il faut tout d'abord bien comprendre comment fonctionne une antenne Yagi... que ce soit pour 2, 4, 10, 15 ou 20 mètres, et nous verrons que toutes les mises au point sont extrêmement simples et se résument à peu de choses.

Dans « Proceedings » de janvier 1937 (ce n'est pas nouveau), l'ingénieur américain Brown a publié un compte rendu intéressant concernant des expériences pratiques réalisées sur des systèmes d'antennes à éléments parasites. On dispose d'un dipôle simple demi-onde (radiateur) alimenté en son centre et d'un autre élément appelé **parasite.** Ce dernier est aussi un « demi-onde », mais d'une seule pièce, et non alimenté ; il est appelé parasite parce qu'il absorbe une partie de l'énergie rayonnée par l'autre élément.

Au départ, l'élément parasite est placé à une distance égale à $\lambda/4$ par rapport à l'élément radiateur. Brown constata que le phénomène de re-radiation de l'élément parasite augmentait si celui-ci était de plus en plus rapproché du dipôle radiateur et qu'une direction marquée de l'onde rayonnée pouvait ainsi être obtenue.

L'expérience montra que l'utilisation de l'élément parasite comme **réflecteur** (plus long que l'élément radiateur et placé derrière lui) était nettement moins intéressante que l'utilisation du parasite comme **directeur** (plus court que le radiateur et placé devant lui). Dans cette dernière utilisation, l'antenne donne un rayonnement unidirectionnel relativement marqué (dans le sens du directeur), alors qu'avec le réflecteur (nous disons bien avec le réflecteur **seul**) l'antenne est plutôt bidirectionnelle.

Brown tenta donc divers essais en diminuant de plus en plus la distance entre le radiateur et le parasite utilisé en **directeur,** et en effectuant chaque fois des mesures sur le gain obtenu dans la direction du rayonnement et sur le rapport entre le rayonnement utile (avant) et le rayonnement indésiré (arrière). Il constata ainsi que le gain de l'ensemble, par rapport à un dipôle simple, augmentait de 3,8 à 5 dB en rapprochant l'élément directeur de 1/4 à 1/10 d'onde, puis rediminuait ensuite en rapprochant encore les éléments jusqu'à 1/20 d'onde.

Par ailleurs, durant ces essais, le rapport entre le rayonnement arrière varie aussi, mais pas de la même façon. Le ta-

bleau ci-dessous montre les effets qui se manifestent selon la distance entre éléments :

| Distance entre radiateur et directeur | Gain par rapport à un dipôle simple | Rapport entre le rayonnement avant et le rayonnement arrière |
|---|---|---|
| λ/4 | 3,8 dB | 5 dB |
| λ/10 | 5 dB | 14 dB |
| λ/20 | 4,1 dB | 19 dB |

D'après ce tableau, le meilleur gain est obtenu lorsque le directeur est à 1/10 de λ du radiateur, avec un rapport avant-arrière assez intéressant ; quoique, à 1/20 de λ, l'antenne est moins encombrante (cas des ondes décamétriques) et le gain reste encore assez appréciable.

Il convient donc de bien savoir ce que l'on veut, ou alors... adopter un compromis.

Nous pensons tout de même que, pour l'amateur, c'est le facteur « gain » le plus recherché. En conséquence, nous pouvons d'ores et déjà adopter les dimensions suivantes pour la réalisation pratique de l'antenne.

Espacement entre le réflecteur et le radiateur = 0,15 λ ;

Espacement entre le radiateur et le premier directeur = 0,1 λ ;

Espacement entre les directeurs consécutifs = 0,1 λ ;

Longueur des éléments :

réflecteur = $\lambda/2$ à 1,05 $\frac{\lambda}{2}$

radiateur = 0,95 λ/2
directeur 1 = 0,91 λ/2
directeur 2 = 0,87 λ/2
directeur 3 = 0,84 λ/2
directeur 4 = 0,81 λ/2
directeur 5 = 0,78 λ/2
directeur 6 = 0,75 λ/2
directeur 7 = 0,72 λ/2
directeur 8 = 0,69 λ/2

Formules qui permettent de calculer les dimensions des éléments de l'antenne quelle que soit la bande où l'on se propose d'émettre ou de recevoir... et aussi quelle que soit l'importance de l'antenne que l'on se propose de réaliser. En effet, on pourra utiliser le nombre de directeurs de son choix, plus ce nombre étant grand, plus le gain et la directivité de l'antenne étant eux-mêmes importants. Toutefois, sur ondes décamétriques, on se limite à un seul directeur (pour des raisons d'encombrement). Par contre, sur VHF, on peut aller jusqu'à 8 directeurs, ceci étant cependant un maximum ; en effet, l'accroissement du gain dû à un nombre encore plus grand de directeurs est insignifiant et nullement justifié.

Notons que la longueur des directeurs va en se raccoursissant chaque fois. Précisons toutefois que sur V H F, où un nombre important de directeurs peut être installé, il est possible d'adopter une dimension unique sans inconvénient ; tous les directeurs ont alors une même longueur égale à 0,85 λ.

Si le radiateur « folded » ou replié a été soigneusement réalisé pour obtenir le facteur multiplicateur désiré provoquant l'adaptation de l'impédance centrale de l'ensemble de l'antenne à l'impédance caractéristique du câble utilisé, notre aérien doit déjà fonctionner assez correctement.

Reste la mise au point.

On commencera par chercher à obtenir une adaptation **rigoureuse** des impédances entre antenne et câble. Cette adaptation a pour but de supprimer toutes traces d'ondes stationnaires décelables au « twin-lamp » à l'émission... et on sait que plus les ondes stationnaires seront faibles, plus le gain d'antenne sera grand.

La vérification de l'absence d'ondes stationnaires se fera par déplacement d'un « twin-lamp » **tout au long** du feeder, et l'adaptation rigoureuse de l'impédance d'antenne au feeder (c'est-à-dire la suppression des ondes stationnaires éventuelles) se fera par modification de la position du premier directeur par rapport au radiateur.

Nous avons déjà exposé ce procédé de réglage à propos de l'antenne Yagi-Berr 5 éléments ; nous n'y reviendrons donc pas. Précisons cependant que si cette mise au point est faite correctement, l'accroissement du gain et de la directivité qui en résulte est tel qu'il donne en général, toutes satisfactions aux amateurs... et que beaucoup d'entre eux, à juste titre, s'en tiennent là !

Il y a cependant une autre catégorie d'amateurs, les coupeurs de cheveux en quatre, qui ne seront pas encore satisfaits et qui chercheront à voir si l'on ne peut pas encore faire mieux. Pour ces amateurs, nous allons exposer la suite des opérations de vérification et de réglages. Il convient cependant de préciser que si les opérations qui vont suivre peuvent être très intéressantes pour les antennes à ondes décamé-

triques (10, 15 et 20 m), elles ne présentent qu'un intérêt très restreint pour les antennes V H F.

Ce que nous pouvons chercher à obtenir encore est l'accroissement du gain (si possible) et l'amélioration de la directivité par un meilleur rapport avant-arrière, quoi que ces deux points soient incompatibles, souvenons-nous en bien. Mais, nous recherchons à avoir le meilleur compromis possible, et voici comment il faut procéder :

Nous répétons qu'il s'agit ici des antennes pour ondes décamétriques, c'est-à-dire que notre aérien comporte simplement le radiateur, le réflecteur et un seul directeur. Mais pour la commodité des réglages que nous allons exposer, il est nécessaire que les éléments parasites (réflecteur et directeur) soient réalisés en tubes télescopiques comme il est montré sur la figure XV-47.

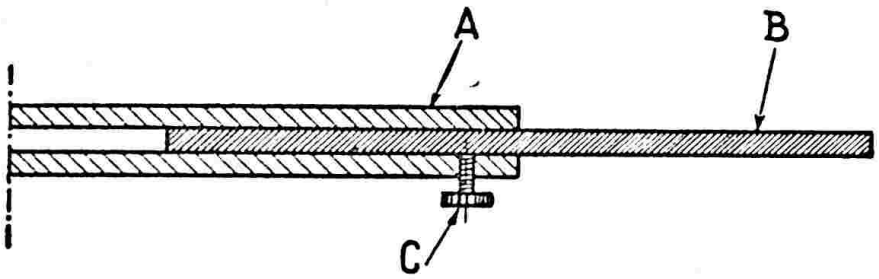



*Fig. XV-47*

A chaque extrémité des éléments parasites A, nous avons une tige B pouvant coulisser à l'intérieur et pouvant être bloquée au moment voulu à l'aide d'une vis de laiton C ; cette disposition permet de faire varier commodément la longueur du réflecteur et du directeur.

Plaçons un mesureur de champ à une distance au moins égale à deux longueurs d'onde de l'antenne. Ce mesureur de champ doit être placé dans le même plan que celui de l'antenne ; il doit être muni d'un doublet accordé sur la fréquence de mesure et soigneusement orienté dans la direction de l'antenne. Tournons maintenant l'antenne en direction du mesureur de champ (directeur de l'antenne vers le doublet du mesureur).

Déréglons provisoirement le réflecteur en allongeant le plus possible les brins télescopiques, et alimentons l'antenne à l'aide de notre émetteur.

Il nous faut maintenant ajuster la longueur du directeur jusqu'à l'obtention du **maximum** de déviation de l'aiguille de l'appareil de mesure du contrôleur de champ.

Faisons effectuer un demi-tour exact à l'antenne et ajustons la longueur du réflecteur jusqu'au minimum de déviation du mesureur de champ.

Encore un demi-tour à l'antenne, ce qui fait que nous nous retrouvons dans la position première, et retouchons très légèrement, si besoin est, la longueur du directeur pour la déviation **maximum** du contrôleur de champ.

Voilà, c'est tout ! Notre aérien ainsi réglé se trouve d'avoir le gain maximum tout en présentant un rapport avant-arrière fort acceptable.

Toutefois, nous allons mesurer les longueurs du réflecteur et du directeur déterminées ainsi expérimentalement et les comparer avec les longueurs précédemment obtenues par le calcul. Si les écarts sont importants, il nous faudra reprendre notre premier essai, c'est-à-dire la vérification de l'absence d'ondes stationnaires par déplacement d'un « twin-lamp » tout au long du feeder. Si nous constations la réapparition de quelques traces de ces ondes indésirables, il nous suffirait alors de retoucher **légèrement** la position du directeur par rapport au radiateur pour les faire disparaître de nouveau.

Nous terminerons par quelques conseils :

1° Lorsque la longueur du **radiateur** a été déterminée par la formule 0,95 $\lambda/2$, il n'y a généralement pas lieu de revenir sur ce point. Nous nous expliquons : Après la réalisation pratique du radiateur d'après la dimension calculée, on pourra fort bien en vérifier la fréquence de résonance à l'aide d'un oscillateur grid-dip, par exemple. Si l'on constatait une petite différence, on pourrait alors agir légèrement sur la longueur du radiateur pour l'amener à la fréquence de résonance désirée. Mais dans la suite des réglages et mises au point, et sous aucun prétexte, il ne faut modifier les dimensions du radiateur ainsi déterminées.

2° Le réglage **parfait** d'une antenne ne peut s'effectuer qu'à la place définitive qu'elle occupera dans l'espace. Ce qui veut dire que cela est bien loin d'être commode, voire possible ! Il faut donc reconstituer artificiellement un emplacement de réglage identique à l'emplacement définitif de l'aérien, mais moins haut (sur une terrasse, par exemple). S'éloigner le plus possible

des masses métalliques environnantes qui peuvent venir complètement fausser les réglages (fils métalliques quelconques, autres antennes, lignes électriques ou téléphoniques, zinc de toitures, etc...). Cet éloignement doit être d'autant plus important que la longueur d'onde de résonance de l'antenne est grande.

3° Enfin, dans l'utilisation du contrôleur de champ (réglage du gain avant et du rapport avant-arrière) méfions-nous des réflexions indésirables, d'autant plus gênantes que la fréquence de résonance de l'antenne est élevée.

## § 10. — La modulation des émetteurs sur V.H.F.

Rassurons immédiatement nos lecteurs ; les procédés de modulation employés sur V.H.F. sont les mêmes que ceux utilisés sur ondes décamétriques. Nous donnons cependant le conseil de moduler très énergiquement l'onde porteuse, ce qui, dans de nombreux cas facilitera les liaisons à grande distance. Modulons donc franchement à 100 % !

En fait, jusqu'à l'atteinte du taux maximum de 100 %, le rendement de l'émetteur augmente. Mais en continuant à faire croître le taux de modulation au-dessus de 100 %, le rendement baisse de nouveau, car les crêtes négatives de la modulation « coupent » la porteuse.

Une solution intéressante consiste évidemment en une modulation **à très fortes crêtes positives** et à crêtes négatives normales sans coupure de porteuse. Une modulation système Taylor (chapitre X, § 10) provoquant un « regonflage » de la porteuse durant les crêtes positives, est toute indiquée.

Quant à nous, pour la modulation plaques et écrans de l'émetteur 144 Mc/s de la figure XV-24, nous avons expérimenté un procédé différent. Ce procédé, qui nous a donné toutes satisfactions en provoquant une modulation très énergique et efficace, est illustré sur la figure XV-48.

On applique une modulation normale de l'ordre de 90 % sur le circuit anodique. Une modulation cumulative — crêtes positives et négatives normales — est obtenue dans le circuit grâce à la présence d'une bobine à fer dans la connexion d'alimentation (système Eymac). Mais, de plus, on superpose, dans le circuit écran, une modulation ne comportant que de fortes crêtes positives (1) du fait du redresseur Red (oxymétal Siemens type E125/C60).

En l'absence de modulation, on doit ajuster la tension d'alimentation d'écran à

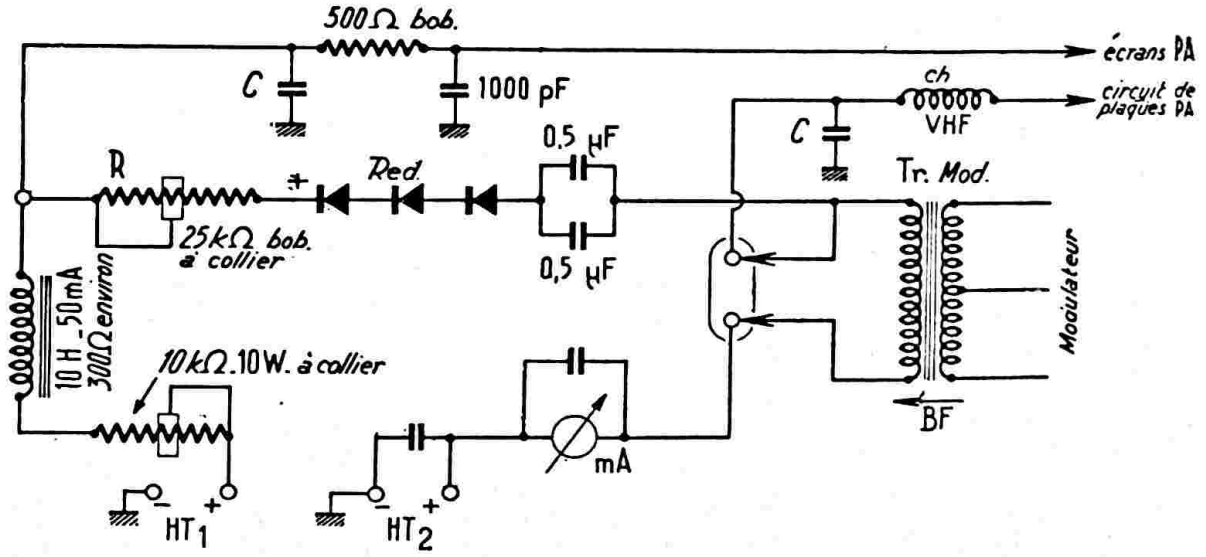



*Fig. XV-48*

une valeur inférieure à la tension normale (réglage de la résistance de 10 k Ω). Quant à la résistance R de 25 k Ω à collier, elle permet d'ajuster l'amplitude des crêtes BF positives superposées aux écrans.

Le plus généralement, cette résistance est totalement court-circuitée ; on pourra donc alors la supprimer. Si aucune instabilité ne se manifeste, il est possible aussi de supprimer le condensateur C (1 500 à 2 000 pF) et la résistance de 500 Ω bobinée. Il est également intéressant de remplacer le

(1) La bobine à fer faisant fonction de bobine d'arrêt basse fréquence.

redresseur par une diode au silicium type OA 211 ou BY 100 (résistance moindre dans le sens de la conductibilité).

Ce système est d'autant plus efficace que l'impédance propre présentée par le circuit d'écran ($V_{g2}/I_{g2}$) est élevée.

Il est d'ailleurs relativement aisé de concevoir d'autres montages avec redresseur diode, d'une réalisation pratique différente, mais reposant sur le même principe : crêtes positives seules sur la grille-écran pour le « regonflage » de la porteuse.

Néanmoins, il va sans dire que tous ces systèmes ne peuvent donner satisfaction et fonctionner correctement que si l'excitation H.F. appliquée sur la grille de commande de l'étage P.A. modulé est généreuse.

On obtient alors une modulation extrêmement énergique, essentiellement « positive », et sans coupure de porteuse par les crêtes négatives.

●

Une autre solution consiste à employer un amplificateur B.F. de modulation comportant un étage écrêteur ou limiteur d'on-

plification B.F. et d'amener ainsi les parties efficaces de la modulation à un niveau voisin du taux maximum de 100 %. Les ondes latérales à fréquences élevées provoquées par ce tronquage sont atténuées, voire supprimées, par des circuits filtreurs faisant suite.

Certes, la qualité B.F. s'en ressent ; la modulation perd de sa personnalité et prend le type « téléphone ». Mais sur V.H.F., cela a moins d'importance que sur ondes décamétriques. Dans le cas présent, on cherche surtout à passer, à porter, le plus loin possible ; c'est le DX que l'on vise, bien plus que la Hi-Fi. Et il faut alors reconnaître que les dispositifs « clipper » permettent d'obtenir une modulation très énergique, efficace, et « remplissant » bien la porteuse.

Nous avons expérimenté ce procédé sur l'émetteur 144 MHz de la figure XV-25-1 à laquelle on voudra bien se reporter. Les modifications apportées pour cet essai sont représentées sur la figure XV-49.

L'étage 6SJ7 préamplificateur microphonique est inchangé. C'est le tube suivant (6SS7 à l'origine) qui est remplacé par un tube-clipper, tube V sur la figure XV-49.

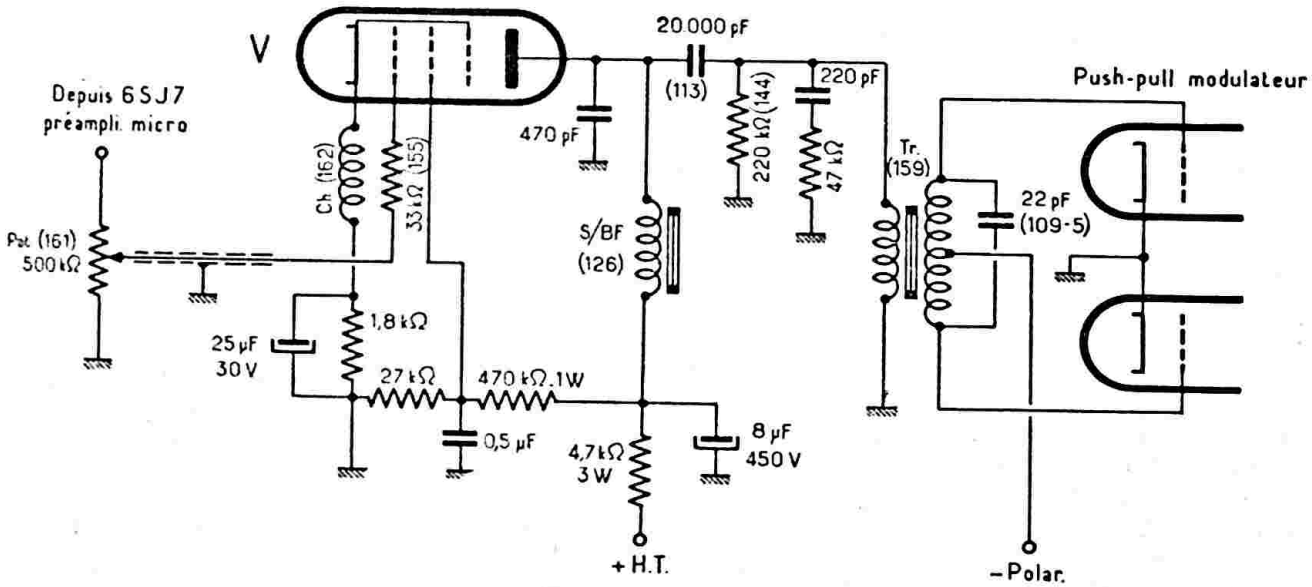



*Fig. XV-49*

des vocales (avec tube-clipper). Nous avons déjà parlé de ce système au cours du paragraphe 9 du chapitre X. On sait que les ondes vocales sont loin d'être sinusoïdales ; elles comportent de nombreuses crêtes excessivement **pointues.** Or, ces crêtes atteignent rapidement le taux maximum de 100 %, alors que les parties les plus **efficaces** de la modulation se situent, hélas, à un niveau inférieur. La solution consiste évidemment à « couper » les crêtes gênantes afin de pouvoir pousser davantage l'am-

Ce tube V est une pentode de puissance, mais son type n'est pas très critique : 6F6, 12A6, tétrode 6AQ5, etc. Il est alimenté avec des tensions de plaque, et surtout d'écran, réduites. Ce qui permet d'obtenir une caractéristique $I_p/V_g$ dont la partie linéaire utile est très courte ; d'où, l'écrêtage des alternances positives et négatives du signal B.F. d'attaque. Les fréquences élevées indésirables issues de l'écrêtage sont réduites par les deux condensateurs de 470 pF et de 220 pF en shunt sur la liai-

son allant au transformateur déphaseur. La suite du schéma est inchangée.

Il va de soi que ces deux derniers montages (fig. XV-48 et 49) peuvent parfaitement être adaptés à n'importe quel émetteur autre que ceux cités en exemple.

●

Ne terminons pas ce chapitre sans signaler les « Conseils pratiques pour la construction des émetteurs et des récepteurs V.H.F. » qui sont donnés au chapitre XX, § 1. Il est évident que ces conseils sont également valables pour les montages du chapitre suivant : ondes décimétriques (bande 432 MHz, notamment).

CHAPITRE XVI

# Technique des U.H.F. *(suite)*
# Ondes décimétriques et centimétriques

## § 1. — Propriétés des micro-ondes

Augmentons encore la fréquence, abandonnons les ondes métriques et nous voici dans le domaine des ondes décimétriques et centimétriques. C'est surtout durant la guerre de 1939-1945 que ces micro-ondes ont pris un développement extraordinaire ; mais la « reconversion » a porté ses fruits, et dans l'industrie civile, leurs applications sont nombreuses.

Les ondes métriques peuvent être concentrées facilement. Il en est de même pour les ondes déci et centimétriques, que l'on peut projeter en un mince faisceau. On utilise pour cela un petit réflecteur parabolique, par exemple, ayant le dipôle rayonnant en son foyer. Notons que plus le diamètre du réflecteur est grand, plus le faisceau est délié et plus il est puissant.

A la réception, on constate que celle-ci est maximum, lorsque les dipôles émetteur et récepteur sont parallèles (même polarisation).

Divers matériaux, placés sur le trajet des micro-ondes, modifient la réponse du récepteur (certains sont plus ou moins opaques, d'autres se laissent facilement traverser).

D'autre part, la plupart des corps réfléchissent les hyperfréquences, même ceux qui sont considérés comme transparents aux micro-ondes. Comparativement, on conçoit très bien une vitre se laissant traverser par la lumière, mais qui, sous une certaine incidence réfléchit les rayons lumineux.

Enfin, les tuyaux guides d'ondes sont d'un usage courant dans la technique des micro-ondes, où ils gardent les mêmes propriétés et les mêmes qualités que sur ondes métriques. De même, tous les circuits spéciaux vus au § 6 du chapitre précédent, trouvent une utilisation intéressante sur les micro-ondes.

## § 2. — Oscillations de Barkhausen et Pierret

Barkhausen a observé, en 1920, que des oscillations à très hautes fréquences se produisent dans une lampe triode à électrodes cylindriques, si l'on applique une tension positive de l'ordre de 200 volts sur sa grille et une tension négative sur sa plaque. Elles sont créées par un mécanisme différent du mécanisme habituel, car elles sont absolument indépendantes de tout circuit oscillant extérieur.

Ces oscillations électroniques s'expliquent ainsi : les électrons émis par le filament sont attirés par la grille positive, passent à travers celle-ci et, dans l'espace grille-plaque, rebroussent chemin ! En effet, ils sont repoussés par l'anode négative et attirés de nouveau par la grille positive. Mais, après plusieurs va-et-vient de part et d'autre de cette électrode, ils finissent bien par la rencontrer et y perdre leur charge.

Du fait des retours d'électrons de l'espace grille-anode vers l'espace grille-filament, il se produit des variations de la charge spatiale, et ce sont à ces variations, excessivement rapides, que correspondent les oscillations électriques, dont la fréquence peut atteindre, avec des lampes spéciales, 3.000 Mc/s (soit $\lambda = 10$ centimètres).

Dans le montage oscillateur à grille positive, la longueur d'onde est déterminée par les dimensions géométriques de la grille, et elle ne peut pratiquement varier que dans de très faibles limites.

Voici, d'ailleurs, quelques détails mathématiques :

Imaginons, pour fixer les idées et simplifier les calculs, que la grille soit faite de deux fils parallèles seulement (1). Voyons, sur la figure XVI-1, les traces A et B de cette grille ; représentons en E un électron et appelons ϱ la charge par unité de longueur d'un fil de grille. Le champ en E a pour valeur :

$$V = \frac{4\varrho}{EA} \cos \theta$$

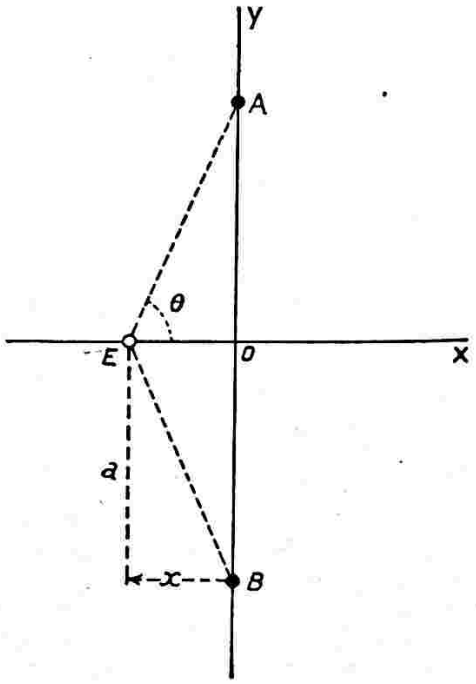



*Fig. XVI-1*

La force $m \frac{d^2x}{dt^2}$, appliquée à l'électron E de charge $e$ et de masse $m$, est dirigée vers X et a pour valeur :

$$m \frac{d^2x}{dt^2} = e\,V = e \frac{4\varrho}{EA} \cos \theta = \frac{4\varrho ex}{EA^2} = \frac{4\varrho ex}{a^2 + x^2}$$

On peut admettre que $x$ est beaucoup plus petit que $a$ et, de ce fait, on peut admettre aussi que :

$$m \frac{d^2x}{dt^2} = \frac{4\varrho ex}{a^2}$$

(1) D'après F. Bedeau, 1937

Cette équation exprime que l'électron E oscille de part et d'autre du point O et que sa pulsation ω est :

$$\omega = \frac{2}{a} \left( \frac{\varrho e}{m} \right)^{0.5} = \frac{2}{a} \sqrt{\frac{\varrho e}{m}}$$

Cette oscillation de l'électron produit des variations du potentiel grille dont la *pulsation est double* de celle qui vient d'être calculée ; en effet, la variation du potentiel grille ne dépend que de la distance de l'électron à celle-ci ; elle est la même, que l'électron E soit à gauche ou à droite de l'axe OY des coordonnées simulant la grille.

M. Pierret (C.R. Ac. Sc., 1928) a pu obtenir des ondes de 15 cm. avec un procédé de ce genre. La grille d'un tube triode est portée vers + 300 volts et la plaque vers 40 volts négatifs. Les circuits grille et plaque sont constitués par de simples tiges rectilignes terminées chacune par un disque métallique. Ce sont ces tiges qui sont le siège d'ondes stationnaires à U.H.F. Bien entendu, la longueur doit en être réglée au moyen de disques, de façon qu'il y ait résonance.

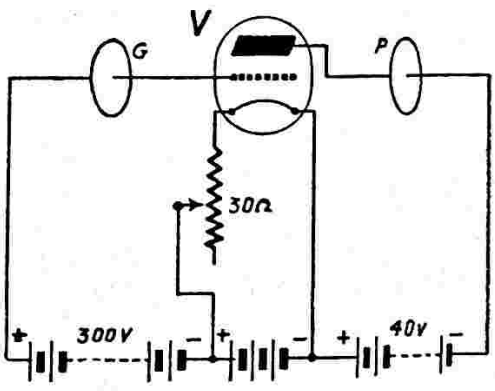



*Fig. XVI-2*

La figure XVI-2 montre le schéma de principe d'un émetteur de ce genre. V est une lampe à cornes spéciale pour oscillateur à grille positive ; les disques ont pour but d'empêcher les oscillations de se propager vers les sources d'alimentation, tout en accordant les tiges G et P ; leur diamètre est égal à λ/2, afin qu'il y ait un nœud de potentiel au centre (ventre d'intensité).

Et si, par exemple, nous modulons les ondes très courtes produites par cet émet-

teur, nous pouvons envisager de les recevoir avec un récepteur du type de la figure XVI-3. $V_1$ est une lampe à cornes semblable à celle de l'émetteur); $V_2$ est le tube amplificateur B.F., type ordinaire. $V_1$ est chauffée par une batterie shuntée par un potentiomètre de 600 ohms ; le curseur de ce dernier est relié à l'anode par l'intermédiaire du primaire d'un transformateur B.F., Tr.1, de rapport 3 ; la grille est portée à environ + 120 volts.

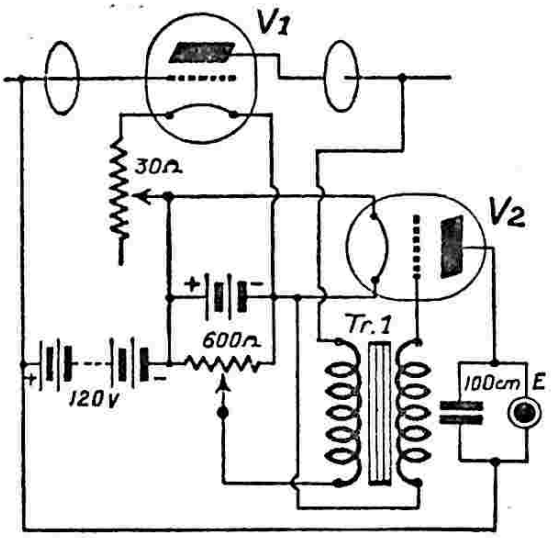



*Fig. XVI-3*

Dans le montage émetteur de la figure XVI-2, outre l'utilisation d'un tube spécialement prévu pour cet usage, il est possible d'employer des tubes à *électrodes cylindriques*, tels que les types HY75, 852, 1.628, 75 T, 35 TG, HK24, etc... Naturellement, le facteur primordial qui guide le choix d'un tube vis-à-vis de la puissance de sortie, est la dissipiation admissible sur *la grille*.

En réception, les tubes types 955 ou 7A4, par exemple, peuvent convenir.

Le procédé de Pierret a été utilisé pour la liaison France-Angleterre sur ondes de 17,4 cm. à partir de 1934, entre les aérodromes de Saint-Inglevert et de Lympne, à l'aide de réflecteurs en forme de paraboloïde de révolution. Au sujet de ces liaisons, notons que les émissions étaient affectées de fading lent, attribué à l'interférence de l'onde directe avec le rayonnement réfléchi sur le niveau de la mer. On a même constaté de brusques affaiblissements, allant jusqu'à la disparition complète des signaux, et qui ont été attribués à des défauts d'homogénéité de l'atmosphère. Certains courants d'air chaud produiraient des poches d'indice de réfraction différent de celui du reste de l'atmosphère, poches pouvant dévier totalement le rayonnement dirigé.

Un tube de construction française se prête admirablement bien à la réalisation de l'oscillateur Pierret. Il s'agit du tube UC16 de la S.F.R., pouvant produire des oscillations de 16 cm. de λ, et dont voici les caractéristiques principales :

Filament de tungstène : Vf = 2,8 à 3 volts. If = 2,75 ampères.

Tension moyenne de grille : + 200 à + 300 volts.

Tension plaque : environ — 70 volts.

Dissipation grille maximum : 18 watts.

Courant de grille maximum : 60 milliampères.

## § 3. — Emetteurs et récepteurs à grille négative

Abandonnons les oscillations électroniques de Barkhausen et Pierret, et... revenons au vieil Hartley ! En utilisant des triodes de construction spéciale, on peut aussi créer des oscillations U.H.F. avec des montages à grille négative. Il est cependant difficile de descendre au-dessous de 30 cm de λ.

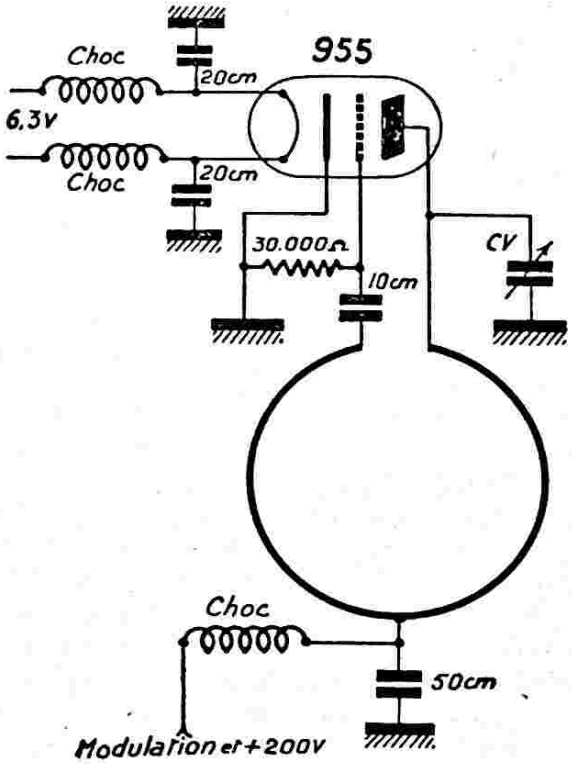



*Fig. XVI-4*

Quant à l'amateur, il peut se permettre quelques essais sur ondes décimétriques par oscillateur à grille négative, en utilisant

simplement une triode gland 955, ou similaire.

Voici (fig. XVI-4) un émetteur de faible puissance (puissance dissipée de l'ordre du watt) travaillant sur une longueur d'onde de 75 à 80 centimètres, et équipé d'une 955 ; l'alimentation chauffage se fait à travers des petites bobines de choc apériodiques. La boucle de l'oscillateur Hartley, d'un diamètre de 50 mm. environ, est en tube de cuivre de 3 mm. Le condensateur de grille, la résistance de maintien de grille, la boucle et le C.V. sont soudées directement aux sorties du tube. Le condensateur variable servant au

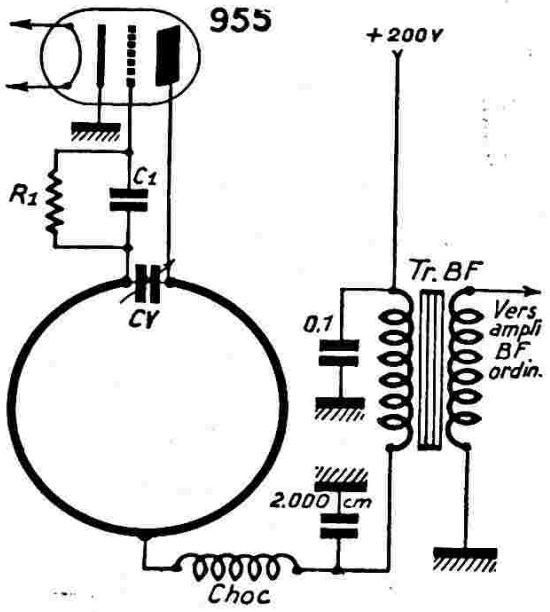



*Fig. XVI-5*

réglage de la longueur d'onde est ainsi constitué : un disque de cuivre de 15 mm. est soudé à la broche plaque ; en regard se trouve un autre disque identique, relié à la masse et réglable par une vis à filetage micrométrique.

L'antenne utilisée est soit une demi-onde, couplée par capacité à air de 3 pF environ avec le côté plaque du circuit, soit un petit doublet vertical parallèle quart d'onde, couplé électromagnétiquement à la boucle par une autre spire.

Le récepteur (fig. XVI-5) est un montage super-réaction à une lampe dans lequel la fréquence de découpage est produite par oscillation de relaxation appliquée sur la grille de la détectrice autodyne. Ce découpage est produit par les charges et décharges successives du condensateur $C_1$. de 50 pF, sur la résistance $R_1$, de 10 méghoms. Avec ces valeurs, on obtient une fréquence locale de découpage de l'ordre de 12.000 périodes/seconde.

L'antenne peut être un doublet quart d'onde vertical, couplé électromagnétiquement au circuit accordé.

Le C.V., réalisé comme pour l'émetteur, ne possède pas, cette fois, d'armature à la masse ; pour éviter l'effet de main, la vis micrométrique est commandée par un long prolongateur d'axe isolant (bâtonnet de stéatite, par exemple).

Si ces deux derniers montages sont réalisés avec tout le soin nécessaire, on atteint, sur les ondes décimétriques, des portées intéressantes, voire assez extraordinaires.

Dans certains appareils récepteurs d'expérimentation, il arrive parfois que l'on détecte immédiatement et simplement l'énergie U.H.F. captée au moyen d'un détecteur à cristal. Il s'agit d'un détecteur au silicium ou au germanium, donc un détecteur sensible et surtout très commode, car il ne se dérègle pas sous l'effet des chocs ou des trépidations ; dans un autre ordre d'idées, il supporte bien les surcharges électriques éventuelles. Nous en avons parlé précédemment (1).

## § 4. — Bande U.H.F. « amateurs » 430 - 440 MHz (OM)

Cette bande U.H.F., réservée aux amateurs, semble encore être un peu délaissée, par les OM français. Pourtant, à l'étranger, de nombreux amateurs trafiquent déjà sur cette gamme et y obtiennent des résultats encourageants, voire magnifiques.

Certes, jusqu'à présent, peu d'amateurs français ont « travaillé » cette bande ; mais ce n'est pas une raison valable pour s'entêter et ne pas vouloir sortir des sentiers battus. Aussi, pour faciliter leur tâche et les aider à faire leurs premières armes U.H.F., nous allons consacrer les lignes qui suivent à la description de divers montages simples (ou un peu plus complexes) d'adaptateurs-récepteurs et d'émetteurs convenant à cette bande de 430 à 440 MHz.

### I. — Station complète simple 430 MHz

a) *Le récepteur* (fig. XVI-6-1).

Il s'agit d'un récepteur à super-réaction autodyne à tube ECC81 (ou 6J6). Les réglages s'opèrent simultanément par variation de couplage entre $L_1$ et $L_2$ et par la

(1) Voir chapitre IV § 9 et, également, chapitre XV § 9.

manœuvre du potentiomètre Pot.1. Le condensateur « split stator » C.V. permet d'ajuster les lignes parallèles à la résonance. La section B.F., non schématisée, comprend un tube 6AV6 et un tube EL84, liaison par capacité et résistance. Le gain B.F. s'ajuste par Pot.2.

de la série européenne). Les bobines d'arrêt (Ch1, Ch2, Ch3, Ch4, Ch5) sont formées par 6 tours de fil 8/10 de mm, cuivre émaillé, bobinés sur air diamètre 5 mm, longueur 16 mm.

Il est possible de pousser la puissance-input jusqu'à 15 watts (200 V — 75 mA),

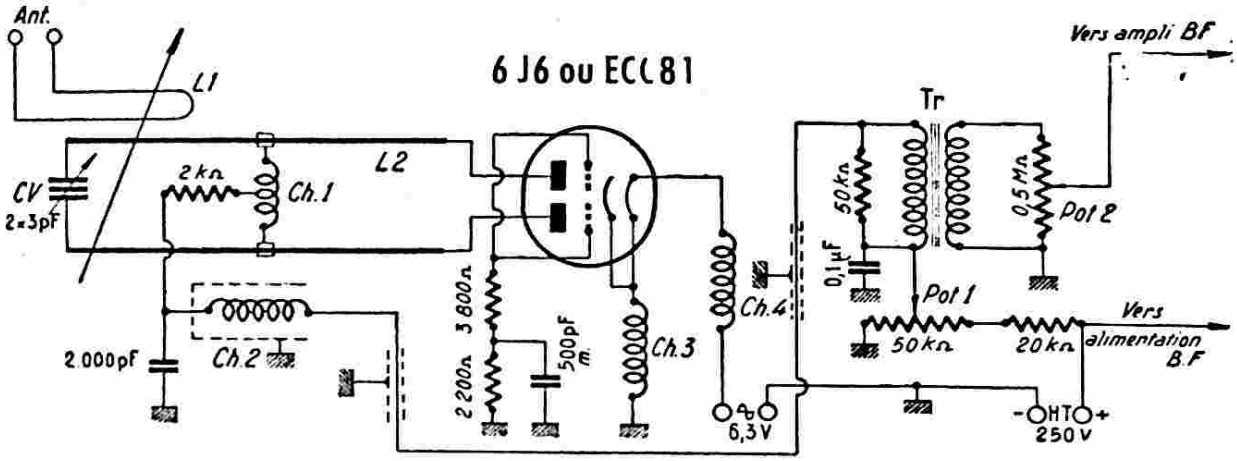



*Fig. XVI-6-1*

Voici les caractéristiques des organes de ce récepteur 430 MHz :

$L_1$ = boucle de couplage faite en fil émaillé de 16/10 de mm ; même écartement que $L_2$. L'attaque est prévue pour une descente 300 Ω.

$L_2$ = ligne demi-onde en fil de cuivre nu poli de 20/10 de mm ; longueur de chaque tige : 89 mm ; écartement des tiges (de centre à centre) : 9,5 mm ; ligne accordée par C.V.

$Ch_1$ = 19 tours de fil 8/10 de mm émaillé bobinés sur air, diamètre 5 mm, et sur une longueur de 22 mm. Cette bobine (avec point milieu) étant plus longue que l'écartement des tiges de $L_2$, est placée *au-dessous ;* les extrémités sont ramenées, afin d'être soudées aux points convenables sur les tiges. Ces points sont déterminés de façon telle que l'approche de la main de $L_2$ ne perturbe pas le fonctionnement du récepteur (1).

$Ch_2$ = bobine d'arrêt H.F. 10 mH.

$Ch_3$ = $Ch_4$ = 12 spires de fil 8/10 de mm émaillé, bobinées sur air, diamètre 5 mm, sur une longueur de 19 mm.

Tr = transformateur de liaison B.F. rapport 3.

b) **L'émetteur** (fig. XVI-6-2).

Comme on le voit sur la figure, l'émetteur est un auto-oscillateur symétrique à lignes parallèles, d'où très grande stabilité de fréquence. Deux tubes 6J6, montés en push-pull parallèle, sont utilisés (ou ECC81, sans risque pour les tubes 6J6 ; mais, il est préférable de se limiter à 12 watts (200 V — 60 mA).

Le circuit à lignes parallèles $L_{1a}$ et $L_{1b}$ est fait en tube de cuivre poli de 5 mm ; l'écartement des deux tiges est de 12,5 mm de centre à centre, leur longueur de 80 mm environ. On sait que la fréquence de résonance d'une ligne à éléments parallèles est fonction de la longueur desdits éléments, de leur écartement et des capacités shunts (capacités voulues ou parasites). Dans notre montage, la fréquence de résonance est ajustée par variation du premier facteur, c'est-à-dire variation de la longueur des éléments par réglage de la position de la barre de court-circuit B. Le mouvement de cette barre permet de couvrir *largement* la bande 430-440 Mc/s (2).

La boucle de couplage de l'antenne $L_2$ est exécutée en fil de cuivre émaillé de 20/10 de mm (même écartement que $L_1$). L'antenne est du type folded dipôle avec éléments directeur et réflecteur (feeder 300 Ω). La mise au point de l'aérien se fait au moyen d'un contôleur de champ et d'un twin lamp (voir § 9, chapitre XV).

La modulation s'effectue par contrôle d'anode, procédé « choke-system » ; le tube final du modulateur est simplement un 6AQ5, et la bobine de modulation (S.BF), une petite bobine de filtrage ordinaire avec léger entrefer.

(1) Point nodal.

(2) Rappelons que le procédé le plus simple du réglage de la fréquence est celui des « fils de Lecher » ; voir chapitre XXI § 2.

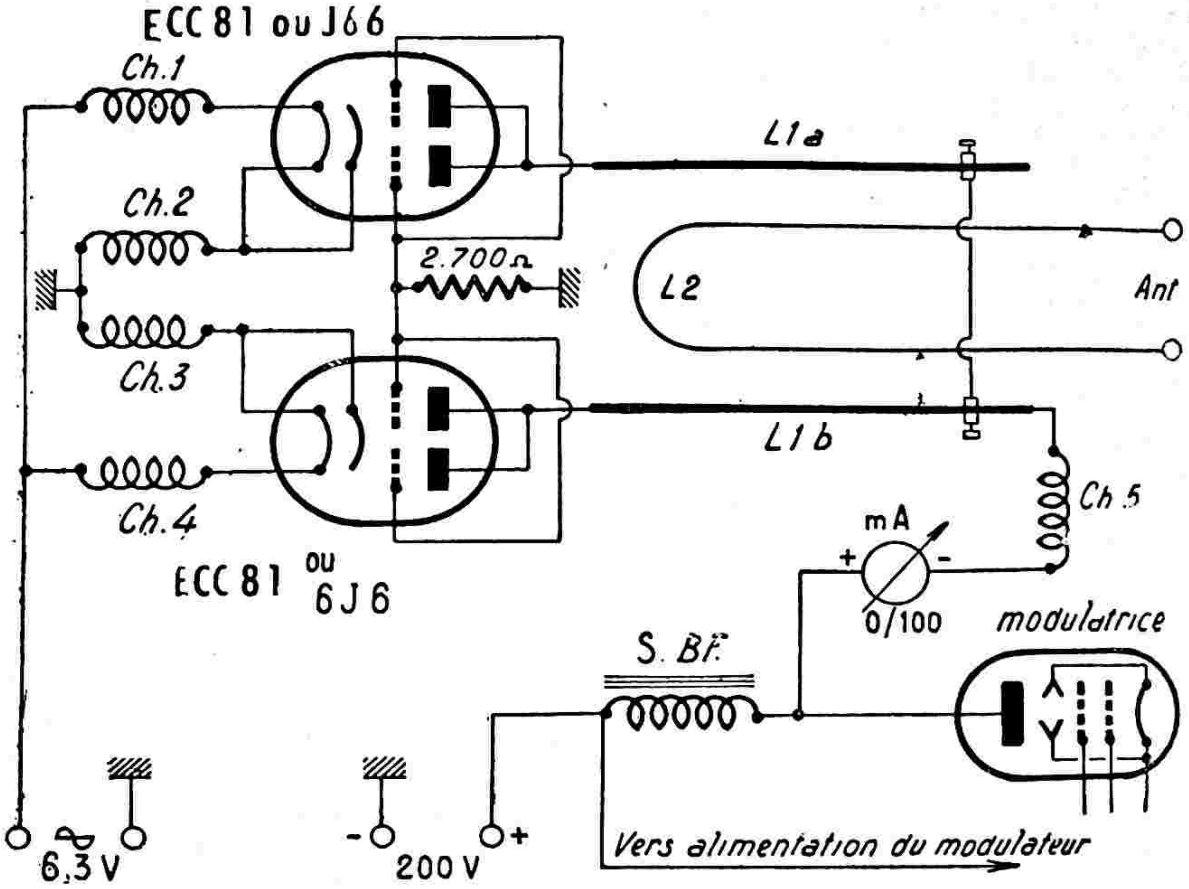



*Fig. XVI-6-2*

c) **Variantes de réalisation.**

Une variante de réalisation de la partie UHF du récepteur, est représentée sur la fig. XVI-6-3. Il s'agit toujours d'un étage détecteur à superréaction autodyne ; mais ici, nous utilisons un tube-gland type 955, et le système d'accord est différent.

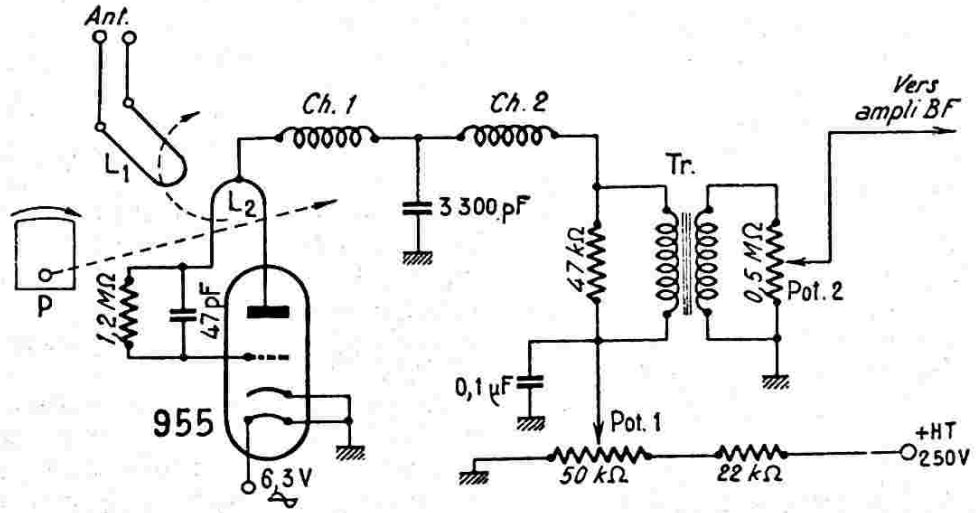



*Fig. XVI-6-3*

Le circuit d'accord $L_2$ est constitué par une « épingle à cheveux » en forme de U connectée entre grille et plaque du tube 955. Le circuit $L_2$ est fait en fil de cuivre de 20/10 de mm ; espacement entre branches du U = 12 mm ; hauteur du U = 50 mm.

Sur un côté de $L_2$, parallèlement au plan du U, nous avons une plaque de cuivre P de 50 × 15 mm qui pivote autour d'un axe de commande en matériau isolant (fibre, polystyrène, etc...). C'est par la manœuvre du déplacement de cette plaque P qui s'éclipse plus ou moins à l'arrière de $L_2$ que l'on obtient le réglage dans la bande 430-440 MHz. Les fréquences les plus élevées sont atteintes lorsque la plaque P cou-

vre au maximum la boucle $L_2$ ; l'espacement entre $L_2$ et la plaque mobile est de l'ordre de 3 mm.

De l'autre côté de $L_2$, et toujours parallèlement à son plan, nous avons la bobine $L_1$ pour le couplage de l'antenne. Ce couplage doit être réglé conjointement avec la manœuvre du potentiomètre Pot. 1 de façon à obtenir le fonctionnement en superréaction ; par la suite, on ne se sert uniquement que du potentiomètre Pot. 1.

$L_1$ est réalisée également sous forme de U en fil de cuivre de 20/10 de mm ; écartement entre les branches du U = 9 mm ; hauteur du U = 60 mm.

D'autre part, nous avons :

$Ch_1$ = bobine d'arrêt UHF, 4 µH environ ; $Ch_2$ = bobine d'arrêt HF, 10 mH environ. Tous les autres éléments sont identiques à ceux utilisés pour le montage de la figure XVI-6-1.

Nous passons maintenant à une variante de réalisation *pratique* du circuit oscillant utilisé pour l'émetteur de la figure XVI-6-2. Cette variante de construction est représentée sur la figure XVI-6-4, le schéma proprement dit de l'émetteur étant absolument inchangé.

## II. — CONVERTISSEUR 6J6 2×1N21B

Le montage proposé dans les lignes qui suivent peut, soit constituer l'étage changeur de fréquence d'un récepteur 430 Mc/s autonome, soit — ce qui est mieux encore — constituer un excellent adaptateur 430 Mc/s à placer devant le récepteur de trafic classique.

Le schéma complet du convertisseur est donné sur la figure XVI-6-5. Nous avons essentiellement un tube 6J6 dont un élément fonctionne en oscillateur, et l'autre élément en doubleur de fréquence. Le circuit d'accord est une ligne à éléments parallèles ; le changement de fréquence est opéré par les diodes 1N21B (diodes à cristal à faible facteur de bruit) ; enfin. la moyenne fréquence de sortie, destinée à être amplifiée par le récepteur faisant suite, est de l'ordre de 20 Mc/s et est mise en évidence par le circuit $L_4C_4$.

Reprenons, plus en détail, l'étude de ce montage très simple et pourtant excellent.

Pour la bande de 430 à 440 Mc/s, il nous faut une fréquence d'oscillation d'injection de 410 à 420 Mc/s.

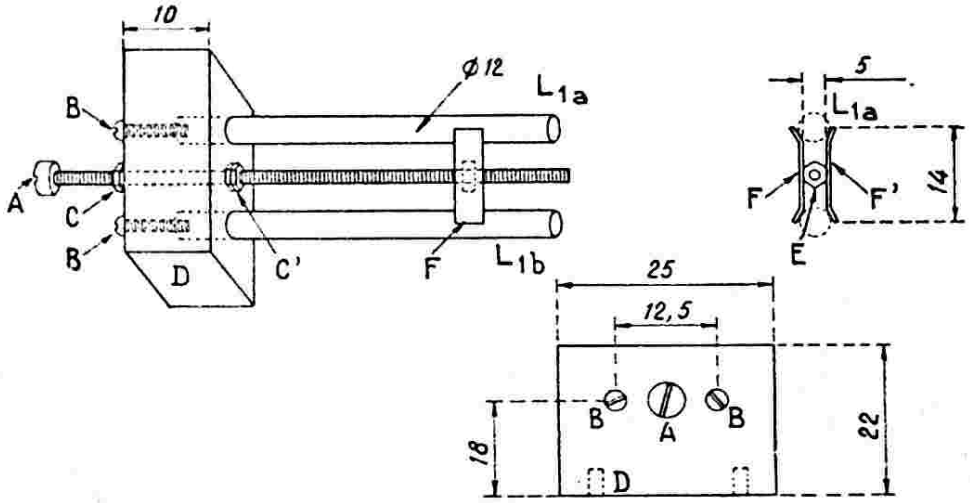



*Fig. XVI-6-4*

Les deux tubes de cuivre de 12 mm de diamètre et de 80 mm de long sont fixés dans un bloc de polystyrène D et vissés en B. Une longue tige filetée A de 3 mm traverse le bloc de polystyrène, et son déplacement est limité par deux jeux de contre-écrous C et C'. Deux plaquettes de laiton F et F' aux formes et dimensions indiquées sur la figure, sont soudées sur un écrou E. Les plaquettes F et F' doivent serrer et glisser à frottement doux sur les tubes $L_{1a}$ et $L_{1b}$, elles constituent la barre de court-circuit. Il est bien évident qu'en tournant la vis A, la barre de court-circuit se déplace le long des tubes du circuit oscillant et la fréquence se trouve modifiée en conséquence.

Nous partons de l'élément triode oscillateur 6J6 avec une fréquence réglable entre 102,5 et 105 Mc/s déterminée par le circuit $L_1C_1$. Le circuit présente les caractéristiques suivantes :

$L_1$ = 4 tours de fil de cuivre de 16/10 de mm émaillé sur air ; diamètre intérieur de l'enroulement 12 mm ; longueur de l'enroulement 19 mm.

$C_1$ = condensateur variable à stator coupé de 8 pF par élément (capacité résultante maximum = 4 pF ; capacité résiduelle = 2 pF) ; condensateur commandé par l'intermédiaire d'un excellent démultiplicateur.

Ensuite, un doublage de fréquence est opéré par la seconde section triode du tube 6J6. Le circuit anodique L2C2 met donc en évidence les fréquences comprises entre 205 et 210 Mc/s. Ce circuit est ajusté une fois pour toutes vers 207,5 Mc/s et présente les caractéristiques suivantes :

Comme, en général, R est petit devant Z, le gain de conversion est approximativement égal à 1, son maximum. En utilisant l'harmonique 2 ou 3, et si la tension est élevée, les pointes de courant de la diode sont très « aiguës » ; le fait est connu et peut être aisément vérifié, puis-

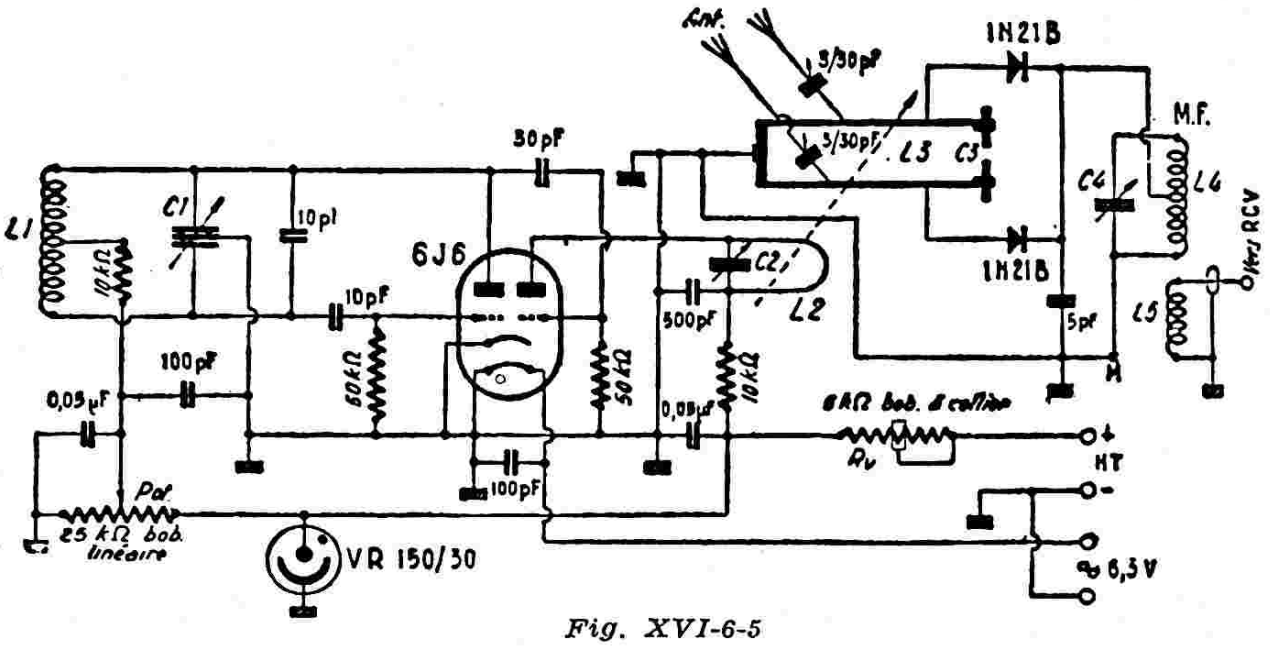



*Fig. XVI-6-5*

$L_2$ = « épingle à cheveux » en fil de cuivre émaillé de 16/10 de mm ; longueur = 38 mm ; écartement = 19 mm.

$C_2$ = trimmer à air 1-10 pF.

Le circuit final $L_2C_2$ de l'oscillateur à lignes parallèles est accordé une fois pour toutes dans le milieu de la bande (430-440 Mc/s), soit sur 435 Mc/s ; nous y reviendrons plus loin.

Le circuit final $L_2C_2$ de l'oscillateur présente un léger couplage, nécessaire pour l'injection, avec le circuit d'accord $L_2C_2$. Mais, attention ! Ce n'est pas la fréquence mise en évidence par $L_2C_2$, c'est-à-dire fréquence comprise entre 205 et 210 Mc/s, qui est utilisée pour la conversion, **mais l'harmonique 2 de cette fréquence** (c'est-à-dire harmonique comprise entre 410 et 420 Mc/s). Nous avons donc bien notre fréquence de sortie de 20 Mc/s.

Le gain de conversion d'un changement de fréquence par diode est égal à

$$g = \frac{Z}{Z + R}$$

relation dans laquelle on a :

Z = impédance offerte par le primaire accordé du transformateur MF. (circuit $L_4C_4$) ;

R = résistance interne effective de la diode pour le signal reçu.

que les coefficients de la série de Fourier A, $A_2$, $A_3$... pour de telles pointes sont sensiblement égaux. Il en résulte que les gains de conversion obtenus en utilisant les deuxième et troisième harmoniques sont approximativement égaux également.

Nous nous sommes limités à l'utilisation de l'harmonique 2, apportant une simplicité de montage suffisante d'une part, et une stabilité satisfaisante de l'oscillation avec un départ de 102,5 à 105 Mc/s.

La figure XVI-6-6 donne les détails, avec les cotes, pour la réalisation du circuit d'accord $L_3C_3$. On remarque que la capacité $C_3$ est obtenue par deux plaques de cuivre ajoutées aux extrémités intérieures et que le réglage s'opère en écartant ou rapprochant deux vis de 4 mm. On note, aussi, les points d'attaque du twin-lead de l'antenne (aérien symétrique), attaque effectuée à travers deux capacités ajustables à air Philips 3—30 pF permettant le réglage du couplage.

Les points de connexions des diodes 1N21B sont également indiqués. Précisons que le condensateur céramique de 5 pF doit être monté *tout de suite* à la sortie et au point de jonction des diodes à cristal.

Les caractéristiques du circuit M.F. de sortie sont les suivantes (accord sur 20 Mc/s) :

$C_4$ = condensateur ajustable à air A.C.R.M., bâti stéatite ; capacité maximum 30 pF.

$L_1$ = 9 tours de fil de cuivre émaillé de 5/10 de mm, sur mandrin de trolitul de 22 mm de diamètre ; écartement entre spires égal au diamètre du fil ; prise médiane ;

2° Les réglages de l'oscillateur doubleur étant achevés, on relie l'adaptateur au récepteur par l'intermédiaire de $L_5$ et d'un coaxial à faibles pertes. Le récepteur étant bien entendu réglé sur 20 Mc/s, il suffit

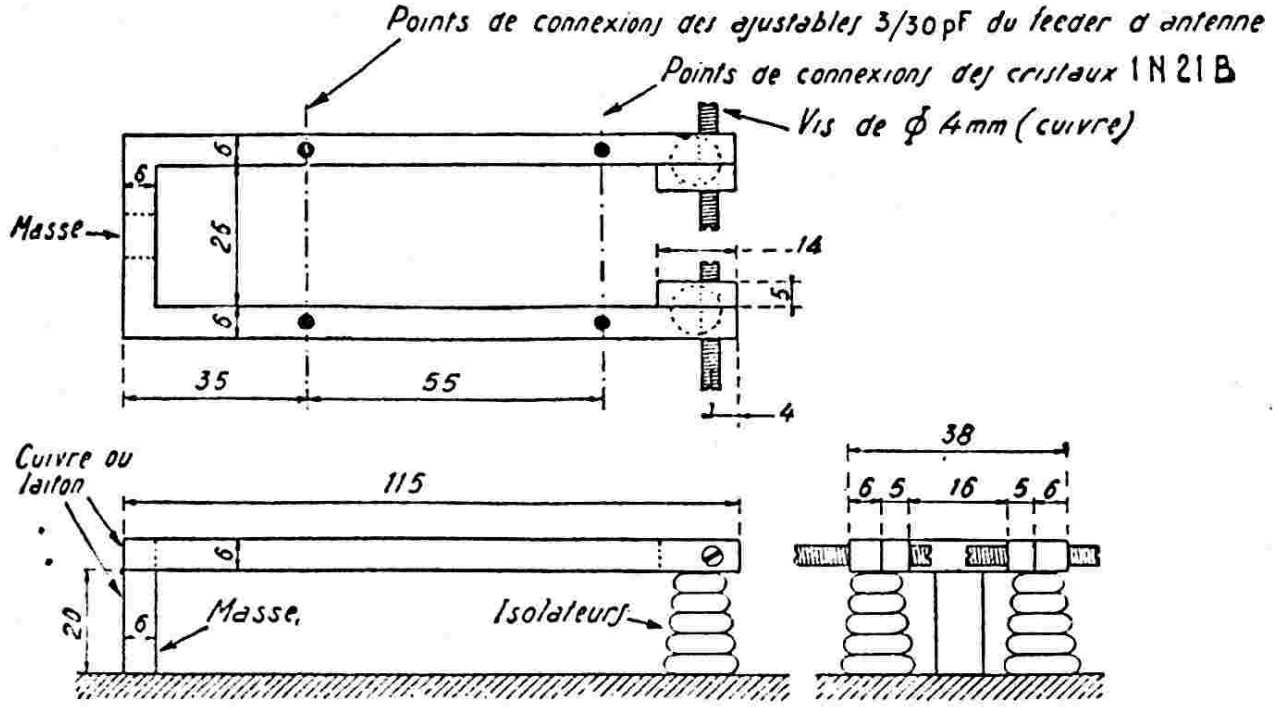



*Fig. XVI-6-6*

$L_3$ = 3 spires, même fil, sur le même mandrin ; enroulement couplé au côté froid de $L_1$ ; distance entre les deux enroulements = 3 mm.

La mise au point de ce convertisseur s'effectue de la façon suivante :

1° Il convient tout d'abord de régler l'oscillateur et le doubleur 6J6 dans les bandes de fréquences indiquées. On vérifiera les réglages soit avec un ondemètre étalonné, soit aux fils de Lecher. Le tube 6J6 est alimenté sous 150 volts anodiques régulés à l'aide d'un tube à gaz VR150 —30 ; on ajuste l'intensité traversant le tube VR à 30 mA au moyen de la résistance variable à collier Rv de 5 000 Ω. Remarquons que la section oscillatrice est alimentée par l'intermédiaire d'un potentiomètre Pot. de 25 kΩ ; normalement, on règle le curseur de ce potentiomètre de façon à ce que la tension anodique appliquée soit de l'ordre de 130 volts environ. Ce potentiomètre a été prévu pour deux raisons principales : d'abord, il permet un véritable étalement de la bande autour du point déterminé par $C_1$, puisqu'une variation de tension fait glisser l'oscillation — d'où réglages fins très commodes ; ensuite, il permet de compenser aisément la dérive inévitable durant les 5 ou 10 premières minutes de fonctionnement.

d'accorder $C_4$ de manière à obtenir le maximum de bruit de fond à la sortie dudit récepteur.

3° Il est maintenant nécessaire de disposer de l'oscillation 435 Mc/s de l'émetteur d'un camarade OM, ou issue d'un autooscillateur 435 Mc/s provisoire.

On cherche à entendre cette onde en manœuvrant $C_1$. Ensuite, il convient de retoucher, le cas échéant, le réglage $C_4$, puis d'accorder $C_3$ en manœuvrant les vis de 4 mm (toujours en cherchant à obtenir le signal de sortie maximum).

Au point marqué M, on intercale provisoirement un milliampèremètre, et l'on règle le couplage entre $L_2$ et $L_3$ de façon à obtenir une lecture de 1,5 mA environ.

Ensuite, il faut reprendre encore une fois les réglages précédents, à savoir : $C_4$ et $C_3$.

Si la modification du couplage entre $L_2$ et $L_3$ a été importante, il faut aussi revoir l'accord de $C_2$.

Toujours en cherchant à obtenir le signal de sortie maximum, on déterminera le couplage optimum de l'antenne en agissant sur les condensateurs ajustables de 3 — 30 pF, et en retouchant $C_3$ le cas échéant... quoique ce dernier réglage soit assez flou. De toute façon, $L_3C_3$ est accordé sur 435 Mc/s,

dans le milieu de la bande considérée, et il n'y a pas à y revenir par la suite pour l'écoute des correspondants.

*Nota.* — 1° Il est bien évident que l'on peut procéder à la recherche des stations par l'autre procédé tout aussi classique de la moyenne fréquence variable. Pour cela, il suffit de rendre l'oscillateur 6J6 absolument fixe en supprimant le potentiomètre Pot. (alimentation anodique prise directement sur le tube VR) et en remplaçant le condensateur variable $C_1$ par un condensateur fixe de valeur convenable. La recherche des stations s'opère alors en manœuvrant le récepteur proprement dit de part et d'autre du réglage 20 Mc/s.

2°) Toutes les capacités fixes, jusqu'à 500 pF inclus, sont du type céramique.

## III. — PREAMPLIFICATEUR UHF POUR RECEPTEUR OU ADAPTATEUR 430 MHz

Le montage qui suit constitue un étage amplificateur haute fréquence, susceptible d'être ajouté à l'avant de tout récepteur ou adaptateur 430 MHz. pour en accroître le gain, la sensibilité, tout en apportant un rapport signal/souffle très intéressant. En fait, ce préamplificateur UHF apporte un gain réel (utilisable) de l'ordre de 3 à 6 dB (selon le soin apporté à sa réalisation pratique) ; ce qui est loin d'être négligeable sur ces fréquences.

Le schéma général de ce préamplificateur est représenté sur la figure XVI-6-7. Nous voyons qu'il s'agit d'un amplificateur du type « grille à la masse » attaqué par la cathode et utilisant, soit un tube 6J4, soit un tube 6AF4. La connexion de l'antenne s'effectue à la prise coaxiale A (impédance 75 Ω) ; la sortie, c'est-à-dire la liaison à l'adaptateur ou au récepteur, s'effectue par la prise coaxiale S (75 Ω également).

Les quatre bobines d'arrêt Ch comportent chacune 7 tours de fil de cuivre émaillé de 6/10 de mm enroulés sur air, diamètre intérieur de 5 mm, sur une longueur de 12 mm.

Le circuit anodique d'accord $L_1$, dont les caractéristiques précises sont détaillées sur la figure XVI-6-8, constitue une ligne d'une demi-onde « électrique ». Cette ligne est accordée, à l'une de ses extrémités par la capacité de sortie de la lampe et à l'autre extrémité, par un condensateur ajustable $C_1$ constitué comme suit : Les deux armatures sont des disques de cuivre ou de laiton de 16 mm de diamètre ; l'une est soudée à l'extrémité du tube de cuivre ou de laiton de 4 mm ($L_1$) ; l'autre est soudée au bout d'une tige filetée traversant le châssis-coffret. En manœuvrant le bouton, on écarte plus ou moins les deux armatures constituant le condensateur ; d'où, l'accord du circuit $L_1$ à la résonance.

La ligne $L_1$ est soudée directement aux cosses « anode » du support de lampe et elle est maintenue dans sa partie médiane par un bloc de polystyrène. Ce dernier supporte en même temps, la douille coaxiale S et l'épingle à cheveux de couplage $L_2$ (fil de 16/10 de mm ; longueur de la boucle 28 mm ; espacement 12 mm). La distance entre $L_1$ et $L_2$ s'ajuste lors de la mise au point pour le transfert maximum d'énergie. Un couplage serré correspond à la largeur de bande passante maximum, mais pas à la transmission optimum d'énergie ; en découplant progressivement, le gain augmente et la largeur de bande diminue.

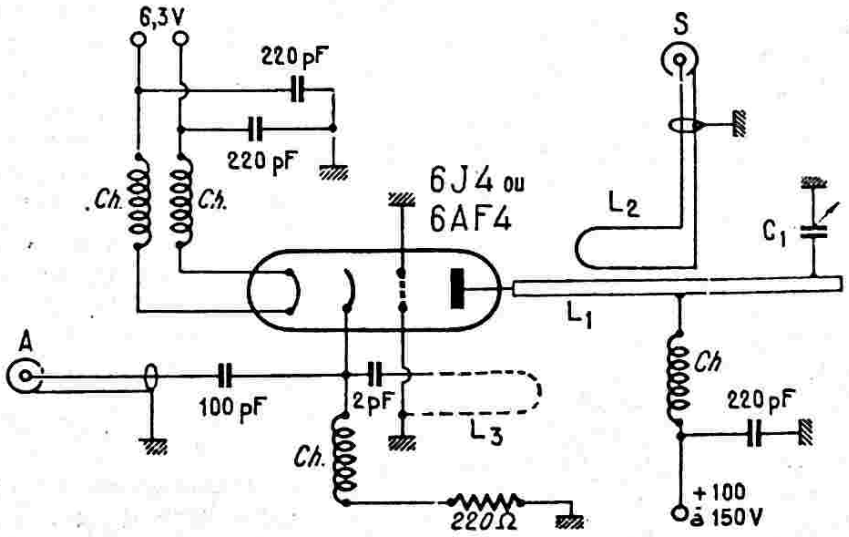



*Fig. XVI-6-7*

L'ensemble de l'amplificateur UHF est monté dans un long boîtier parallélépipédique en tôle de laiton (section 50 × 50 mm; longueur 280 mm). Traversant ce boîtier-châssis, nous avons : les fils d'alimentation (chauffage et HT), les douilles coaxiales A et S, la vis et le bouton de $C_1$, et enfin, le support de lampe. La lampe est montée

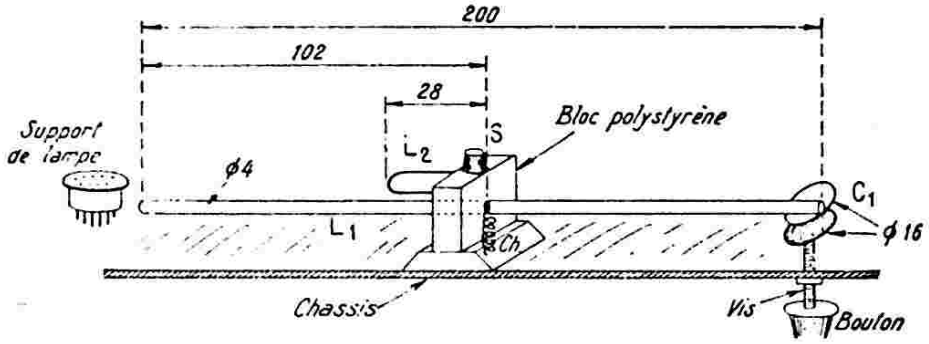



*Fig. XVI-6-8*

à l'extérieur du boîtier ; un écran-blindage de 50 × 50 mm est fixé en travers du support de lampe (cosses de grille) et sépare le circuit d'entrée du circuit de sortie. Bien entendu, la ligne $L_1$ est montée dans l'axe longitudinal du boîtier.

La mise au point de l'ensemble est relativement simple, surtout avec un tube 6J4. L'amplificaeur étant normalement relié à l'entrée d'un adaptateur ou d'un récepteur 430 MHz, on connecte l'antenne en A. Pour débuter, on pourra souder la bobine d'arrêt Ch sur $L_1$ au point indiqué sur la figure XVI-6-8, c'est-à-dire à 102 mm de la plaque. Ensuite, il suffit de régler $C_1$ pour l'obtention du gain maximum (signal maximum à la sortie du récepteur). On s'assure ensuite que le point de jonction entre Ch et $L_1$ est bien un point de HF nulle (point nodal) ; pour cela, on touche ce point de jonction avec un tournevis. Ceci ne doit provoquer aucune variation dans l'amplitude du signal reçu. S'il n'en était pas ainsi il conviendrait de déplacer légèrement le point de soudure de Ch sur $L_1$, puis de reprendre le réglage de $C_1$, jusqu'à l'obtention du résultat recherché.

Lorsque l'amplificateur est parfaitement accordé, si nous débranchons l'antenne de la douille A, nous constatons qu'il entre en auto-oscillation. Cela n'a aucune importance, l'appareil n'étant pas destiné à fonctionner sans antenne !

Mais voyons le cas de l'utilisation d'un tube 6AF4 (et non 6J4). Le tube 6AF4 apporte un gain supérieur... mais l'amplificateur auto-oscille même avec antenne connectée. Rien ne va plus ! C'est la raison pour laquelle nous avons représenté en pointillés une épingle à cheveux $L_2$ ; il s'agit d'une boucle de *neutrodynage* qui ne s'utilise que dans le cas du tube 6AF4. Il s'agit d'une petite épingle à cheveux en fil de cuivre sous isolant synthétique, en série avec un condensateur de 1,5 à 2 pF partant de la cathode, et que l'on approche plus ou moins de l'extrémité anodique de $L_1$. Le sens de la face de la boucle présentée à $L_1$ a aussi son importance. Mais rien n'est critique et l'on ajuste le couplage pour la suppression de l'auto-oscillation ; c'est tout !

Bien entendu, on peut aussi prévoir ce système de neutrodynage pour supprimer l'auto-oscillation (antenne débranchée) avec un tube 6J4 ; mais, nous l'avons dit, cela n'est pas obligatoire.

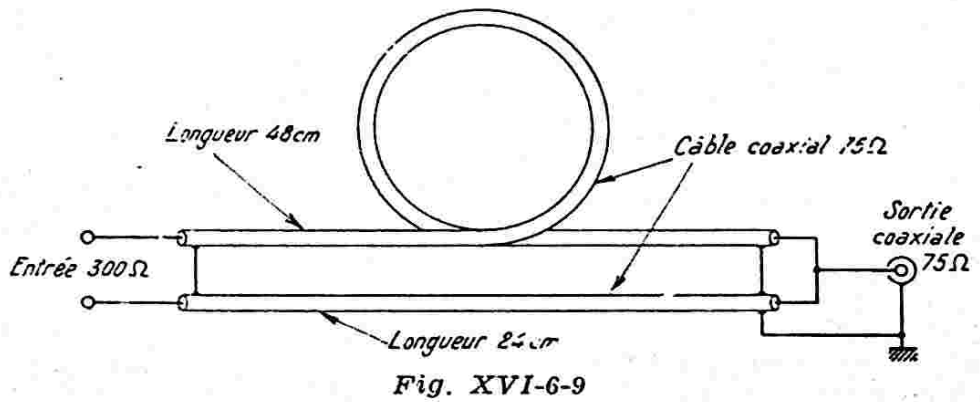



*Fig. XVI-6-9*

L'entrée d'antenne A est prévue pour une impédance de 75 Ω. Si l'on utilise une antenne avec descente symétrique à 300 Ω, il convient d'intercaler un adaptateur-bazooka aux dimensions indiquées sur la figure XVI-6-9. Cet adaptateur-bazooka transforme

l'arrivée symétrique 300 Ω de l'antenne en « 75 Ω asymétrique coaxiale ».

Mais en principe, l'amateur utilisera une antenne du genre de celle décrite au chapitre XIII - § 10 - F (figure XIII - 100-B) : antenne 435 MHz à 16 éléments demi-onde en phase. Selon les appareils utilisés, trois possibilités de liaison et d'adaptation d'impédance sont offertes :

1° soit utiliser une descente directe en bifilaire de 150 Ω d'impédance (fig. XVI-6-10, en A) ;

2° soit utiliser une section Q 1/4 d'onde (fig. XVI-6-10, en B) réalisant la transformation d'impédance requise pour un bifilaire 300 Ω ;

$$Z_q = \sqrt{Z_a \cdot Z_t}$$
$$= \sqrt{150 \cdot 300}$$
$$= 212\ \Omega$$

La section Q est alors constituée par deux tubes de cuivre de 12 mm de diamètre, de 163 mm de long et à 42 mm d'axe en axe.

3° soit utiliser une section Q 1/4 d'onde (fig. XVI-6-10 en C) réalisant la transformation d'impédance requise pour un câble coaxial 75 Ω.

$$Z_q = \sqrt{150 \cdot 75}$$
$$= 106\ \Omega$$

Dans ce cas, la section Q est constituée par deux tubes de cuivre de 12 mm de diamètre, de 163 mm de long et distants de 20 mm d'axe en axe.

Au départ du coaxial, glisser sur le câble un manchon de ferroxcube $F_{xc}$ de 50 mm de long, diamètre intérieur 7 mm, diamètre extérieur 14 mm, pour améliorer la symétrisation et bloquer l'onde de gaine.

Au point de vue *antenne*, notons également que sur 435 MHz, outre l'aérien à 16 éléments 1/2 onde en phase de la figure XIII-100-B, il est parfaitement possible d'employer des antennes du type Yagi. Etant donné les faibles dimensions des éléments, ce type d'antenne reste cependant peu encombrant, même en multipliant le nombre des élémens directeurs (10 ou 14 directeurs, par exemple) pour accroître le gain.

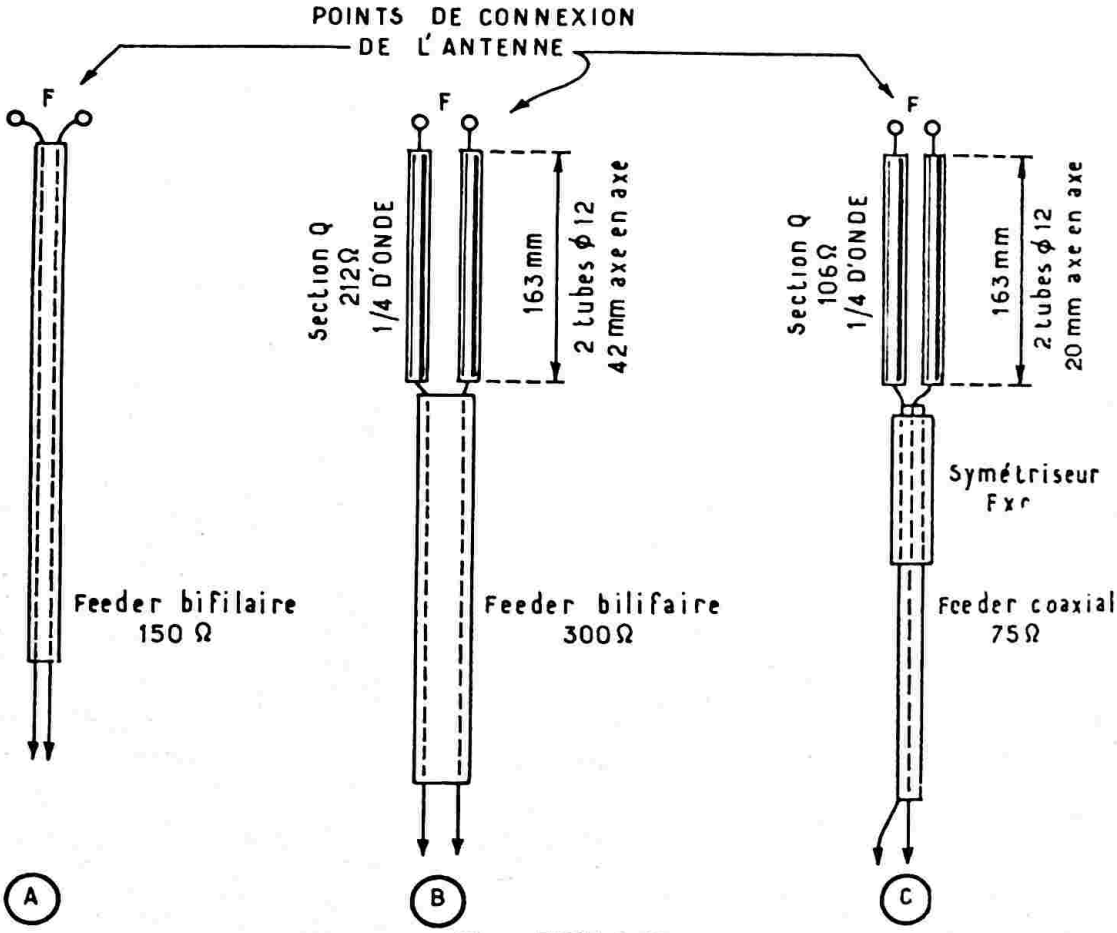



*Fig. XVI-6-10*

## IV. — Station complète 435 Mc/s avec émetteur piloté

### a) ADAPTATEUR ECC81 6AK5 - 2X6J6

L'adaptateur décrit dans les lignes qui suivent, est plus perfectionné, plus sensible, mais en conséquence... un tout petit peu plus compliqué que l'adaptateur précédent. Néanmoins, nos amis OM ne doivent pas s'effrayer pour autant ; nous supposons qu'ils connaissent déjà les U.H.F. par des

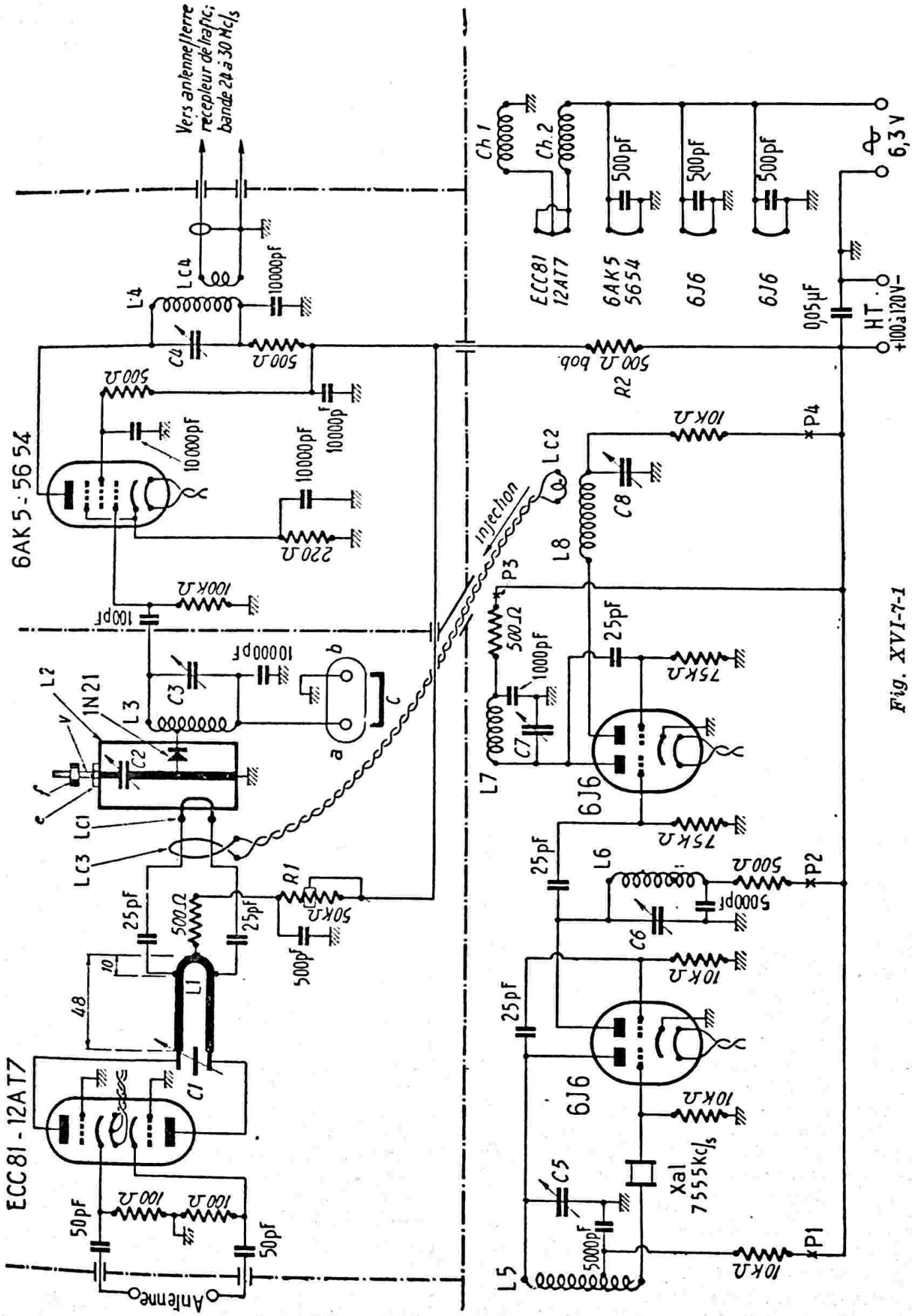

Vers antenne/terre récepteur de trafic; bande 24 à 30 Mc/s
ECC81 - 12AT7
6AK5 - 5654
ECC81 12AT7
6AK5 5654
6J6
6J6
6J6
6J6
Xal 7555 Kc/s
Antenne
injection
HT +100 à 120V
6,3 V
0,05µF
500Ω bob.
R2
R1
L1
L2
L3
L4
L5
L6
L7
L8
LC1
LC2
LC3
LC4
C1
C2
C3
C4
C5
C6
C7
C8
1N21
P1
P2
P3
P4
500Ω
10000pF
100pF
220Ω
100KΩ
10KΩ
75KΩ
25pF
50pF
100Ω
500pF
5000pF
1000pF
50KΩ
48
10

Fig. XVI-7-1

essais sur 144 Mc/s par exemple. Et sur 435 Mc/s, en triplant les soins et les précautions (comme on triple la fréquence), en suivant nos conseils, les amateurs d'U. H.F. s'en « sortiront » tout aussi bien.

La bande dite « 70 cm » s'étale de 430 à 440 Mc/s ; néanmoins, tous les amateurs procédant à des émissions dans cette bande, utilisent au départ leur émetteur 144 Mc/s dont **ils triplent la fréquence.** La bande 144 Mc/s s'étalant de 144 à 146 Mc/s, il est évident que les émissions dans la bande 70 cm se situent entre 432 et 438 Mc/s, bande de fréquences d'ailleurs amplement suffisante. Nous avons donc prévu notre adaptateur pour l'écoute de cette bande uniquement, de 432 à 438 Mc/s rappelons-le.

Le schéma complet de ce convertisseur est donné sur la figure XVI-7-1. Nous allons, tout d'abord, examiner rapidement la fonction des divers éléments ; nous reviendrons sur les détails et la mise au point par la suite.

Nous avons, tout d'abord, un étage haute fréquence push-pull triodes grilles à la masse (tube ECC81 ou 12AT7), entrées d'antenne sur les cathodes. Ensuite, nous avons l'étage mixer diode (cristal silicon Sylvania 1N21) avec son circuit d'accord coaxial $L_2C_2$. Enfin, nous rencontrons l'étage dit « première moyenne fréquence » (24 à 30 Mc/s) équipé d'un tube 6AK5 ou 5654 ; la sortie de cet étage est reliée par un petit morceau de câble coaxial à l'entrée du récepteur de trafic normal.

Par ailleurs, nous avons l'oscillateur overtone à cristal suivi d'étages tripleurs et doubleurs (tubes 6J6) destinés à amener l'oscillation à la fréquence convenable pour l'injection sur l'étage mixer. Nos lecteurs l'ont déjà compris, puisque nous avons un premier oscillateur fixe (à cristal), la réception entre 432 et 438 Mc/s s'effectue par variation de la « première moyenne fréquence » ; en d'autres termes : en balayant la bande de fréquences comprise entre 24 et 30 Mc/s avec le récepteur de trafic normal faisant suite.

Reprenons en détails maintenant la construction de chaque étage.

L'antenne attaque l'étage d'entrée sur les cathodes du tube ECC81 ; l'impédance ainsi offerte est de l'ordre de 150 Ω (1). La descente de l'antenne est faite avec du ruban méplat à deux conducteurs parallèles sous polythène, type Diéla 90, d'impédance caractéristique de 150 Ω. Le circuit de plaque $L_1C_1$ de l'étage HF est ainsi constitué :

$L_1$ = Bande plate de cuivre de 16 mm de large tordue en forme de U ; écartement entre les branches du U : 10 mm ; longueur du U : 48 mm ; les extrémités des branches sont soudées directement aux lames fixes de $C_1$.

$C_1$ = Condensateur variable type papillon, modifié « maison ». On utilise un condensateur miniature de ce type de fabrication commerciale *(Aréna DPB6)*, mais modifié de la façon suivante : On ne conserve qu'une lame fixe pour chaque demi-stator ; pour le rotor, on ne conserve qu'une seule lame mobile. La capacité ainsi obtenue est de l'ordre de $2 \times 3$ pF.

Les condensateurs de liaison de 25 pF sont soudés sur $L_1$ à une distance de 10 mm mesurée à partir du côté fermé du U (connexion médiane de la résistance de 500 Ω).

Passons maintenant à la construction du circuit d'accord coaxial $L_2$ $C_2$ de l'étage mixer. Il se compose d'un cylindre extérieur en cuivre poli d'une hauteur de 140 mm et d'un diamètre de 52 mm. Le conducteur central est un tube de cuivre poli de 10 mm de diamètre et de 120 mm de haut. Au sommet de ce tube, on soude un disque de cuivre de 25 mm de diamètre, constituant ainsi l'une des armatures de $C_2$.

Les bases du cylindre extérieur et du conducteur central sont soudées concentriquement sur un disque de cuivre de 52 mm de diamètre ; ce dernier sera, par la suite, fixé solidement (et soudé) à la masse du châssis de l'appareil.

Le cristal 1N21 (anode) est soudé sur le conducteur central à 38 mm de la base. Un trou est effectué en regard dans le cylindre extérieur pour le passage de la connexion de cathode du cristal ; ce trou comporte une pièce-guide de passage en stéatite formant canon à l'intérieur du circuit coaxial. Le cristal est maintenu dans ce dispositif à l'aide d'un petit ressort, à la manière des fusibles calibrés sous tube de verre.

Diamétralement opposée, nous avons la boucle de couplage $Lc_1$ assurant la liaison depuis l'étage d'entrée. Cette boucle est réalisée en fil de cuivre de 2 mm et a, comme on le voit sur la figure, la forme d'un U ; l'écartement entre les branches de ce U est de 25 mm. Le cylindre extérieur du circuit coaxial comporte donc ici, deux autres trous avec pièces de passage en stéatite pour l'introduction de cette ligne de couplage ; l'axe du premier trou est à 30 mm de la base, l'axe du second à 55 mm.

La liaison entre la boucle de couplage $Lc_1$ et les condensateurs de 25 pF est effectuée au moyen d'un morceau de câble bifilaire type 300 Ω.

---

(1) *Pour obtenir une impédance différente* (75 Ω *ou* 300 Ω), *on peut toujours résoudre le problème en montant deux bobinages* (*primaire et secondaire*) *de rapport adéquat.*

La partie supérieure du cylindre extérieur du circuit coaxial est fermée par un disque de cuivre soudé de 52 mm de diamètre. Au centre de ce disque est soudé un écrou *e* (diamètre = 10 mm ; pas du taraudage = 50/100) ; cet écrou reçoit une tige filetée *v* en cuivre également (même diamètre, même pas, évidemment) portant à l'une de ses extrémités un disque de cuivre de 25 mm de diamètre constituant la seconde armature de $C_2$.

Tige filetée et écrou doivent se visser à frottement légèrement gras, sans jeu. On pourra parfaire le contact à l'aide d'un morceau de corde à piano cambré, fixé sur la flasque supérieure du coaxial et appuyant sur la tige filetée.

C'est évidemment l'écartement ou le rapprochement des deux disques formant $C_2$ qui permet l'accord du circuit mixer sur la fréquence convenable. La tige filetée *v* pourrait être à la rigueur commandée directement en y fixant un bouton ; néanmoins, nous avons préféré intercaler, entre la tige filetée et l'axe de commande un flector isolant en stéatite *f*.

Ce flector évite la transmission de secousses et vibrations diverses au circuit mixer ; de plus, sans lui, il y aurait également les crachements dus au passage de la tige filetée à travers le panneau avant du coffret de l'adaptateur.

Nous avons parlé de base, de partie supérieure, etc... du circuit coaxial ; cela pour nous faire comprendre en respectant la représentation adoptée sur la figure. En réalité, le circuit coaxial est monté couché : la base, reliée à la masse, est fixée et soudée sur le panneau de fond du coffret, de façon à obtenir une disposition judicieuse, et d'autre part, que la commande de $C_2$ « sorte » sur le panneau avant.

Si tout est construit correctement, aux cotes indiquées, les variations de $C_1$ et de $C_2$ permettent l'accord de $L_1$ et $L_2$ de 432 à 438 Mc/s largement.

Avant d'aller plus loin, nous allons passer à l'oscillateur cristal. Nous partons d'un quartz de 7555 kc/s ; par triplages et doublage successifs, nous obtenons une multiplication de 54, d'où oscillation finale disponible pour l'injection sur 407,97 Mc/s. Pour la clarté des explications, nous parlerons en chiffres ronds et nous dirons 408 Mc/s. La bande 432 à 438 Mc/s sera donc bien balayée en accordant le récepteur de trafic de 24 à 30 Mc/s (432—408 = 24 et 438 — 408 = 30).

La « chaîne » oscillatrice ne comporte que deux tubes 6J6. Le premier élément triode fonctionne en oscillateur overtone sur partiel 3 du cristal ; le circuit $L_5$ $C_5$ est donc accordé sur 22 666 kc/s. Nous avons :

$L_5$ = 9 tours de fil de cuivre émaillé 10/10 de mm ; pas de 2 mm ; prise à 3 tours comptés à partir de l'extrémité allant au cristal ; mandrin UHF de 12 mm de diamètre.

$C_5$ = condensateur ajustable à air (100 pF en capacité maximum) type JVL 100 Aréna.

Le second élément triode fonctionne en tripleur de fréquence ; le circuit $L_6$ $C_6$ se trouve donc accordé sur 68 Mc/s. Nous avons :

$L_6$ = 5 tours de fil de cuivre émaillé 10/10 de mm ; pas de 2 mm ; mandrin UHF de 12 mm de diamètre.

$C_6$ = condensateur ajustable à air (20 pF en capacité maximum) type JVL 20 Aréna.

Le troisième élément triode fonctionne encore en tripleur de fréquence et, de ce fait, le circuit $L_7$ $C_7$ est accordé sur 204 Mc/s. Nous avons :

$L_7$ = 2 tours de fil de cuivre émaillé 10/10 mm ; pas de 4 mm ; enroulement sur air ; diamètre intérieur 8 mm.

$C_7$ = condensateur ajustable à air (5 pF en capacité maximum) type ART 10 de Aréna dont on a supprimé deux lames mobiles (sur quatre à l'origine).

Enfin, le quatrième élément triode fonctionne simplement en doubleur de fréquence. De ce fait, le circuit anodique final est accordé sur 408 Mc/s. On notera la disposition des éléments $L_8$ $C_8$ pour lesquels nous allons ouvrir une petite parenthèse. Cette disposition est très classique sur les très hautes fréquences pour compenser la capacité de sortie des tubes qui devient alors trop grande. Malheureusement, les amateurs ont baptisé cette disposition de « circuit bouchon série »... ce qui ne signifie absolument rien ! Certes, $L_8$ et $C_8$ sont connectés en série à première vue. Mais, à la vérité, $C_8$ est en série avec la capacité de sortie du tube, et la capacité résultante (du groupement en série de ces deux capacités) est bien connectée **en parallèle** sur la bobine $L_8$. En fin de compte on est donc bien en présence d'un circuit bouchon comme les autres (ou circuit parallèle, ou circuit antirésonnant...).

Cet intermède terminé, revenons à notre circuit final $L_8$ $C_8$. Nous avons :

$L_8$ = 3 tours de fil de cuivre poli de 12/10 de mm ; pas de 4,5 mm ; enroulement sur air, diamètre intérieur 6 mm.

$C_8$ = condensateur ajustable à air (20 pF en capacité maximum) type JVL 20 Rréna.

On prélève l'oscillation d'injection sur $L_8$ au moyen de la boucle de couplage $Lc_2$ ; cette dernière est faite d'une spire de fil sous isolant synthétique que l'on glisse entre les spires de $L_8$. A l'autre extrémité de

la ligne d'injection, nous avons une autre bobine de couplage $Lc_8$ ; cette dernière est faite d'une spire de fil sous isolant synthétique également, mais spire « écrasée » autour du bifilaire type 300 Ω faisant la liaison à $Lc_1$. La spire $Lc_1$ est maintenue sur ledit bifilaire par deux petites plaquettes de polyéthylène, de part et d'autre, vissées entre elles. Enfin, la liaison entre $Lc_2$ et $Lc_3$ s'effectue par un petit morceau de ligne bifilaire du type 75 Ω (conducteurs parallèles ou torsadés, mais non câble coaxial).

Rassurons tout de suite nos lecteurs : tous les détails de réglage et de mise au point seront exposés plus loin... et ce n'est pas aussi complexe que cela paraît à priori.

Nous allons maintenant revenir à la sortie de l'étage convertisseur. Nous trouvons le circuit accordé $L_3$ $C_3$ (première moyenne fréquence 24 à 30 Mc/s) ;

$L_3$ = 5 tours de fil de cuivre émaillé 10/10 de mm ; prise à 1 tour à partir du sommet ; pas de 2 mm ; sur mandrin UHF diamètre 16 mm.

$C_3$ = ajustable à air 3-30 pF Transco.

On remarquera la présence d'un condensateur de fuite de 10 000 pF à la base de ce circuit et les douilles **a** et **b** situées sur le panneau avant du coffret. Normalement, les douilles **a** et **b** sont court-circuitées par le cavalier **c** ; néanmoins, cette disposition est nécessitée, comme on le verra plus loin, par le réglage de la tension d'injection de l'oscillateur sur l'étage mixer.

Le circuit de sortie $L_4$ $C_4$, accordé également dans la bande 24 à 30 Mc/s, présente les mêmes caractéristiques que $L_3C_3$ ; néanmoins, $L_4$ comporte 7 tours (au lieu de 5) et ne possède pas de prise intermédiaire. De plus, la bobine de liaison $Lc_4$ comprend deux tours couplés au côté froid de $L_4$ (liaison au récepteur de trafic par câble coaxial).

L'alimentation de cet adaptateur ne présente absolument rien de particulier ; aussi ne l'avons-nous pas représentée. Une haute tension de 100 à 120 volts suffit. Le câblage du chauffage s'effectue avec un côté à la masse et un condensateur de fuite de 500 pF au pied de chaque tube, sauf en ce qui concerne le tube ECC81. Pour ce dernier, les deux éléments chauffants sont réunis en parallèle pour obtenir le chauffage à 6,3 V ; de plus, au pied du tube, on intercale deux bobines d'arrêt $Ch_1$ et $Ch_2$. On réalise ces dernières en bobinant *en même temps* deux fils de 6/10 de mm en cuivre, isolés sous coton : 10 tours sur un diamètre de 5 mm.

### Mise au point de l'adaptateur

La mise au point de ce convertisseur s'effectue de la façon suivante :

1° Il convient tout d'abord de régler la « chaîne » oscillatrice, en accordant successivement et dans l'ordre $C_6$, $C_5$, $C_7$ et $C_8$. L'accord à la résonance est indiqué par le minimum d'intensité lu à un milliampèremètre (boîte de contrôle - déviation totale pour 15 mA) intercalé tour à tour aux points $P_1$, $P_2$, $P_3$ et $P_4$. Avec les caractéristiques des L et C indiquées, il est presque impossible de se tromper d'harmonique. Il faut cependant faire très attention, car les minima d'intensité sont assez pointus et peu accusés. Un autre procédé de réglage consiste non pas à observer l'intensité minimum du circuit anodique à accorder, mais à mesurer l'intensité *maximum* dans le circuit de grille de l'étage *suivant*. Pour cela, on déconnecte la résistance de fuite de grille de la masse et on intercalle un milliampèremètre (déviation totale de 5 mA). Avec des circuits convenablement établis et réglés, le courant de grille de l'étage suivant est de l'ordre de 2 à 3 mA maximum.

2° Ces réglages étant achevés, on relie l'adaptateur au récepteur de trafic par un bout de câble coaxial comme nous l'avons indiqué. Ne pas trop se fier à la gaine du câble pour la connexion de masse ; il est préférable d'assurer cette dernière par ailleurs à l'aide d'un gros fil de 20/10 de mm par exemple. On règle le récepteur entre 24 et 30 Mc/s, disons sur 27 Mc/s, puis on accorde successivement $C_4$ et $C_3$ pour obtenir le maximum de bruit de fond à la sortie dudit récepteur.

3° On décourt-circuite les douilles *a* et *b*, et l'on remplace le cavalier *c* par un milliampèremètre ou un microampèremètre. On dose alors le couplage entre $Lc_2$ et $L_5$ de façon à ce que l'injection de l'oscillateur dans l'étage mixte provoque une lecture de 0,5 mA (500 µA). A l'aide d'une colle cellulosique, on fixe $Lc_2$ à $L_5$, afin que le couplage ne varie plus. Ce courant de 500 µA est relativement faible, mais c'est pour une telle intensité dans le 1N21 que la sortie UHF du mixer est maximum.

4° Connectons l'antenne UHF à l'entrée de l'adaptateur et déplaçons le collier de la résistance $R_1$ de 50 kΩ du circuit anodique du tube ECC81, de façon à réduire le plus possible la tension de plaque appliquée.

5° Il est maintenant nécessaire de disposer de l'oscillation dans la bande 435 Mc/s de l'émetteur d'un OM voisin, ou du propre émetteur de la station (dont la description fera suite), ou de l'oscillation d'un auto-oscillateur provisoire, ou enfin d'un harmonique issu d'un oscillateur quelconque (harmonique 3 d'un émetteur 144 Mc/s très proche, par exemple).

6° De toutes façons, il faut chercher à entendre cette onde en parcourant la bande 432-438 Mc/s, en d'autres termes, en ma-

nœuvrant lentement le récepteur entre 24 et 30 Mc/s. Puis, on règle $C_2$ pour obtenir l'accord optimum, c'est-à-dire l'audition maximum de l'onde désirée. On recherchera aussi à améliorer le signal en modifiant la position de $Lc_1$ à l'intérieur du circuit coaxial, en enfonçant ou en retirant la boucle $Lc_1$ et en retouchant chaque fois l'accord par $C_2$.

7° Toujours à l'écoute de cette onde, il ne reste qu'à régler l'étage d'entrée en manœuvrant $C_1$. On augmentera le plus possible la tension anodique du tube ECC81 en réduisant la valeur de la résistance $R_1$ de 50 kΩ (déplacement du collier). Nous avons dit « le plus possible » ; en effet, pour une certaine tension, cet étage devient instable et entre en auto-oscillation. On remarquera qu'il est difficile d'augmenter la tension anodique au delà de 50 volts. Il est certain que le gain apporté par cet étage d'entrée avec une HT aussi faible, est minime. Bien que minime, il n'est pas négligeable d'une part, et d'autre part, le rapport signal/souffle de l'adaptateur est nettement amélioré par rapport à son utilisation sans l'étage d'entrée.

Il faut faire l'accord de $C_1$ et $C_2$ vers 435 Mc/s ; de cette façon, on ne retouche ces réglages que si l'on écoute aux extrémités de la bande, soit 432 et 438 Mc/s.

Pour terminer, nous dirons quelques mots concernant la réalisation pratique.

Tous les condensateurs et résistances sont du type miniature. Toutes les capacités jusqu'à 5 000 pF inclus sont du type céramique ; les capacités de 10 000 pF sont à diélectrique mica. Exceptions pour les résistances de 50 kΩ et de 500 Ω ($R_1$ et $R_2$) qui sont des résistances ordinaires bobinées, et pour le condensateur de 0,05 µF (HT) qui est à diélectrique au papier.

L'ensemble de l'adaptateur est monté dans un coffret métallique fermé sur toutes ses faces, le fond est vissé, le dessus forme couvercle. Au tiers de la hauteur de ce coffret se situe une tôle plane formant châssis. Au-dessous de cette tôle sont câblés les circuits de la « chaîne » oscillatrice ; au-dessus, sont installés tous les autres circuits et éléments. De plus, un certain cloisonnement absolument indispensable doit être aménagé, assurant une séparation efficace entre certains étages ; ce cloisonnement est représenté en traits mixtes sur notre figure.

Les réglages des circuits $L_3$ $C_3$ et $L_4$ $C_4$ ont été faits vers le milieu de la bande, soit vers 27 Mc/s. En cours d'utilisation normale, ils n'ont pas à être retouchés.

Il en est de même pour les circuits de la « chaîne » oscillatrice cristal ; après mise au point, ils n'ont plus à être modifiés. En conséquence, seuls les réglages de $C_1$ et $C_2$ demandent à être « sortis » sur le panneau avant de l'appareil. Si l'on veut s'offrir du luxe, on pourra remplacer la résistance $R_1$ par un potentiomètre monté en résistance variable de même valeur (50 kΩ) qui permettra d'ajuster la tension anodique sur l'étage d'entrée à son maximum dans chaque cas.

En résumé, la recherche des stations s'opère tout simplement en manœuvrant le réglage du récepteur de trafic entre 24 et 30 Mc/s ... c'est tout ! Le cas échéant, on pourra simplement vérifier l'accord de $C_1$ et $C_2$ pour l'obtention du signal maximum.

## b) EMETTEUR QQE 03/12 MODULE PLAQUE ET ECRAN

Comme nous l'avons dit précédemment, pour trafiquer dans la bande 435 Mc/s, les amateurs partent de leur émetteur 144 Mc/s et... ils triplent, une fois de plus, la fréquence. Nous n'avons pas voulu faire entorse à cette règle solidement établie, et c'est ce que nous avons fait aussi.

Précisons qu'il s'agit d'un émetteur de début, à faible puissance, et de ce fait, de réalisation économique. Comme nous le verrons plus loin, il sera facile ultérieurement d'ajouter un étage supplémentaire, étage final, délivrant une puissance UHF plus importante.

Nous avons donc utilisé l'émetteur 144 Mc/s dont le schéma a été donné sur la figure XV-24-1 du chapitre précédent. Mais l'étage PA avec tube 829 B est évidemment supprimé. En d'autres termes, nous utilisons cet émetteur jusqu'à la sortie de l'étage push-pull EL84 sortie où nous disposons d'une oscillation à 144 Mc/s... et nous installons un autre étage PA comportant un tube QQE-03/12 comme il est montré sur la figure XVI-7-2.

La bobine de couplage Lc2 est constituée par 3 spires de fil de cuivre 12/10e de mm sous isolant synthétique ; diamètre intérieur 18 mm sur air ; prise médiane ; les spires sont écartées de façon à ce que cette bobine occupe l'emplacement prévu au centre de $L_3$.

Les caractéristiques de l'émetteur précédemment indiquées (étages 6AQ5-EL84 et PP.EL84, voir chapitre XV-§ 4-D) restent évidemment inchangées.

Ainsi donc à la sortie de l'étage push-pull EL84, nous disposons d'une oscillation à 144 Mc/s (144,6 Mc/s exactement, pour le quartz 6 025 kc/s utilisé). Cette oscillation est appliquée aux grilles de commande du tube QQE-03/12 fonctionnant en push-pull tripleur de fréquence. Les connexions entre $Lc_2$ et les grilles de commande du tube final doivent être les plus courtes possible ; en réalité, c'est le fil servant à la

confection de la bobine qui se trouve prolongé jusqu'aux cosses de grille. On note également la présence de deux petits condensateurs ajustables à air $C_5$ et $C_6$ (0,4 — 4 pF Transco) permettant l'équilibrage de l'attaque du tube final ; nous y reviendrons plus loin.

Le circuit de sortie $L_4$ $L'_4$ $C_4$ doit être accordé sur 432 Mc/s (433,8 Mc/s dans notre cas, vu le quartz utilisé) ; c'est un circuit à lignes parallèles vibrant en 1/2 onde. Nous avons : $L_4$ = $L'_4$ = bande de cuivre plate, largeur 13 mm, épaisseur 1 mm, longueur 120 mm ; il s'agit de la longueur totale d'une bande, c'est-à-dire y compris la pliure pour la connexion au condensateur $C_4$. La distance entre $L_4$ et $L'_4$ est de l'ordre de 16 mm, car nous aurons à agir sur cette dimension au moment de la mise au point. Il serait, en effet, extrêmement prétentieux de vouloir donner des dimensions précises et définitives sur ces fréquences où la moindre différence dans le câblage, par exemple, peut modifier l'accord.

Le condensateur variable $C_4$ présente une capacité de 2×4 pF environ (soit capacité résultante maximum environ 2 pF) ; il est du type papillon Philips (1,6), ou Aréna (DPB6 dont on ne laisse qu'une lame mobile et une lame fixe par stator); il est mû par un petit démultiplicateur planétaire.

Les bobines d'arrêt $Ch_2$ et $Ch_3$ comportent chacune 11 tours de fil de 6/10e de mm en cuivre émaillé, enroulés sur air diamètre intérieur de 5 mm et sur une longueur de 26 mm. Elles sont soudées aux points nodaux de $L_4$ et $L'_4$, c'est-à-dire aux points où le potentiel haute fréquence est le plus faible (théoriquement... nul !).

Lorsque la mise au point de l'étage final est dégrossie, il est avantageux de faire argenter les bandes de cuivre $L_4$ et $L'_4$.

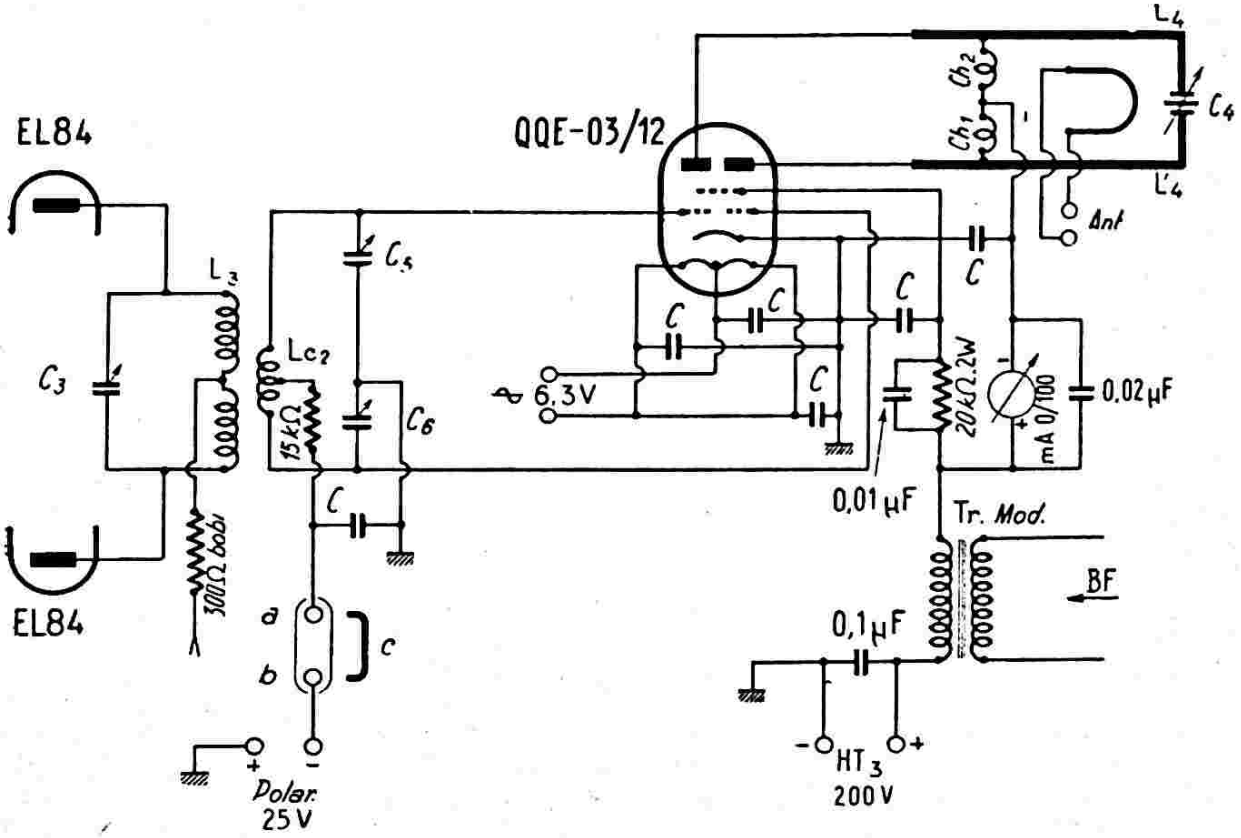



*Fig. XVI-7-2*

Quant à la bobine de couplage d'antenne $Lc_3$, elle est constituée par une classique « épingle à cheveux » en fil de 16/10e de mm, cuivre émaillé, de 25 mm de long environ, maintenue au-dessus de la ligne parallèle $L_4$ $L'_4$ au moyen de deux colonnettes de stéatite VHF. Le couplage d'antenne s'ajuste par variation de la distance entre $Lc_3$ et la ligne parallèle.

La modulation est appliquée sur l'étage final QQE — 03/12 par l'intermédiaire du transformateur de modulation Tr. (impédance secondaire nécessitée : environ 3500 Ω). Comme on le voit sur la figure XVI-7-2, il s'agit d'une modulation combinée de plaques et écrans classique. La tension anodique appliquée sur le tube QQE-03/12 pour la fréquence d'utilisation présente et les conditions d'emploi adoptées ne doit pas dépasser 200 volts, sous peine de constater une dissipation de plaque dangereuse ; la tension des écrans est amenée à une valeur correcte par une simple résistance de 20 kΩ 2 W.

Dans notre réalisation, alimentation et modulation sont prélevées sur l'émetteur normal à ondes décamétriques, au moyen d'inverseurs. Aussi ne les avons-nous pas schématisées. Néanmoins, pour l'amateur désireux de construire un émetteur 435 Mc/s autonome, le montage de ces sections complémentaires ne présentent aucune difficulté.

Pour l'alimentation HT à 300 V, prévoir un transformateur du type 200 mA avec une valve 5Z3. La tension de polarisation de — 25 volts est obtenue tout simplement en intercalant entre le point milieu HT du redresseur précédent et la masse, une résistance bobinée à collier de 200 Ω. On ajuste le collier pour obtenir la tension — 25 V requise.

Pour la modulation, il existe une infinité de solutions, la puissance BF nécessaire étant relativement faible. Ainsi, en partant d'un microphone à cristal, le montage suivant conviendra parfaitement : EF86 pentode suivie de EF86 connectée en triode, et EL84 en pentode finale ; ceci donné à titre purement indicatif.

Pour les amateurs de télégraphie, un procédé simple de manipulation consiste à couper l'alimentation d'écrans de push-pull EL84. Manipulateur levé, cet étage ne fonctionne plus et l'étage final QQE-03/12 n'est plus excité. On peut employer ce système de manipulation sans risque pour le tube final, ce dernier recevant une polarisation partielle « semi-fixe » de — 25 volts, suffisante pour empêcher d'atteindre une dissipation anodique dangereuse.

On se souvient que notre étage final QE-03/12 fonctionne en tripleur de fréquence. Les amateurs aimant les grosses puissances pourront juger ce PA insuffisant. Dans ce cas, il suffit de faire suivre cette première construction par un autre étage fonctionnant en amplificateur. Cet étage, sur lequel sera alors appliquée la modulation, comportera un tube double tétrode type AX9903 et sera décrit plus loin.

Donnons maintenant quelques précisions concernant les organes à employer. Les caractéristiques des résistances sont données directement sur le schéma. Les condensateurs marqués C sont de 1 500 pF céramique.

Nous pensons inutile de rappeler, l'impérieuse nécessité sur ces fréquences d'employer des supports de lampes de grande qualité (matière spéciale VHF ou mieux stéatite) et assurant des contacts parfaits sur les broches.

Au point de vue réalisation pratique, il convient de respecter l'ordre donné par les schémas théoriques. Contrairement à ce qui est représenté sur la figure XVI-7-2, les circuits $Lc_2$ $C_5$ $C_6$ et $L_4$ $L'_4$ $C_4$, ainsi que leurs connexions au tube QQE-03/12, doivent être construits pratiquement d'une façon absolument symétrique La présentation est laissée au goût de chacun : coffret, tiroir pour installation dans un rack, montage sur table, etc... Néanmoins, nous conseillons le câblage sur un châssis en cuivre ou laiton sur lequel on pourra souder aisément les masses : un point de masse commun unique par étage soudé au châssis, rappelons-le une fois de plus. Ne pas utiliser des pièces quelconques de polystyrène ou de stéatite à tous propos. Il est des cas où l'on ne peut pas faire autrement, mais il faut toujours se souvenir que le meilleur isolant et le meilleur diélectrique U.H.F. est l'air.

### Mise au point de l'émetteur

Passons maintenant à la mise au point. Comme à l'accoutumée, il faut régler les étages successifs en partant du cristal : Revoir chapitre XV § 4-D. Bien s'assurer à l'ondemètre que l'on ne se trompe pas d'harmonique. Régler chaque circuit anodique à la résonance pour la déviation minimum d'un milliampèremètre intercalé provisoirement dans chaque connexion d'alimentation.

Un autre procédé consiste également à mesurer le *maximum* du courant de grille de commande de l'étage suivant (milliampèremètre intercalé entre la résistance de fuite de grille et la masse).

Attaquons maintenant l'étage final QQE-03/12. Il nous faut placer un milliampèremètre (déviation totale 5 mA) aux douilles *a* et *b* du retour du circuit de grille, et nos réglages chercheront à obtenir le courant d'excitation le plus élevé possible. Il est d'ailleurs extrêmement facile d'obtenir les 3 milliampères requis pour une excitation et une modulation correctes du tube final. Pour cela, les condensateurs $C_5$ et $C_6$ sont placés en capacité minimum ; puis, on couple de plus en plus serré la bobine $Lc_2$ à la bobine $L_3$. On ne tardera pas à voir dévier l'aiguille de notre milliampèremètre de grille. Rechercher alors la déviation maximum de cette aiguille :

1° en retouchant $C_3$ (l'approche de $Lc_2$ aura probablement légèrement déréglé le circuit $L_3$ $C_3$) ;

2° en augmentant la capacité, soit de $C_5$, soit de $C_6$. Il est probable qu'il faudra augmenter l'une de ces deux dernières capacités plus que l'autre ; ceci est dû aux capacités de montage ou de câblage différentes, à l'asymétrie du tube, etc...

De toutes façons, en jouant sur $Lc_2$, $C_3$, $C_5$ et $C_6$ comme il vient d'être dit, nous obtiendrons aisément un courant grille de 3 mA. On supprime alors le milliampère-

mètre et l'on replace le cavalier *c* court-circuitant les douilles *a* et *b*.

Nous en arrivons au circuit de sortie $L_4$ $L'_4$ duquel nous allons découpler fortement la boucle de liaison à l'antenne $Lc_3$. Nous avons donné précédemment les dimensions de ce circuit ; ce sont des dimensions de départ, donnant un ordre de grandeur. Car, sur ces fréquences, il est impossible de définir exactement de telles dimensions, trop de facteurs intervenant pour chaque réalisation particulière. Mettons donc $C_4$ en position de capacité moyenne ; en approchant un ondemètre à cristal de germanium et microampèremètre de la ligne parallèle, on doit commencer à déceler du « 432 Mc/s » ; à défaut, on pourra aussi utiliser une boucle de Hertz en forme de U avec une ampoule de 40 MA. Chercher à améliorer l'amplitude de la HF disponible (ou à obtenir le minimum au milliampèremètre 0/100 de plaque) en actionnant $C_4$. La variation possible de $C_4$ ne permettra peut-être pas d'atteindre ce but, mais nous verrons ce qu'il convient de faire à la ligne $L_4$ $L'_4$ : la raccourcir ou l'allonger, ou, ce qui revient au même, augmenter ou diminuer la distance séparant $L_4$ et $L'_4$. Il faut chercher à obtenir l'accord de la ligne parallèle pour une capacité moyenne du condensateur $C_4$, ce dernier permettant ainsi par la suite de rattraper les déréglages par excès ou par défaut toujours possibles.

Si cette dernière mise au point a été faite à la boucle de Hertz (et non à l'ondemètre), il faudra ensuite vérifier, à l'aide d'une ligne de Lecher connectée à la place de l'antenne, que l'on est bien en présence d'une onde de l'ordre de 68 à 70 cm.

C'est à partir de ce moment que l'on pourra faire argenter les lignes $L_4$ et $L'_4$. Bien entendu, après argenture et remontage, il faudra vérifier de nouveau cette mise au point.

Connectons l'antenne et couplons progressivement $Lc_3$ à la ligne parallèle, en assurant le minimum d'intensité anodique par réglage de $C_4$ (accord à la résonance). Pour un fonctionnement normal, nous devons obtenir 60 mA (charge d'antenne normale et tension anodique du QQE-03-12 de 200 volts) ; en découplant totalement l'antenne, l'intensité anodique tombe à 40 mA environ. Nous avons estimé la puissance H.F. utile à 2,5 W environ.

On passe ensuite à la vérification de la modulation. Si nos lecteurs ont respecté les indications données jusqu'ici, il ne doit pas se produire d'ennuis ; la modulation doit être bonne, correcte et suffisamment bien linéaire. Si cette modulation était, comme on dit, essentiellement « à l'envers », il conviendrait d'examiner dans l'ordre les points suivants : Excitation H.F. de l'étage final (au moins 3 mA ; en modulation plaque, il vaut mieux avoir trop d'excitation que pas assez ; en modulation par la grille de commande, c'est le contraire). Tension d'écrans (voir valeur de la résistance de 20 kΩ 2 W). Chauffage (voir cette tension). Charge d'antenne (essayer différentes valeurs du couplage).

Après cette première mise au point générale, il est sage de tout reprendre depuis le départ (oscillateur cristal), dans le même ordre et comme nous venons de l'exposer : $C_1$, $C_2$, $C_3$, $Lc_2$, $C_5$, $C_6$, courant grille PA, $C_4$, $Lc_3$, courant anodique P.A. En effet, certains réglages, certaines modifications de tension, peuvent réagir s'ils sont importants, sur des étages voisins. Par la suite, naturellement, on se borne à vérifier de temps à autre le courant d'excitation de grille du PA, et à accorder le circuit de sortie à la résonance (lecture au milliampèremètre anodique).

### c) (VARIANTE) EMETTEUR AVEC ETAGE FINAL 832 TRIPLEUR 22 W

Voici une réalisation d'émetteur 432 MHz qui ne manquera certainement pas de succès vu sa simplicité et la puissance obtenue.

On part de l'émetteur 144 MHz de la figure XV-25-1 et les transformations sont extrêmement faciles.

A la sortie du second tripleur de fréquence, nous disposons d'une oscillation à 144 MHz. Il nous sufit donc de modifier l'étage final en le faisant fonctionner également en tripleur de fréquence, et nous disposerons d'une oscillation de sortie sur 432 MHz.

Ces transformations sont représentées sur la figure XVI-7-3.

Pour améliorer le fonctionnement de l'étage final en multiplicateur de fréquence, il faut intercaler une résistance de 22 kΩ 1 W dans le retour des grilles de commande (en série dans la connexion allant aux circuits de mesure et à la polarisation).

D'autre part, le circuit anodique doit être constitué pour permettre l'accord dans la bande 432-438 MHz.

Le circuit de plaque $L_p$ est constitué par un U en tube de cuivre de 5 mm de diamètre ; longueur : 38 mm ; écartement d'axe en axe : 22 mm. Ce circuit est fixé par vis directement sur les têtons d'anodes du tube 832.

L'accord du circuit est réalisé par un disque de laiton de 22 mm de diamètre que l'on approche plus ou moins des branches de U. La figure XVI-7-4 montre d'ailleurs la réalisation pratique faite à l'intérieur du châssis de l'émetteur.

Un bloc de polystyrène 1 est taraudé pour le passage d'une tige filetée 2 munie d'un bouton 3. En manœuvrant ce bouton, le disque 4 soudé à l'autre extrémité de la tige filetée s'éloigne ou s'approche du circuit anodique $L_p$.

La bobine d'arrêt $Ch_1$ comporte 10 tours de fil de cuivre émaillé de 8/10 de mm, diamètre intérieur de 6 mm, répartis sur une longueur de 25 mm.

Ce sont les seules modifications à apporter ; aucun autre circuit n'est à transformer

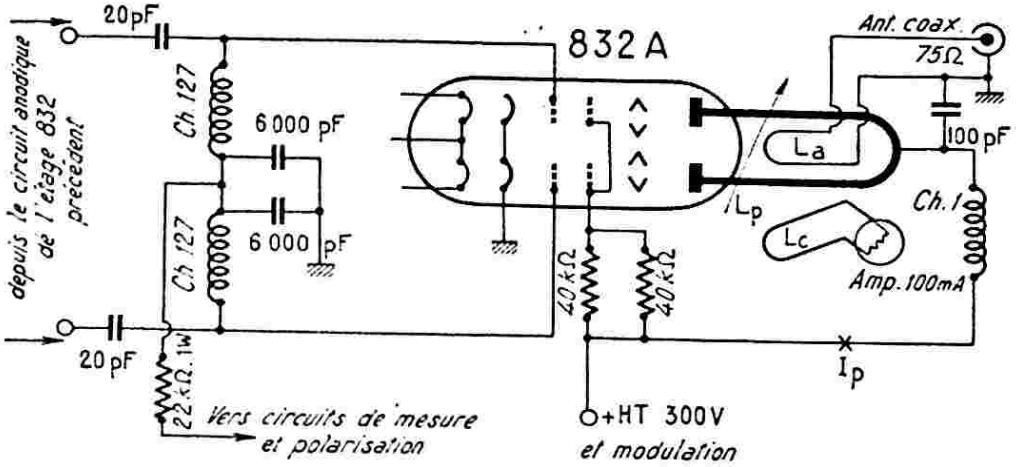



*Fig. XVI-7-3*

Le circuit de couplage pour l'antenne $L_a$ est également une « épingle à cheveux » d'une longueur de 30 mm avec espacement de 15 mm, dont le plan est parallèle au plan de $L_p$. La sortie s'effectue sur une douille coaxiale, et le réglage du couplage s'opère en modifiant l'écartement de $L_a$ par rapport à $L_p$.

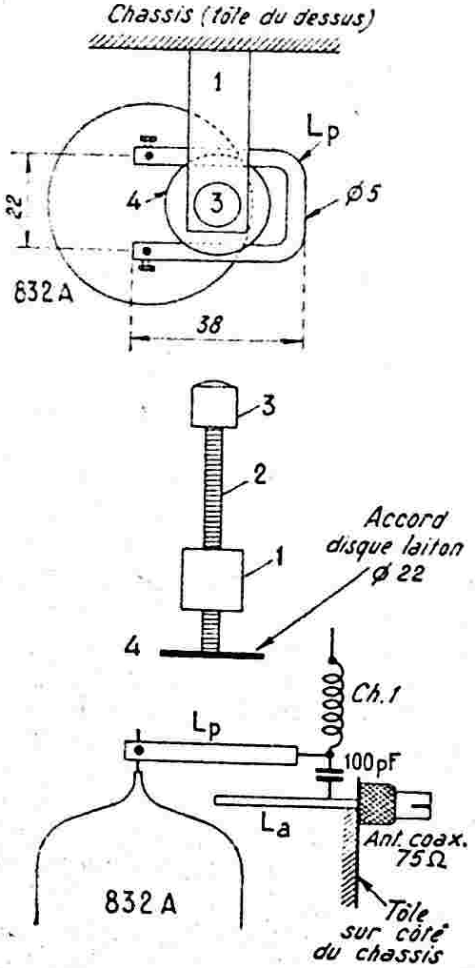



*Fig. XVI-7-4*

dans l'émetteur de la figure XV-25-1. Comme on peut en juger, il serait difficile de vouloir faire plus simple !

Pour la mise au point, on réalise une autre « épingle à cheveux » $L_c$ se renfermant sur une ampoule 6,3 V 100 mA ; les caractéristiques géométriques de $L_c$ ne sont pas critiques (par exemple, on pourra faire $L_c$ identique à $L_a$). L'antenne est branchée à la douille coaxiale. Puis, il sera sage de réduire la haute tension aux environs de 200 V afin d'éviter d'endommager le tube 832.

Le circuit auxiliaire, $L_c$ et son ampoule, étant couplé à $L_p$, on règle le disque d'accord en manœuvrant le bouton, de façon à obtenir l'éclairement maximum de l'ampoule. On règle le couplage de $L_a$ par rapport à $L_p$, de façon à obtenir le maximum d'absorption d'énergie par l'antenne. Ensuite, on peut rétablir la haute tension à sa valeur normale, soit 300 V. Enfin, on vérifie, une dernière fois, le réglage, du disque d'accord.

Avec une HT de 300 V et le circuit anodique normalement chargé, l'intensité des plaques mesurée au point $I_p$ est de l'ordre de 72 mA (soit puissance input de 22 watts environ et puissance HF de l'ordre de 7 watts).

●

**Nota :**

Il est évident qu'une transformation absolument identique (modification du circuit de sortie et fonctionnement de l'étage PA en tripleur) peut être appliquée très exactement de la même façon à l'émetteur de la figure XV-24-1 (tube final 829B), ainsi qu'à l'émetteur BC625 du SCR 522/

542 des « Surplus U.S. » très répandu chez les OM.

### d) EMETTEUR 70 W AVEC AX 9903

Le schéma de l'étage final de puissance de cet émetteur est représenté sur la figure XVI-7-5.

Pourquoi schéma de l'étage final simplement ? Parce qu'en fait, cet étage n'est qu'un complément possible aux deux précédents émetteurs que nous venons d'examiner. En effet, il peut être attaqué, soit par l'émetteur de la figure XVI-7-2, soit par celui de la figure XVI-7-3. Ces émetteurs deviennent alors simplement des excitateurs, et ils ne seront plus modulés ; la modulation est reportée sur les anodes et les écrans du tube double tétrode AX903 équipant notre étage PA. Sur la figure XVI-7-5, le circuit L en pointillés représente le circuit anodique de sortie, soit du montage de la figure XVI-7-2, soit du montage de la figure XVI-7-3.

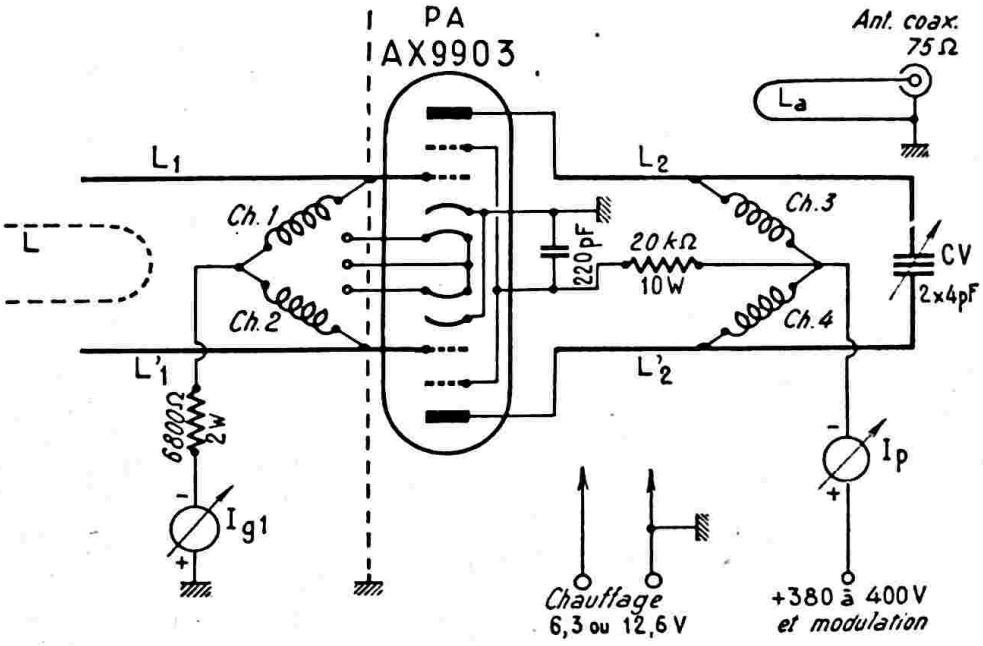



*Fig. XVI-7-5*

Le circuit des grilles de commande $L_1$ $L'_1$ est fait de deux bandes de cuivre de 6 mm de large, épaisseur 1 mm, longues de 48 mm chacune. L'espacement entre $L_1$ et $L'_1$ d'une part, et d'autre part, la distance entre $L_1$ et $L'_1$ et le circuit anodique L, doivent être ajustés minutieusement, par essais successifs, de façon à obtenir une intensité de grilles $I_{g1}$ de l'ordre de 4 à 5 mA. La puissance VHF d'excitation requise est d'environ 1 à 1,2 watt.

Le circuit d'accord des anodes $L_2$ $L'_2$ est fait de deux bandes de cuivre de 6 mm de large, épaisseur 1 mm longues de 82 mm chacune ; ces bandes de cuivre sont fixées directement aux têtons de plaques du tube 9903 et aboutissent directement sur les armatures fixes du condensateur variable CV de 2 × 4 pF environ (type papillon de Aréna D6P, modèle X7, auquel on ne laisse qu'une lame-papillon mobile, et que l'on commande par un prolongateur d'axe isolé). L'espacement entre les bandes $L_2$ et $L'_2$ est de 16 mm.

Les bobines d'arrêt $Ch_1$, $Ch_2$, $Ch_3$ et $Ch_4$ sont identiques ; elles comportent chacune 11 tours de fil de cuivre émaillé de 8/10 de mm, diamètre intérieur 5 mm, répartis sur une longueur de 25 mm. Les bobines $Ch_1$ et $Ch_2$ sont soudées directement aux cosses de grilles du support de lampe. Quant aux bobines $Ch_3$ et $Ch_4$, elles sont soudées aux points nodaux (HF nulle) des bandes $L_2$ et $L'_2$ (environ au milieu ; à déterminer par essais, selon le procédé habituel).

La bobine de couplage pour l'antenne $L_a$ est l'habituelle épingle à cheveux ; fil de 16/10 de mm ; longueur des branches du U : 25 mm ; écartement entre chaque branche : 12 mm.

Pour la clarté du schéma, $L_a$ a été représentée à côté de $L_2$ $L'_2$. Pratiquement, $L_a$ est au-dessus de $L_2$ $L'_2$ dans un plan parallèle. Le couplage, c'est-à-dire la distance de $L_a$ par rapport à $L_2$ $L'_2$, doit être réglé pour obtenir le transfert maximum d'énergie à l'antenne.

Pour la réalisation pratique, disons que le tube 9903 doit être monté horizontalement. Son support est fixé sur un panneau métallique vertical (symbolisé par un trait mixte sur le schéma) formant un blindage de séparation efficace entre les circuits de grilles et les circuits d'anodes.

Un amplificateur BF délivrant 30 à 35 watts modulés est nécessaire pour obtenir une modulation profonde, par l'anode et l'écran, de cet étage PA. Pour le secondaire du transformateur de modulation, disons que l'impédance présentée par cet étage PA est d'environ 2 000 Ω.

Correctement réglé, les conditions de fonctionnement du tube AX9903 dans la présente utilisation sont les suivantes :

$I_{g1}$ = 4 à 5 mA ; $I_{g2}$ = 10 mA ; $I_p$ = 190 mA ; avec une HT de 380 à 400 V. Ce qui fait une puissance-input de l'ordre de 70 watts et une puissance utile de sortie de 25 watts UHF environ. Mais, durant la première mise au point du circuit anodique $L_2$ $L'_2$ CV, il est prudent de réduire la HT à 250 V environ.

Des résultats équivalents avec des conditions de fonctionnement similaires peuvent être obtenus également avec un tube 6524.

●

Comme nos lecteurs auront pu en juger, la construction des récepteurs et des émetteurs pour 430 MHz ne présente pas de difficultés insurmontables ; il faut surtout avoir déjà l'expérience des V.H.F. (144 MHz, par exemple) et faire preuve de beaucoup de soins délicats pour les réalisations pratiques. Sur fréquences élevées, les difficultés rencontrées sont plus souvent d'ordre mécanique qu'électrique !

Avec le choix des montages publiés — et il y en a encore beaucoup d'autres susceptibles d'être réalisés — on voit qu'il y a tout un champ d'expériences passionnantes parmi lesquelles les amateurs peuvent encore évoluer.

Concernant les montages précédemment décrits, il convient de souligner la possibilité évidente d'associer n'importe quel adaptateur avec n'importe quel émetteur, pour la construction d'une station complète.

## § 5. — Les tubes électroniques à modulation de vitesse

Nous avons déjà dit, à maintes reprises, que lorsqu'on « monte » en fréquence, on se heurte à de grosses difficultés de fonctionnement de la part des tubes courants : construction des électrodes, capacités et inductances réparties, pertes dans les diélectriques. Mais une autre cause très importante provoquant l'affaiblissement du rendement sur U.H.F., est le temps de transit des électrons dans le tube.

Sur les hyper-fréquences qui nous intéressent présentement, par suite du temps mis par les électrons pour atteindre l'anode, il arrive que le courant plaque soit en retard par rapport à la tension alternative d'anode. Lorsque ce retard (décalage) atteint $\pi/2$ (courant dévatté) la puissance est nulle. D'autres phénomènes connexes se produisent également mais nous les passerons ici sous silence.

Avec les lampes-glands vues au chapitre précédent, nous avons déjà obtenu une amélioration appréciable, mais ce n'était pas suffisant. Même avec ces tubes, il est difficile d'obtenir un rendement intéressant au-dessous de 40 centimètres de longueur d'onde. Il fallait trouver autre chose et, de l'esprit des chercheurs, sont sortis les tubes à modulation de vitesse.

Reportons-nous à la figure XVI-8. Les électrons émis par la cathode K sont dirigés sur deux grilles, $G_1$ et $G_2$, portées à

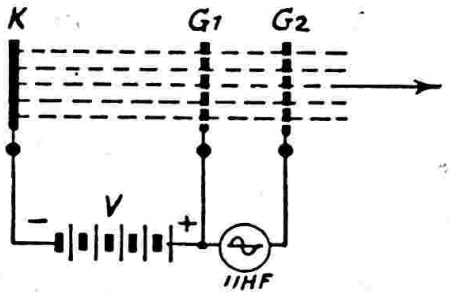



*Fig. XVI-8*

une même tension de base, V ; entre ces grilles est appliquée une différence de potentiel alternative à U.H.F.

Si l'on augmente V, la vitesse des électrons augmente et l'efficacité des grilles également. La modulation de vitesse exige donc une tension importante sur ces deux électrodes ; ces dernières produisent alors une commande énergique du courant, lorsque les électrons partent de $G_2$ avec de faibles variations de vitesse. Si $G_1$ et $G_2$ sont assez rapprochées, les courants induits dans le circuit extérieur sont très faibles (les variations spatiales de densité entre les grilles étant minimes). Dans ce cas, la puissance U.H.F. nécessaire à la commande des grilles est peu importante, si l'on utilise des circuits spéciaux (lignes parallèles, par exemple).

Nous produisons une modulation de vitesse des électrons, mais il nous faut la transformer en *modulation de densité* électronique, pour pouvoir utiliser l'énergie. On y parvient en séparant les électrons rapides des électrons lents. Pour cela, on utilise généralement la méthode dite par réflexion, mais ce n'est pas la seule (fig. XVI-9).

Faisons le potentiel de la plaque déflectrice, Pd, un peu inférieur à celui de la cathode ponctuelle K. Les électrons sortant de $G_2$ arrivent dans un champ retardateur. Ils font demi tour et reviennent vers $G_2$, *mais...* après avoir parcouru une distance d'autant plus élevée que leur vitesse était plus forte à la sortie de cette grille.

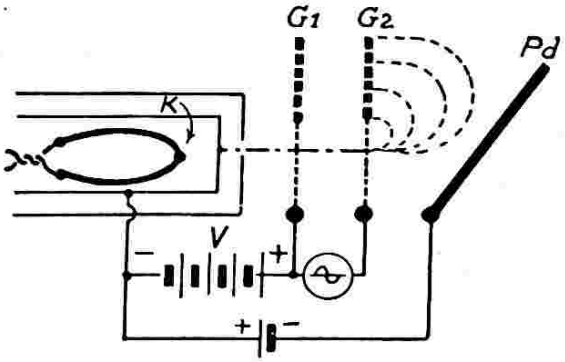



*Fig. XVI-9*

On voit donc que le temps de parcours des électrons, défaut important dans les tubes classiques, est systématiquement utilisé dans les tubes à modulation de vitesse. Grâce à ce procédé, on peut moduler profondément le faisceau électronique par une faible énergie appliquée aux électrodes de modulation.

Nous donnons (fig. XVI-10) le schéma de principe d'un auto-oscillateur à réflexion totale.

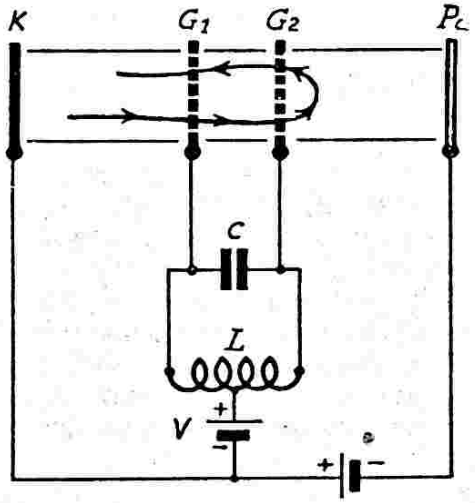



*Fig. XVI-10*

D'autre part, voici (fig. XVI-11) le montage d'un tube à réflexion utilisant des lignes L et L' (tube à champ retardateur construit par la S.F.R.). Ce tube utilise une électrode-canon E dont la longueur doit correspondre à un angle de parcours de $\pi$.

Enfin, pour terminer, citons un fameux tube à modulation de vitesse : le klystron, qui utilise comme circuit extérieur des cavités résonnantes en forme de tore de révolution, appelées rumbatrons. On sait, en effet, que sur U.H.F., les circuits accor-

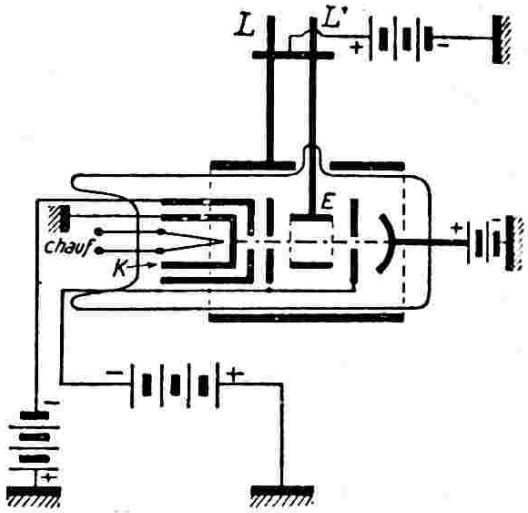



*Fig. XVI-11*

dés doivent être réduits à leur plus simple expression ; ainsi, figure XVI-12, en partant du C.O. classique (a), on arrive à la boucle (b), la capacité étant la capacité répartie (en pointillé). Si l'on fait tourner cette simple boucle autour de son axe x y, elle engendre la bande résonnante (c). En faisant opérer, à la boucle, une révolution complète, on arrive à la *cavité résonnante* qui, dans ce cas, a la forme d'un tore. C'est donc un circuit oscillant creux, entièrement fermé, automatiquement blindé, dans lequel on fait le vide (1), et pouvant contenir soit la lampe, soit une de ses parties, soit un autre circuit de couplage.

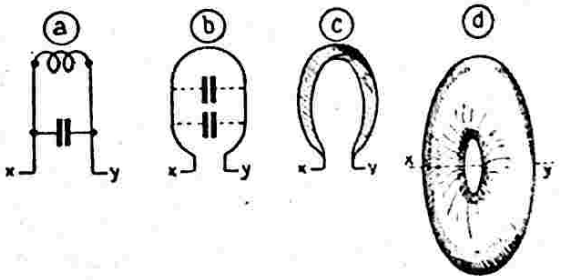



*Fig. XVI-12*

Des cavités résonnantes de toutes formes sont utilisées sur U.H.F. ; nous en reparlerons avec les tubes-phares et les magnétrons.

(1) Non obligatoire pour le fonctionnement de la cavité.

Revenons aux tubes à modulation de vitesse : la figure XVI-13 donne le montage de principe d'un klystron amplificateur associé à deux « cavités-rumbatrons », l'une montée en circuit d'entrée, l'autre en circuit de sortie.

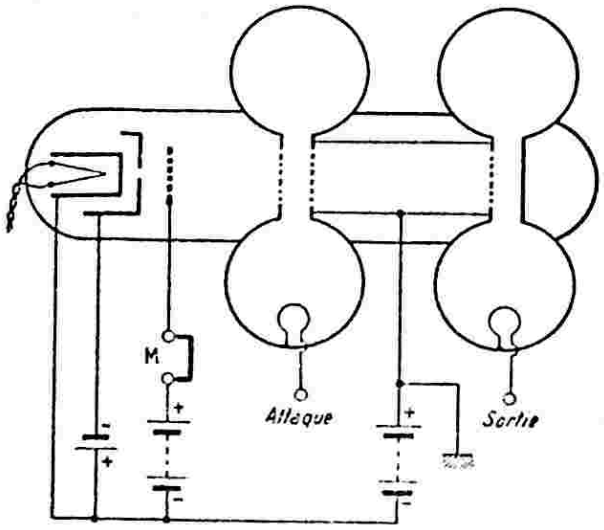



*Fig. XVI-13*

Les couplages à l'entrée et à la sortie se font au moyen de simples boucles à l'intérieur des cavités. En M, on peut éventuellement appliquer une tension de modulation.

Nous arrêterons là ces quelques notes élémentaires sur les tubes à modulation de vitesse, car nous risquerions de sortir du domaine de l'amateur (1).

## § 6. — Les tubes-phares

Les cavités résonnantes, nous l'avons vu, sont d'un usage fréquent sur U.H.F. ; nous les retrouvons encore dans les tubes-phares ou « light-house tubes » (2), dénommés ainsi à cause de leur ressemblance avec les tours surmontées d'un fanal placées le long du littoral.

Dans certaines lampes, construites par la G.E.C., les cavités résonnantes (tubes métalliques) sont incorporées au tube triode (cavités résonnantes latérales). Dans un certain type, par exemple, la distance grille-cathode est de 0,07 mm ; la distance plaque-grille de 0,5 mm ; tension d'anode : 200 à 300 volts ; puissance utile : 0,5 watt sur $\lambda = 8$ cm ; pente : 6,5 mA/V.

On emploie ordinairement ces tubes pour l'oscillateur local de certains récepteurs. Néanmoins, on peut utiliser une lampe-phare pour la réalisation d'un petit émetteur d'expérimentation, en employant, par exemple, le type 2C43, qui donne un watt utile sur $\lambda = 10$ cm, pour une tension anodique de 250 volts.

Une vis métallique, que l'on enfonce plus ou moins dans l'extérieur des cavités résonnantes, permet de régler la réaction entre circuit anodique et circuit de filament.

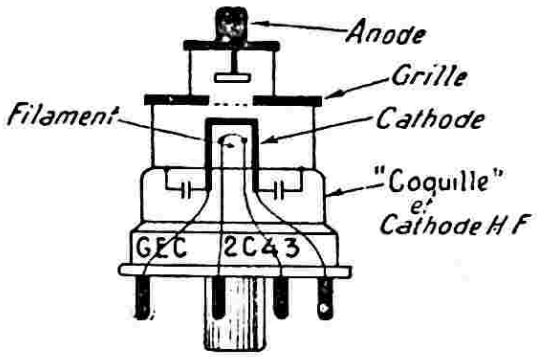



*Fig. XVI-14*

On voit que la constitution de ces lampes diffère beaucoup des tubes classiques ; elles ont des électrodes planes sorties latéralement : plaque en bout, grille au milieu, cathode et filament sur le culot (fig. XVI-14).

D'autre part, la figure XVI-15 nous montre un montage d'oscillateur utilisant

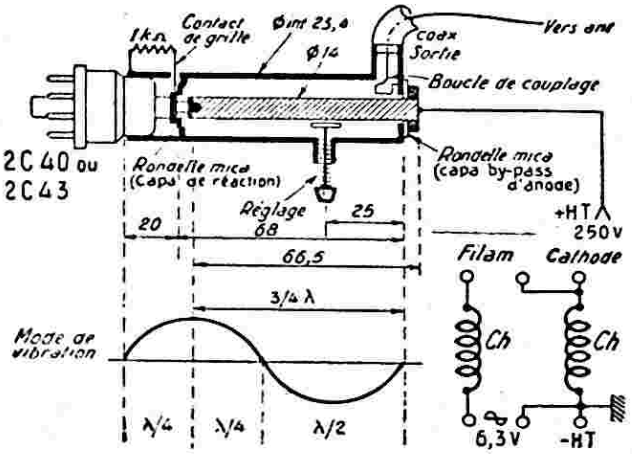



*Fig. XVI-15*

un tube-phare 2C40 ou 2C43 associé à ses cavités résonnantes tubulaires concentriques. Cet oscillateur convient pour la bande 2.300 Mc/s ($\lambda = 13$ cm) ; les dimensions données sur la figure sont indiquées en millimètres. Comme le montre le dessin, par leurs dimensions, les cavités résonnantes concentriques vibrent en 3/4 d'onde ; une vis de réglage permet de parfaire l'accord (1).

(1) Montages pratiques des klystrons, voir notamment « Radio Handbook » by Editors and Engineers (Santa Barbara).

(2) Ces tubes portent également le nom de « *tubes à disques scellés* »

(1) Naturellement, un tube phare peut être utilisé également pour la production de fréquences moins élevées (144, 420 Mc/s) ; montage oscillateur classique à lignes parallèles 1/4 λ. Mais ces tubes n'ont pas été créés pour cela.

Présentement, on trouve sur le marché français les tubes à disques scellés EC56 et EC57 de la « Radiotechnique » fonctionnant jusqu'à 4 000 Mc/s. Voici donc quelques extraits de la documentation éditée par cette firme au sujet de ces tubes.

Les tubes EC56 et EC57 à disques scellés sont des triodes à chauffage indirect étudiées pour fonctionner en oscillatrice ou en amplificatrice à des fréquences de l'ordre de 4 000 Mc/s (soit 7,5 cm).

Bien que ces tubes soient mécaniquement identiques, ils diffèrent par leurs propriétés électriques, le tube EC56 étant un amplificateur d'usage général à faible niveau, tandis que le tube EC57 est prévu pour l'amplification de puissance. La figure XVI-15-1 nous montre l'aspect des tubes EC56 ou EC57.

Grâce à leur structure simple de triodes, ces tubes sont plus avantageux que les autres types de tubes de structure plus complexe fonctionnant à la même fréquence, tels que les klystrons, ou les tubes à ondes progressives (traveling - wave tubes). Ils ont notamment un rendement élevé et des tensions d'alimentation relativement faibles.

Le mode de construction à disques scellés permet d'insérer les tubes directement dans les circuits coaxiaux et dans les guides d'ondes, la grille séparant alors électriquement le circuit d'anode du circuit de cathode. L'admittance de réaction correspondant à la capacité anode-cathode, étant très faible, un amplificateur ainsi équipé dans un montage « grille à la masse », fonctionne d'une manière parfaitement stable.

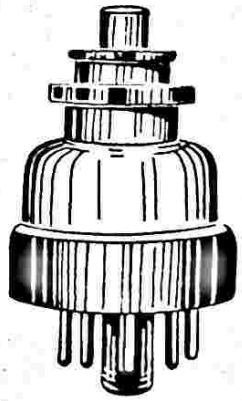


*Fig. XVI-15-1*

Le tube EC56 fournit une puissance de sortie de 1 watt environ sur 4 000 Mc/s avec une largeur de bande de 50 Mc/s. Il peut être avantageusement employé comme préamplificateur à faible bruit de fond pour des fréquences s'étendant jusqu'à 2 500 Mc/s (12 cm).

Le tube EC57 fournit une puissance de sortie de 3 watts environ sur 4 000 Mc/s avec une largeur de bande de 50 Mc/s.

Dans cette construction de tubes, on sait que la faible distance entre les électrodes réduit considérablement le temps de transit des électrons et que les disques auxquels aboutissent les électrodes permettent d'obtenir une très faible inductance des connexions. Par ailleurs, les qualités intéressantes des tubes EC56 et EC57 sont dues pour une large part, à l'emploi d'une cathode plane, type L, dont une vue en coupe est montrée à la figure XVI-15-2.

Cette cathode est constituée par un tube de molybdène séparé en deux compartiments. Le compartiment supérieur contient une pastille d'oxyde de baryum ; il est fermé par un capot de tungstène poreux soudé sur le tube de molybdène. Le compartiment inférieur renferme le filament. Le chauffage du filament provoque l'évaporation de l'oxyde de baryum ; celui-ci se diffuse graduellement à travers les orifices capillaires où le tungstène le réduit alors à l'état de baryum métallique. Lorsque le baryum atteint la surface du capot, il est prêt à fournir l'émission demandée.

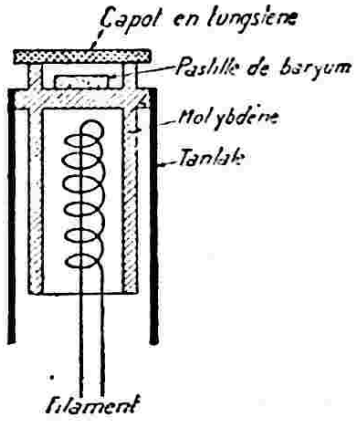



*Fig. XVI-15-2*

Ce procédé de fonctionnement nouveau de la cathode présente les propriétés suivantes :

1° On obtient une longue durée de vie et une forte densité du courant d'émission électronique.

2° La cathode n'est pas endommagée sous l'action de forces électrostatiques importantes.

3° La cathode se réactive elle-même après un claquage.

4° La cathode peut soutenir, sans modification d'émission, de sévères bombardements ioniques ou électroniques.

La figure XVI-15-3 montre le brochage de ces tubes. En voici les caractéristiques essentielles et les conditions d'emploi.

Chauffage = 6,3 V 0,65 A. Capacités inter-électrodes (avec grille à la masse) : anode/grille = 1,6 pF ; grille/cathode = 2,2 pF ; anode/cathode = 0,02 pF ; $V_a$ max = 300 V.

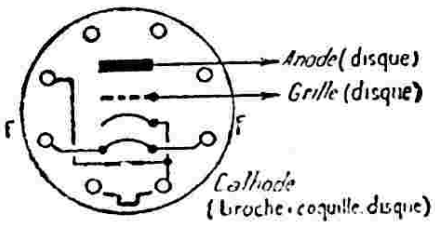



*Fig. XVI-15-3*

### Tube EC 56

Caractéristiques nominales ; emploi en amplificateur : $V_a$ = 180 V ; $I_a$ = 30 mA ; $V_g$ = — 3,5 V ; S = 16 mA/V ; k = 35.

Conditions de fonctionnement en amplificateur à 4 000 Mc/s :

$V_a$ = 220 V ; $V_g$ = + 40 V ; résistance ajustable de cathode = 2 kΩ max ; la polarisation est obtenue par la différence entre la tension $V_g$ de grille et la tension de cathode ; on ajuste le courant cathodique à 30 mA par réglage de la résistance de cathode ; largeur de bande à 3 dB = 100 à 50 Mc/s (par réglage du couplage entre le circuit d'anode et le guide d'onde de sortie) ; gain pour une puissance de sortie de 1 mW = 11 à 14 dB ; puissance de sortie pour un gain de 6 dB = 0,5 à 1 W.

### Tube EC57

Caractéristiques nominales ; emploi en amplificateur : $V_a$ = 180 V ; $I_a$ = 60 mA ; $V_g$ = — 1,8 V ; S = 19 mA/V ; k = 35.

Conditions de fonctionnement en amplificateur à 4 000 Mc/s :

$V_a$ = 220 V ; $V_g$ = + 40 V ; résistance de cathode ajustable = 2 kΩ max ; $I_a$ = 60 mA. Même système de polarisation que précédemment, permettant, malgré la très grande pente de ces tubes, une stabilisation du courant anodique du fait de la contre-réaction en intensité très efficace ainsi obtenue (en courant continu).

Largeur de bande à 3 dB = 100 à 50 Mc/s ; puissance de sortie pour un gain de 8 dB = 1,5 à 3 W.

Une circulation d'air à faible débit peut être nécessaire. Le dessin de la figure XVI-15-4 donne les cotes d'encombrement en millimètres des tubes EC56 et EC57 en vue de leur utilisation et de leur adaptation aux circuits à cavités résonnantes.

Les chiffres cerclés de 1 à 5 se réfèrent aux excentricités maxima définies comme suit :

(1) Les excentricités sont données par rapport à l'axe du trou taraudé (représenté en bas du dessin), le disque de grille étant vissé solidairement contre le flasque (avec un diamètre interne de 17 mm).

Autres précisions concernant cette partie : 7/8 de pouce = 22,23 mm ; données du pas de vis : 32 filets au pouce ; angle du filet = 60° ; diamètre intérieur = 21,51 mm + 0 — 0,15 mm ; diamètre extérieur

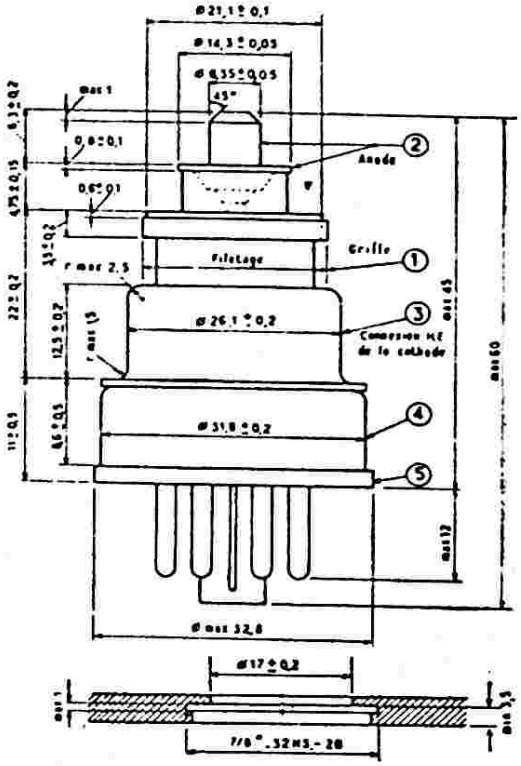



*Fig. XVI-15-4*

= 22,23 mm min. ; diamètre à flanc de filet = 21,83 mm + — 0,12 mm.

(2) Excentricité maximum de l'anode = 0,15 mm.

(3) Excentricité minimum de la connexion HF de cathode = 0,2 mm.

(4) La tolérance sur l'excentricité de l'embase est telle que celle-ci s'adapte dans un alésage de 32,5 mm de diamètre à la condition que cet alésage soit correctement centré par rapport à l'axe du trou défini au numéro 1.

(5) La tolérance sur l'excentricité du flasque d'embase est telle que celui-ci s'adapte dans un alésage de 33,5 mm de diamètre, à la condition que cet alésage soit correctement centré par rapport à l'axe du trou défini au numéro 1.

Voici maintenant les données du filetage du disque de grille des tubes : angle de filet = 60° ; 32 filets par pouce ; diamètre intérieur = 21,22 mm + 0 — 0,15 mm ; diamètre extérieur = 22,2 mm + 0 — 0,15

mm ; diamètre à flanc de filet = 21,68 mm + — 0,09 mm.

Citons également les versions **EC157** et **EC158** offrant des performances du même ordre avec une HT réduite à 180 V.

Toutes ces considérations purement théoriques et technologiques vont maintenant être étayées par l'étude et la réalisation d'un amplificateur pour 4 000 Mc/s.

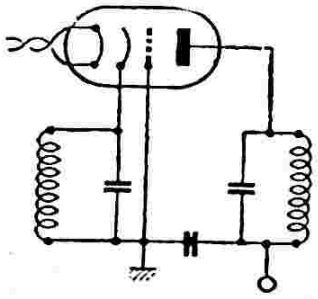


*Fig. XVI-15-5*

## AMPLIFICATEUR 4 000 MC/S

L'amplificateur décrit comporte un montage du type « grille à la masse » ; il peut être accordé entre 3 600 et 4 300 Mc/s avec une largeur de bande de 100 Mc/s.

### Principe de base du projet

La figure XVI-15-5 schématise le montage fondamental d'un amplificateur HF avec grille à la masse ; les circuits d'entrée (cathode) et de sortie (anode) sont accordés sur la fréquence du signal à amplifier.

L'admittance d'entrée d'un tel amplificateur est très élevée, car le courant cathodique HF doit être fourni intégralement par l'excitation ; il faut donc une certaine *puissance d'excitation*. Si l'on veut obtenir le gain de puissance maximum, on doit s'attacher à satisfaire deux exigences principales :

a) L'intégralité de la puissance fournie par l'étage d'excitation doit être transmise à l'entrée de l'amplificateur.

b) L'amplificateur doit dissiper dans la charge, la puissance de sortie maximum disponible. Ceci ne peut se faire que lorsque les impédances à l'entrée d'une part, et à la sortie d'autre part, sont parfaitement adaptées. Pour cela, les connexions d'entrée et de sortie de l'amplificateur sont des guides d'ondes, car les autres moyens de transfert provoqueraient des pertes considérables à ces fréquences très élevées.

L'impédance d'entrée sur la cathode du tube amplificateur est faible et s'approche de l'impédance caractéristique (450 Ω) du guide pour ondes de 7,5 cm ; nous pouvons donc prévoir un simple système de liaison sans transformation d'impédances.

Par contre, l'impédance de sortie présente une valeur élevée par rapport à l'impédance caractéristique du guide de sortie ; il faudra donc réaliser ici une adaptation abaissant fortement l'impédance.

La largeur de bande globale de l'amplificateur est déterminée par les largeurs de bande des circuits de cathode et d'anode. La largeur de bande du circuit d'entrée est très grande (environ 500 Mc/s) en raison du fort amortissement. C'est donc la largeur de bande du circuit de sortie qui détermine la largeur de bande de l'amplificateur. Précisons que la largeur de bande du circuit d'anode peut être ajustée en modifiant le rapport de la transformation d'impédances entre ce circuit et le guide de sortie.

Si l'on règle l'amplificateur sur une fréquence différente, l'impédance du circuit de sortie varie. Afin de pouvoir maintenir la largeur de bande constante dans toute la gamme de fréquences, il faut donc que le rapport de transformation varie également en fonction de la fréquence afin que les deux variations se compensent. Dans l'amplificateur réalisé, cette disposition est obtenue automatiquement à l'aide d'un seul élément variable qui ajuste simultanément l'accord du circuit et le rapport de transformation. Ces considérations permettent de tracer le schéma théorique équivalent de l'amplificateur (fig. XVI-15-6) avec son couplage d'entrée et le réglage simultané de l'accord anodique et du couplage de sortie.

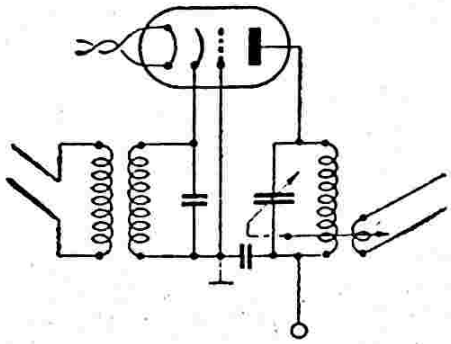


*Fig. XVI-15-6*

### Construction mécanique

L'amplificateur vu en plan, élévation et coupe, est montré sur la figure XVI-15-7.

La partie principale de l'amplificateur est formée par un bloc en laiton partiellement argenté et nickelé, dans lequel on a ménagé différentes ouvertures pour les pièces mobiles, la canalisation de refroidissement d'air et la connexion vers la source de tension continue d'anode.

Les guides d'entrée et de sortie disposés parallèlement, sont séparés par le circuit d'anode et le transformateur d'adaptation. Le tube est vissé à l'intérieur du guide d'onde d'entrée à une distance de l'extrémité égale à 1/4 λ. Ainsi ,le disque de grille et la connexion HF de la cathode se logent à l'intérieur des ouvertures ménagées dans les cloisons supérieure et inférieure du guide. Ces électrodes devant être isolées l'une de l'autre pour le « continu », du mécanisme d'accord sont visibles sur la figure XVI-15-7 qui montre, à gauche la position inférieure, et à droite la position supérieure.

Le rapport de transformation de la ligne coaxiale est déterminé par sa longueur et par son impédance caractéristique, laquelle dépend, comme on le sait, des diamètres intérieur et extérieur des conducteurs. Le conducteur intérieur a une forme telle qu'à toute position du conducteur extérieur cor-

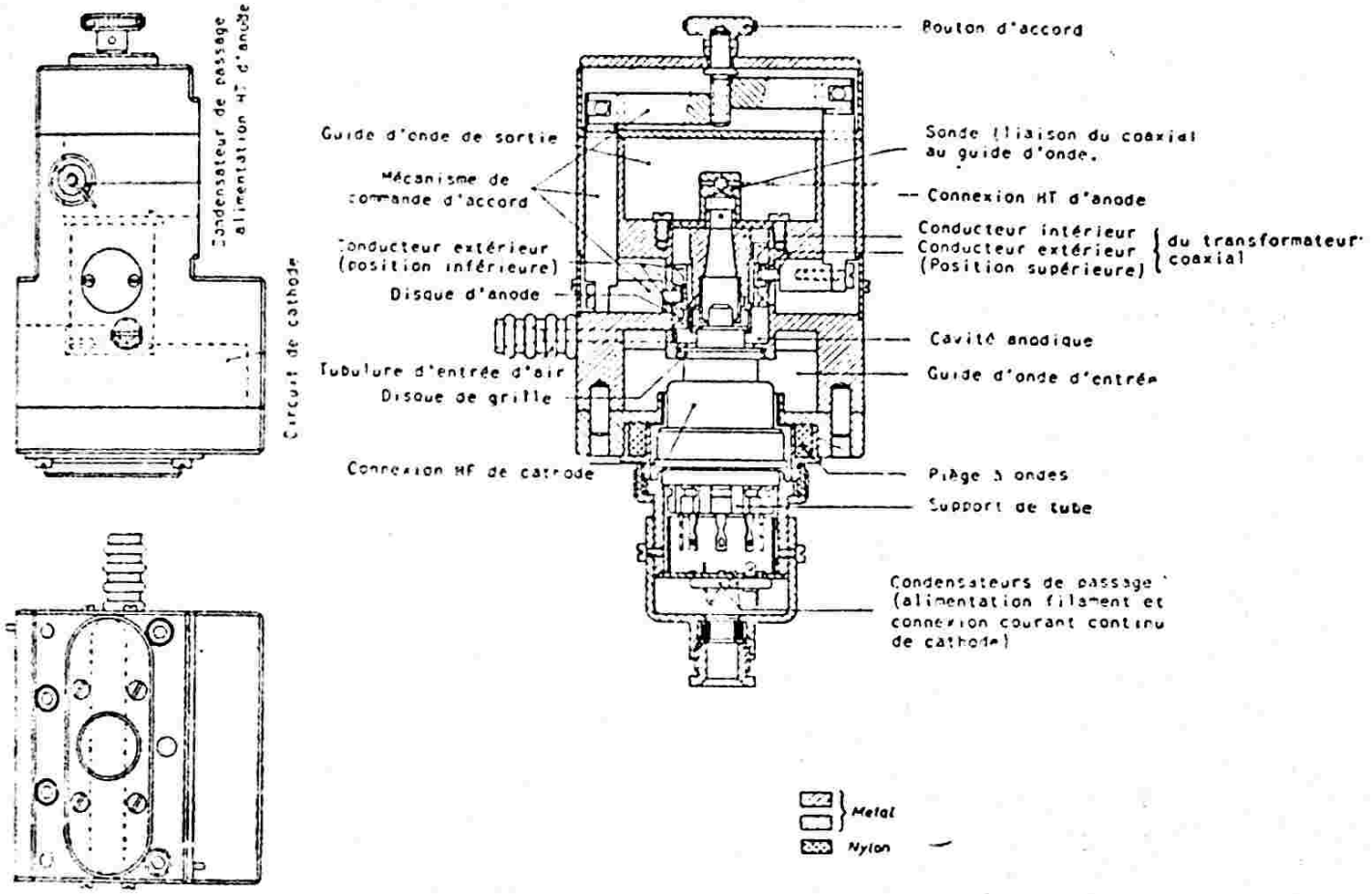



*Fig. XVI-15-7*

la connexion de cathode est couplée au guide d'onde à travers un piège hyperfréquence à large bande. La section de guide 1/4 λ court-circuitée, à droite du tube, constitue le circuit accordé de cathode.

Le circuit d'anode est constitué par la cavité cylindrique entourant cette électrode.

Le transformateur abaisseur est formé par une section de ligne coaxiale que l'on couple au guide de sortie à l'aide d'une sonde constituant une transition à large bande entre coaxial et guide d'onde. La cavité anodique étant délimitée par le conducteur extérieur de ce transformateur, l'accord de l'amplificateur est obtenu par déplacement de celui-ci. Le déplacement se fait au moyen de barres de connexion commandées par un bouton situé au sommet de l'amplificateur. Les deux positions extrêmes correspond, pour la ligne, une impédance caractéristique de valeur différente. Ainsi, l'accord et le rapport de transformation sont ajustés simultanément par le déplacement du conducteur extérieur ; d'où, largeur de bande constante sur toute la gamme des fréquences. La largeur de bande de l'amplificateur étant conditionnée par les dimensions du transformateur coaxial, on peut la modifier en remplaçant le conducteur intérieur de ce transformateur par un conducteur de dimensions différentes.

La tension continue d'anode est amenée par un fil fin qui traverse le guide de sortie dans une direction perpendiculaire aux lignes de force. On évite ainsi la fuite latérale HF qui serait produite dans le cas de déformation du champ.

Pour éviter une élévation de température excessive des scellements des disques du tube, on refroidit l'amplificateur au moyen d'une circulation d'air forcé. L'entrée de la canalisation d'air est constituée par un embout cannelé, vissé sur un panneau latéral du bloc. L'air circule à travers la cavité d'anode et le conducteur intérieur creux du transformateur coaxial, puis s'échappe par le guide d'onde de sortie. Le tube d'entrée d'air forme un guide à la coupure, ce qui évite toute réaction sur la cavité anodique. La connexion HT d'anode et la tubulure d'entrée d'air peuvent être montées, à volonté, d'un côté du bloc ou de l'autre.

La tension de chauffage et le retour continu cathodique sont appliqués au tube à l'aide d'un câble de liaison et d'un support fixé au bloc à l'aide d'un écrou à tête moletée.

Les figures XVI-15-8 et 9 montrent l'amplificateur complet, et les différentes

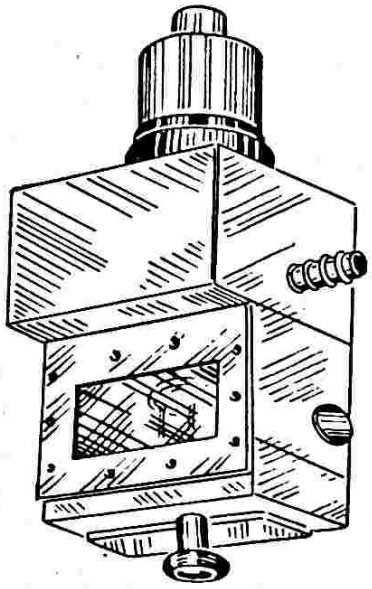


*Fig. XVI-15-8*

pièces entrant dans sa construction sont représentées en vue explosées sur la figure XVI-15-10.

Pour terminer, voici les dimensions de cet amplificateur, ainsi que les types de guides d'ondes préconisés :

Hauteur totale = 178 mm.

Longueur = 69 mm.

Largeur sans la tubulure d'air = 75 mm.

Distance entre les axes des guides d'entrée et de sortie = 51 mm.

Poids = 2,450 kg.

Guide d'onde d'entrée = type RG-49 U.

Guide d'onde de sortie ; dimensions extérieures : 2 pouces × 1 pouce, soit 50,8 × 25,4 mm.



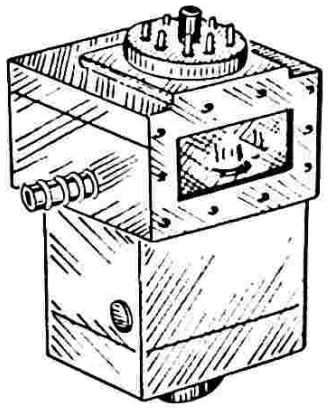


*Fig. XVI-15-9*

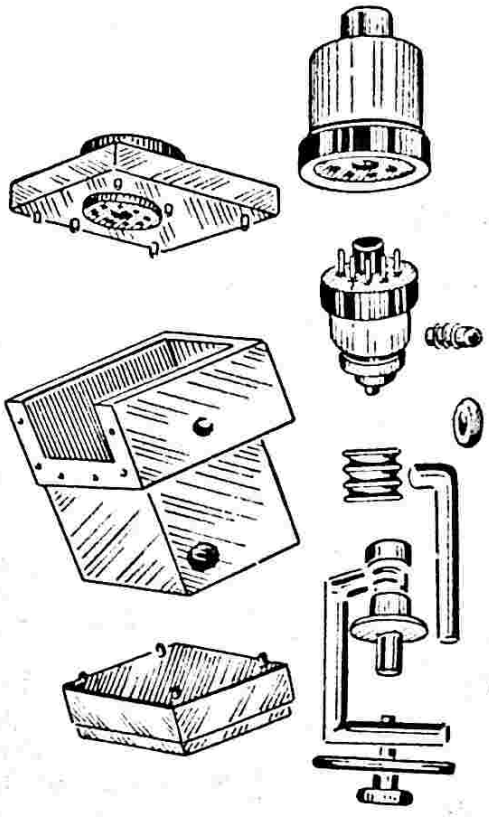


*Fig. XVI-15-10*

## § 7. — Les magnétrons

Toujours dans la production des micro-ondes, et parallèlement au klystron, un autre tube a fait son chemin, et même avec plus de succès encore : c'est le magnétron.

On peut distinguer plusieurs catégories de magnétrons :

1° Le magnétron électronique à anode continue, dont la fréquence des oscillations est déterminée par le temps de parcours des électrons.

2° Le magnétron à deux demi-anodes (circuit à résistance négative), dont la fréquence est déterminée, en grande partie, par les constantes d'un circuit oscillant extérieur.

3° Le magnétron à cavités résonnantes découpées directement dans une couronne en cuivre massif (anode) ; sa fréquence d'oscillation dépend essentiellement du diamètre des cavités.

Ces deux dernières catégories sont pratiquement seules employées actuellement.

*Magnétron ordinaire.*

Le magnétron, dû à Hull, est un tube à vide ; il comprend une cathode incandescente dirigée suivant l'axe du tube cylindrique, tandis que l'anode est un cylindre métallique concentrique ; ce cylindre est fendu suivant une génératrice, pour éviter l'action néfaste des courants de Foucault. Le circuit parcouru par les électrons entre la cathode et l'anode, est déterminé par un champ magnétique parallèle à l'axe du tube, champ créé par une bobine extérieure ou intérieure. Ce champ dévie les électrons, qui tendent à décrire des trajectoires circulaires autour du filament. A un champ magnétique variable correspond une variation du courant anodique. On appelle *champ de blocage* la valeur du champ magnétique à partir de laquelle les électrons émis par le filament ne peuvent plus atteindre l'anode. Pratiquement, le cylindre anodique est fendu selon *deux* génératrices, de manière à former deux anodes semi-cylindriques. Des oscillations peuvent prendre naissance dans un circuit oscillant connecté entre ces deux électrodes-plaques.

Il existe dans les magnétrons une charge d'espace analogue à celle des tubes à grille et qui, en s'établissant et en disparaissant alternativement, donne lieu à des oscillations. Par exemple avec un magnétron à anode fendue de 5 mm de diamètre, une tension de 500 volts et un champ de 600 à 800 œrsteds, on peut mettre en jeu des puissances de quelques watts pour des $\lambda$ de 70 à 100 cm. Sur ces longueurs d'onde, le rendement peut atteindre 50 %, tandis qu'il ne dépasse pas 5 à 10 % avec les oscillateurs à lampes usuelles.

Le circuit oscillant peut être réalisé soit par deux tiges parallèles de 3 mm de diamètre à 25 mm d'écartement, accordées par une barrette coulissante de court-circuit, soit par une simple boucle en tube de cuivre ; la capacité du C.O. ainsi réalisé est celle du tube.

L'antenne, alimentée par feeder coaxial, est constituée par une tige verticale vibrant en quart d'onde ; elle est entourée à l'arrière par des petites tiges verticales d'une longueur de $\lambda/4$ et placées à une distance de $\lambda/4$ également de la tige rayonnante active. Ces tiges sont placées suivant les génératrices d'un demi-cylindre ayant pour axe la tige radiatrice, et elles forment ainsi écran-réflecteur.

Des émetteurs de construction simple et d'un fonctionnement sûr, utilisant ce tube, avaient été réalisés par Maurice Ponte, ingénieur à la S.F.R. ; ils travaillaient dans la gamme de 70 à 120 centimètres (430 à 250 Mc/s), avec des puissances atteignant 40 watts, sur l'ex-paquebot « Normandie ».

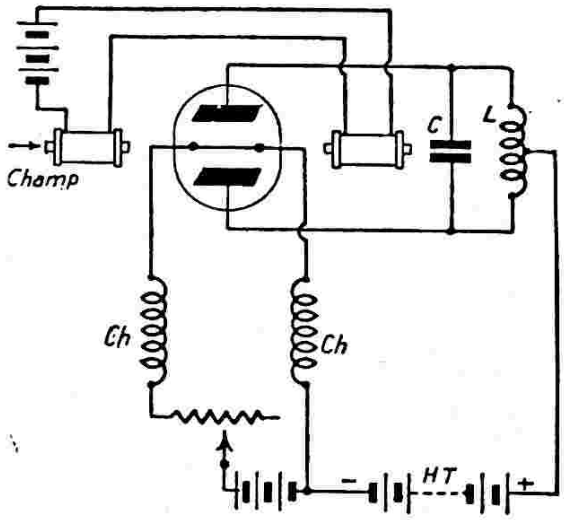



*Fig. XVI-16*

Voici (fig. XVI-16), à titre documentaire, un schéma d'oscillateur à magnétron, le champ magnétique étant créé extérieurement. Le circuit oscillant classique L.C. serait avantageusement remplacé par un circuit à lignes parallèles quart d'onde avec barre de court-circuit.

Sur la figure XVI-17, nous avons le schéma de la constitution interne d'un magnétron à grille électro-magnétique, c'est-à-dire que le champ est créé à l'intérieur de l'ampoule par l'enroulement en hélice de G (F : Filament ; P : plaque). Par simplification, aucun circuit oscillant n'a été représenté.

Voici, d'autre part, les caractéristiques du magnétron M16, de la S.F.R. (communiqués par cette société) : le M16 a été étudié en vue de la production d'ondes de 15,5 à 16 centimètres. Sa puissance utile est de l'ordre de 10 watts au maximum ; son diamètre est de 40 mm avec un entrefer

prévu de 45 mm et une section polaire de 50 mm de diamètre. On peut produire le champ nécessaire à l'aide d'un barreau aimanté en acier au nickel-aluminium. Le champ magnétique d'utilisation correspond au début du blocage du courant anodique ;

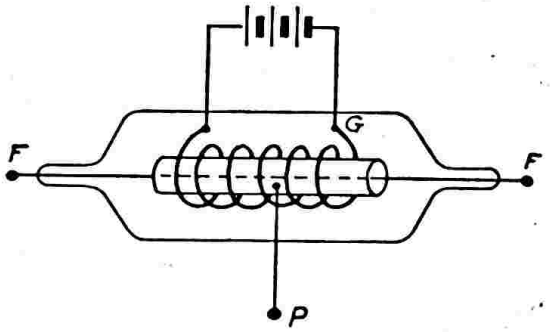



*Fig. XVI-17*

ce courant n'augmente pas de façon anormale lorsque l'oscillation s'établit. Le filament, qui doit, naturellement, être parallèle aux lignes de force magnétique, se chauffe sous 3 à 3,5 volts-5,8 ampères ; tension anodique maximum : 700 à 850 volts ; champ moyen pour cette tension : 420 œrsteds ; courant anodique maximum : 100 mA ; puissance dissipée maximum : 90 watts.

Il existe plusieurs formules permettant de prévoir la valeur du *champ critique* dans un magnétron ; à titre indicatif, nous donnons la plus courante :

$$H = \sqrt{\frac{180\ E}{D}}$$

H : champ, en œrsteds.
E : tension continue d'anode, en volts.
D : diamètre de l'anode, en centimètres.

Pour assurer un fonctionnement correct, on adopte toujours une valeur de champ égale à 1,5 ou 2 fois la valeur critique.

Si l'on trace la courbe des valeurs instantanées des courants plaque dans chaque demi-anode, en fonction du temps, on remarque que le courant ne passe que pendant une fraction de chaque alternance. On peut réduire l'angle de passage de ce courant plaque, donc améliorer le rendement, en augmentant la valeur du champ magnétique ; mais il ne faut rien exagérer, car on risque de tomber dans l'instabilité.

Les émetteurs à magnétron occupent une place importante dans la technique des ondes ultra-courtes. Ils permettent d'obtenir les λ les plus faibles avec les puissances les plus élevées. On a même éliminé les difficultés relatives à leur modulation, en créant des magnétrons spéciaux à grille de modulation (1). Cette grille est réalisée par une fine spirale montée entre plaque et filament, et maintenue au même potentiel H.F. que ce dernier par un condensateur. Au point de vue théorique, un tel procédé de modulation peut être considéré comme identique à celui de la modulation par variation du courant d'émission total du filament dans un magnétron ordinaire ou, si l'on veut, par variation du courant de chauffage.

Un autre procédé consiste à utiliser les variations de la puissance oscillante en fonction de la tension d'alimentation (fig. XVI-18). On peut exploiter, soit la portion A B, soit la portion C D du courant à U.H.F. La section C D est cependant plus intéressante, car, à cet endroit,

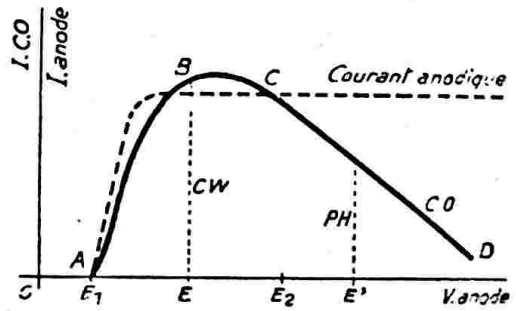



*Fig. XVI-18*

le courant anodique ne varie pas, quelle que soit la tension plaque. On peut donc moduler « sans puissance » ; seuls, des « volts » sont nécessaires. Une simple pentode de réception, capable de fournir 100 à 200 volts basse fréquence, est suffisante. La tension continue d'alimentation du magnétron est évidemment choisie au milieu de la partie droite de la portion C D (point E').

En régime télégraphique, on adopte une tension d'alimentation E (point B de la courbe du courant oscillant) en l'absence du signal. Pour la manipulation, on superpose une tension B.F. de 1.200 périodes/seconde, par exemple (signal audible), la tension B.F. variant entre $E_1$ et $E_2$ (télégraphie modulée).

*Magnétron à cavités résonnantes*

Randall et Boot ont eu l'idée d'associer des cavités résonnantes au magnétron ordinaire. Dans cette réalisation, l'anode est massive (cuivre, par exemple) et des cavités y sont fraisées. La fréquence d'oscilla-

(1) D'après les « Proceedings of the Institute of Radio-Engineers ».

tion n'est plus déterminée par un circuit extérieur L C, comme dans la figure XVI-16, mais par le diamètre des cavités C, selon la figure XVI-19 (K, cathode centrale à chauffage indirect ou cathode à émission secondaire).

Il existe plusieurs procédés d'oscillation du système ; le plus usuel est celui où les courants, tournant autour des cavités, chargent chaque segment d'anode à des potentiels *alternativement* positifs et négatifs (fig. XVI-19). Ce procédé est appelé le « mode $\mu$ », car il y a un déphasage de $\mu$ radians entre deux segments voisins.

L'énergie U.H.F. disponible est extraite du magnétron à cavités résonnantes par une boucle de couplage B, placée dans l'une des cavités. Une des extrémités de la boucle est connectée à l'anode A et l'autre à un câble coaxial G, ou guide d'ondes. Pour cela, l'anode est connectée au potentiel zéro par rapport à la terre (masse) ; c'est donc le + H.T. qui doit être à la masse.

Dans le radar, les magnétrons travaillent en *régime d'impulsions ;* on peut alors tirer des puissances extraordinaires. Ainsi, aux U.S.A., on construit actuellement des magnétrons puissants pour ondes de 3 centimètres, exigeant un champ magnétique de 2.220 œrsteds, fournissant 40 watts en regime continu et... 45 kilowatts en régime d'impulsions.

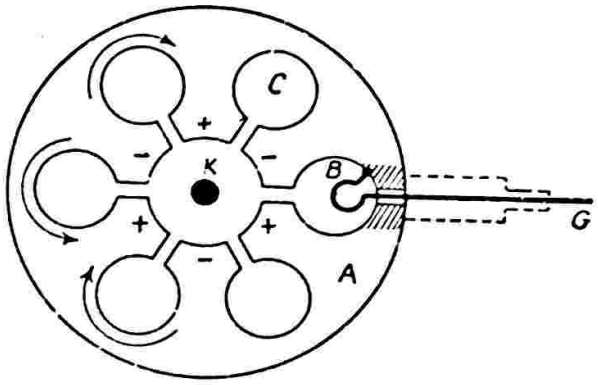



*Fig. XVI-19*

Ainsi, sur les ondes de 3 à 6 cm, on peut prévoir un bel avenir aux magnétrons.

## BIBLIOGRAPHIE

Montages pratiques des klystrons et des magnétrons, voir notamment : « Radio Handbook » by Editors and Engineers (Santa Barbara).

CHAPITRE XVII

# Radiotéléphonie à courte distance et Équipements mobiles

## § 1. — Généralités

Sous ce titre, nous examinerons des montages permettant de communiquer d'un point à un autre, et dont la solution repose uniquement sur le principe de la transmission de la parole par onde porteuse (1).

Est-il nécessaire de rappeler ici, en détails, les innombrables services que peut rendre la radiotéléphonie en haut-parleur (ou non) à courte distance ? Outre les multiples applications privées, citons simplement l'emploi de tels appareils dans les administrations, compagnies de chemin de fer, compagnies de distribution électrique, police, pompiers, grandes usines, chantiers importants, etc... où ils permettent de toucher rapidement tout employé avec le minimum de dérangement de part et d'autre, et de lui communiquer toutes instructions utiles.

L'établissement d'une liaison téléphonique ordinaire par fils est parfois en proie à de grosses difficultés (2) (liaison par dessus un fleuve, liaison entre deux chalets-refuges de montagne, etc...) : avec ces appareils, la solution est immédiate.

Mentionnons aussi les nombreuses installations d'engins de ce genre dans les transmissions militaires durant la guerre 1939-1945.

Tout appareil de radiotéléphonie à onde porteuse comporte, naturellement, un étage oscillateur pour l'émission et un étage détecteur pour la réception. Très souvent, c'est le même tube qui joue tour à tour le rôle d'oscillateur et de détecteur.

Quant à la fréquence de l'onde porteuse utilisée, elle est ordinairement choisie : soit entre 450 et 480 kc/s (ce qui correspond à l'amplification M.F. des récepteurs de radio courants, afin de ne pas gêner la réception de la radiodiffusion), soit entre 27 et 146 Mc/s en U.H.F. (de 11 à 2 mètres de longueur d'onde). Et c'est pourquoi nous avons placé ce chapitre après l'étude des ondes très courtes.

Quant aux équipements mobiles (plus spécialement destinés aux voitures automobiles), ils feront l'objet du § 9 où nous examinerons des réalisations pour ondes décamétriques ainsi que pour V.H.F. (144 MHz).

●

## § 2. — Inter-office communication systems Interphones HF

Tout le monde sait ce qu'est un interphone, véritable téléphone intérieur avec haut-parleurs, la liaison entre les postes étant effectuée par fils. L'installation de ces conducteurs n'est pas toujours aisé ; dans certains cas particuliers, elle est même parfois impossible. Aussi a-t-on songé à faire transporter les signaux B.F. téléphoniques par un courant à haute fréquence ; ce sont les interphones H.F. Avec ceux-ci, aucune liaison par fil spécial n'est nécessaire entre les postes ; ce sont les fils d'alimentation du secteur électrique que l'on utilise pour

(1) L'étude de la *téléphonie* en haut-parleur, par le moyen d'interphones ( alternat » ou « duplex » (« private-address »), avec liaisons par fils ou câbles, sort du cadre de cet ouvrage.

(2) Du moins au point de vue « liaison privée ».

véhiculer le courant H.F. porteur des signaux téléphoniques B.F.

Dans une installation d'interphone H.F., chaque poste est rigoureusement identique et comporte un émetteur et un récepteur ; l'émetteur est en fonctionnement lorsque l'inverseur est en position « parole » ; le récepteur est mis en service lorsque l'inverseur est en position « écoute ». Pratiquement, ce sont les mêmes organes que l'on utilise tour à tour en émission et en réception.

Le choix de la fréquence du courant H.F. porteur est très important. Nous proposons, soit aux environs de 140 kHz, soit aux environs de 460 kHz. Ces fréquences n'apporteront aucune perturbation sur les récepteurs de radio voisins ; la discrétion des communications sera assurée ; en outre, à ces fréquences relativement faibles, le courant H.F. porteur n'est pas trop affaibli par les divers appareils pouvant être branchés sur la ligne électrique.

Nous allons donner deux schémas de montage d'interphones H.F.

Le premier montage proposé fonctionne sur 140 kHz, et le schéma complet d'un poste-interphone est représenté sur la figure XVII-1-1.

En position « écoute » (position E de l'inverseur multiple 4 circuits, 2 directions), le courant H.F. porteur de la modulation arrive par les fils du secteur et parcourt l'enroulement L2 couplé au circuit d'accord L1. Une diode au germanium OA50, OA85 ou OA95 détecte les signaux B.F. qui sont transmis, par l'intermédiaire du potentiomètre, à la grille de l'amplificatrice de tension EF86. De la plaque de ce tube, les signaux B.F. sont appliqués à la grille du tube 6AK6 amplificateur de puissance. Le tube 6AK6 est d'origine U.S.A. ; il présente des caractéristiques bien particulières et n'a pas d'autres correspondants. Il ne saurait donc être question de le remplacer par un tube quelconque B.F. On peut se le procurer en France chez divers importateurs.

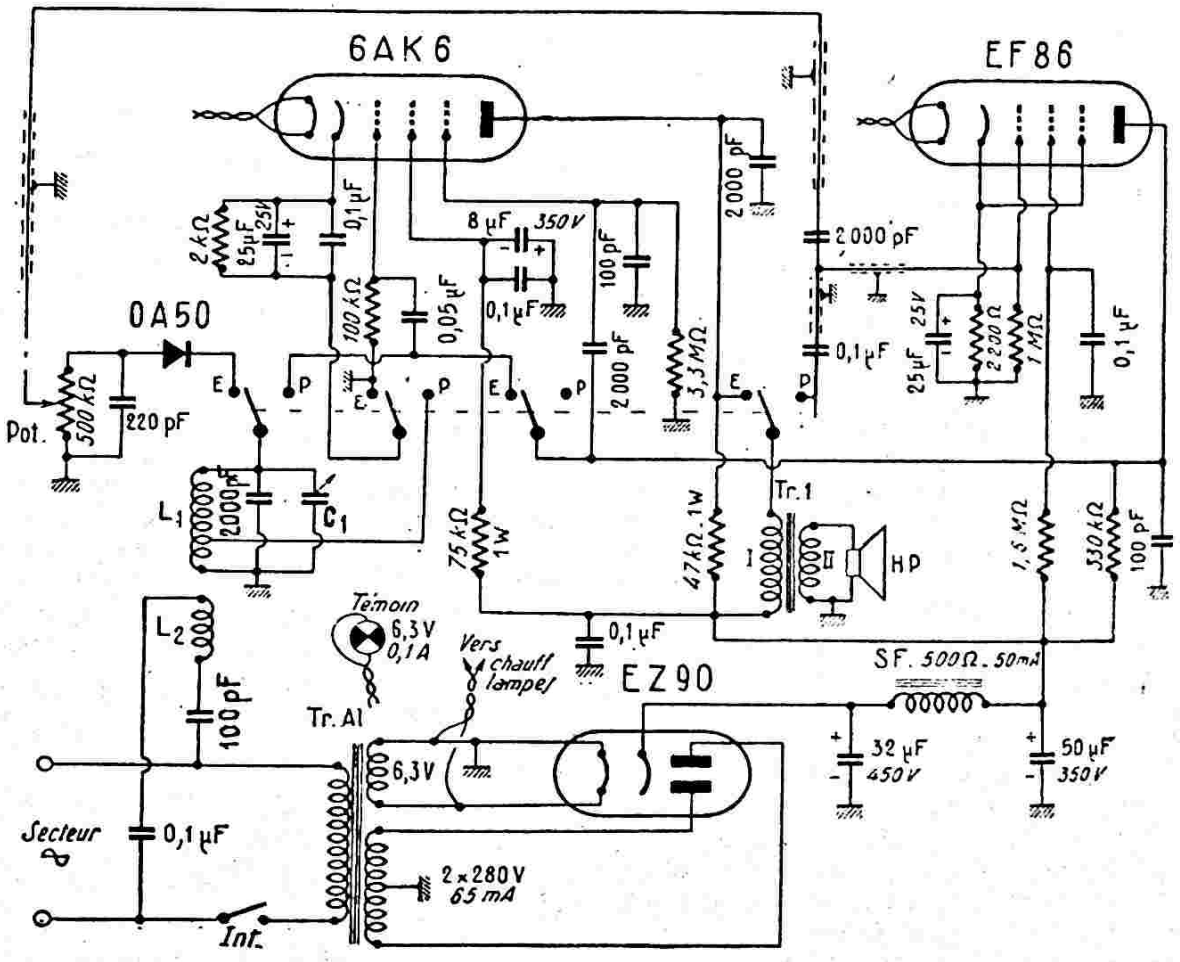



*Fig. XVII-1-1*

Dans le circuit anodique du tube 6AK6 (toujours en position « écoute »), nous avons le transformateur Tr. 1 : impédances, enroulement I = 12 kΩ, enroulement II = 2,5 Ω. Le haut-parleur est un modèle à aimant permanent de 2,5 Ω d'impédance de bobine mobile et de 8 à 10 cm de diamètre.

Lorsque l'on place l'inverseur en position « parole » (P, sur la figure XVII-1-1), le tube 6AK6 fonctionne en oscillateur à réaction cathodique modulé par la grille suppressor. Le retour de cathode de ce tube s'effectue, non plus à la masse, mais sur une prise intermédiaire du bobinage L1. La diode à cristal OA50 n'est plus utilisée. Le haut-parleur est alors employé comme microphone et les tensions B.F. disponibles aux bornes de l'enroulement I du transformateur Tr. 1 sont appliquées à la grille du tube EF86, amplificateur de tension. Les signaux B.F. amplifiés du circuit anodique du tube EF86 sont appliqués à la grille suppressor (G3) du tube 6AK6.

Remarquons cependant que le procédé de modulation par G3 employé ici diffère sensiblement de la modulation par le suppressor mise en œuvre sur les véritables émetteurs dans lesquels les tensions H.F. à rayonner sont prélevées sur le circuit anodique. Ici, les tensions H.F. modulées à rayonner sont directement prélevées sur le circuit oscillateur de grille L1 au moyen du bobinage L2, puis canalisées sur la ligne électrique d'alimentation. Pour que la modulation de l'oscillatrice par G3 soit possible, il faut limiter la tension anodique du tube 6AK6 ; c'est le rôle de la résistance de 47 kΩ intercalée dans le circuit de plaque du 6AK6. Cette résistance est pratiquement sans effet en position E, car le courant anodique 6AK6 circule alors dans le primaire du transformateur Tr. 1. Par ce procédé (et sans que G3 soit polarisé négativement), on obtient une commande du faisceau électronique très acceptable, se traduisant par une modulation suffisamment efficace de l'oscillateur HF : taux de modulation de l'ordre de 75 à 80 %.

Voici les caractéristiques des bobinages : L1 est constitué par une bobine d'arrêt H.F. de 2,5 mH, type R 100 de National, accordée par un condensateur fixe de 2 000 pF et par un condensateur ajustable au mica de 100 pF (C1). Cette bobine type R 100 est constituée par 4 galettes nid d'abeilles ; la prise intermédiaire est exécutée par une dérivation soudée sur le fil du bobinage allant de la fin de la première galette au début de la seconde galette (côté masse).

L2 comporte 20 tours de fil émaillé 35/100 de mm de diamètre enroulés entre les deux premières galettes côté masse du bobinage L1, après interposition d'un morceau de ruban adhésif isolant.

L'accord de l'appareil sur 140 kc/s se fait par l'ajustage, une fois pour toutes, du condensateur C1.

Le dispositif d'alimentation ne présente rien de particulier et les caractéristiques des éléments sont indiquées directement sur le schéma.

Précisons que l'inverseur multiple « Ecoute-Parole » doit être muni d'un ressort de rappel le ramenant obligatoirement en position « Ecoute ».

L'interphone H.F. le plus simple, permettant une communication bilatérale, comporte donc *deux appareils absolument identiques l'un à l'autre,* et conformes au schéma de la figure XVII-1-1. Mais on peut parfaitement concevoir l'installation d'un réseau-interphone plus complexe avec trois, quatre, cinq, etc... appareils. Ce qui importe est que tous les appareils soient bien réglés sur la même fréquence (140 kc/s) par leur circuit d'accord L1 C1.

Comme nous l'avons dit, et nous le voyons sur la figure XVII-1-1, ce sont les fils d'alimentation du secteur électrique, les fils mêmes de l'installation électrique, qui sont utilisés pour *véhiculer* le courant H.F. porteur des signaux téléphoniques B.F. Eventuellement, selon le réseau, on pourra agir sur la valeur du condensateur marqué 100 pF et rechercher la capacité qui assure la meilleure transmission. En outre, il est possible dans certains cas particuliers, d'envisager un véritable *rayonnement* du courant H.F. modulé. Pour cela, le circuit de sortie L2 doit être modifié comme le montre la figure XVII-1-2 : une extrémité de L2 est connectée directement à la masse ; l'autre extrémité, par l'intermédiaire d'un condensateur de 100 pF, attaque un fil isolé, de longueur convenable (à déterminer), formant « antenne » et assurant le rayonnement.

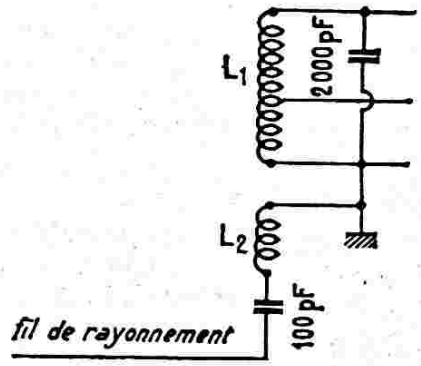



*Fig. XVII-1-2*

Dans le cas plus normal de la transmission par le réseau électrique, il ne faut pas perdre de vue que l'onde porteuse ne franchira pas les organes à haute impédance placés sur la ligne-secteur (transformateurs, compteurs, etc.).

S'il est nécessaire de traverser de tels organes, il est possible de prévoir des circuits-ponts de dérivation H.F. (1).

***

Le second montage proposé est représenté sur la figure XVII-2. En plus d'un petit amplificateur B.F. nécessaire aux courants téléphoniques, cet interphone H.F. comporte un étage spécial qui fonctionne *alternativement* en oscillateur pour la transmission et en détecteur pour l'écoute. Le montage comprend une triode EC81 oscillatrice-détectrice, une 6AU6 amplificatrice de tension et une EL84 (ou 6BQ5) pentode B.F. finale.

La modulation est réalisée par « choke system Heising », à partir de l'anode de la 6BQ5. Le haut-parleur, faisant alors office de microphone, est branché à l'entrée de l'amplificateur B.F. (primaire de Tr.$_1$).

Les circuits $L_1$-$CV_1$ et $L_2$-$CV_2$ sont dimensionnés suivant la fréquence de fonctionnement choisie (vers 140 ou vers 460 kHz). Au point A, on réalise le couplage : soit par fil porteur, soit sur les canalisations de distribution électrique.

Dans la position « réception », la EC81 fonctionne en détectrice par condensateur shunté de grille. La liaison basse fréquence s'opère en utilisant la moitié de l'enroulement secondaire de Tr.$_1$. Enfin, d'autre

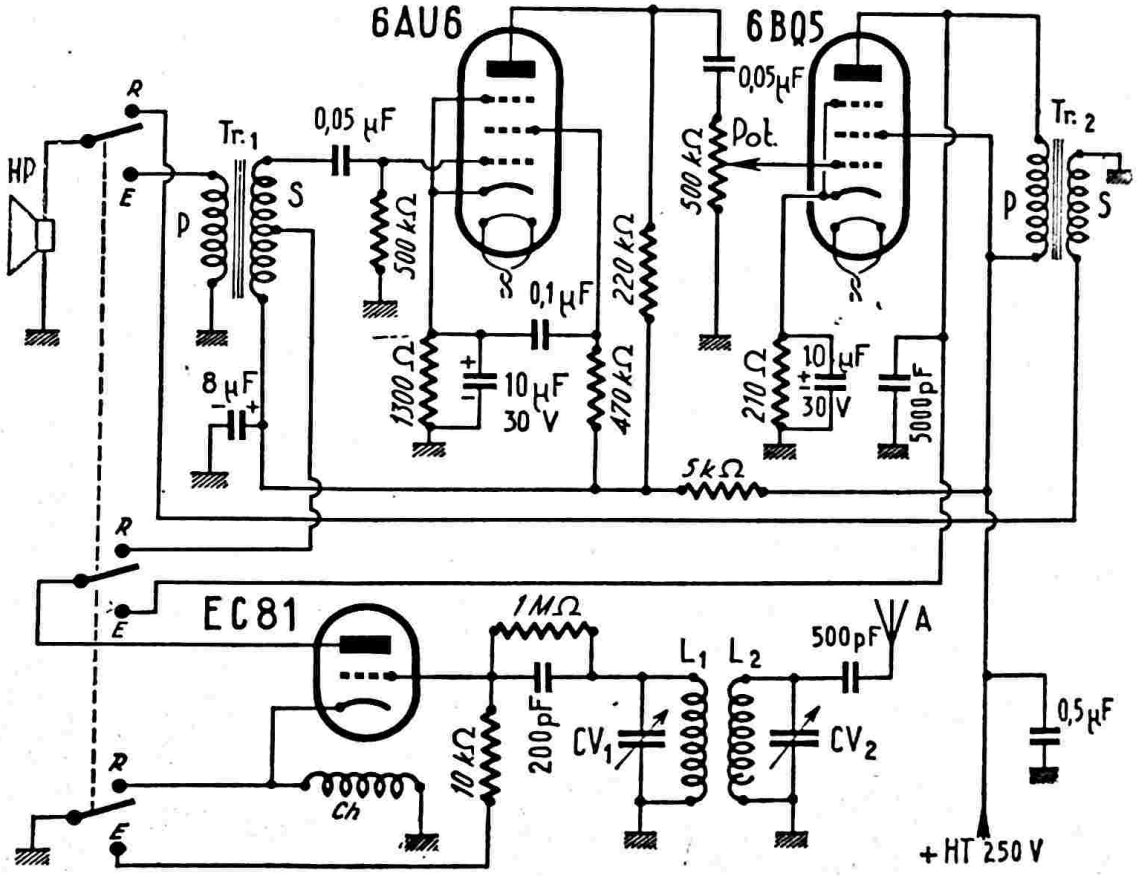



*Fig. XVII-2*

Un inverseur à trois commandes et deux directions permet de passer rapidement d'émission « E » à réception « R ».

Dans la position « émission », la EC81 oscille du fait de la présence d'une bobine d'arrêt haute fréquence Ch, insérée dans le retour de cathode (nid d'abeille de 16 millihenrys). D'autre part, une résistance de fuite de 10.000 ohms et connectée entre grille et masse.

part, le haut-parleur est connecté à la sortie de l'amplificateur B.F. (secondaire du transfo Tr.$_2$).

En émission comme en réception, le potentiomètre Pot, de 500.000 ohms, permet le réglage de la puissance B.F.

Voici les impédances des transformateurs basse fréquence :

Tr.$_1$ : primaire 2,5 ohms ; secondaire 50.000 ohms à prise médiane.

Tr.$_2$ : primaire 7.000 ohms ; secondaire 2,5 ohms.

L'alimentation, non représentée, est du même type que celle utilisée sur l'inter-

(1) **Avec, naturellement, l'autorisation de l'E.D.F. ou de la Compagnie de distribution électrique, s'il s'agit d'un compteur.**

phone H.F. de la figure XVII-1-1. Et bien entendu, toutes les recommandations que nous avons données à l'occasion du montage précédent, restent valables pour celui-ci.

●

**Pick-up émetteur.**

Les premiers interphones H.F. nous sont venus d'Amérique ; d'où leurs noms : « Inter-office communication systems » « Wireless-Telecom », etc...

Toujours venant des U.S.A., citons également le pick-up émetteur. C'est un montage semblable, mais utilisant un pick-up à la place du microphone ; sa puissance H.F. peut être bien plus faible, car le champ d'action demandé est beaucoup plus restreint. Aussi peut-on utiliser simplement le montage de la figure XVII-3-1 ; le circuit $L_1$-CV. détermine la fréquence d'émission.

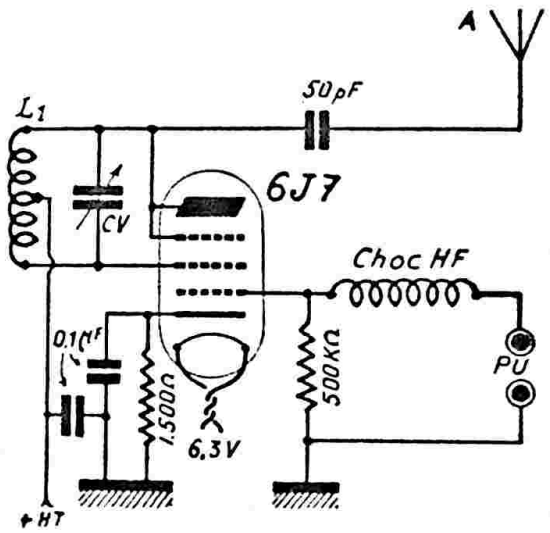


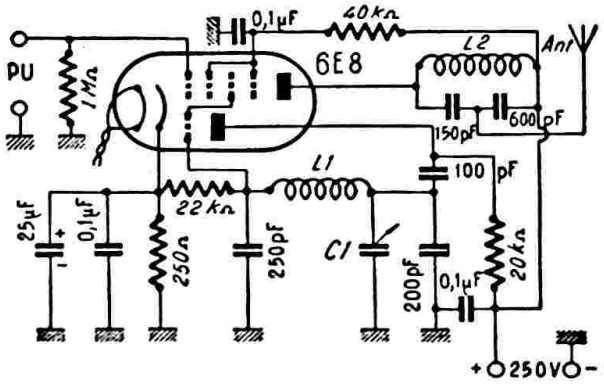

*Fig. XVII-3-1.*

Un modèle plus perfectionné est monté sur la figure XVII-3-2. Il utilise une 6E8 ou une ECH81 dont la partie triode est montée en oscillatrice Colpitts, et la partie hexode en amplificatrice H.F. modulée par la grille. Le circuit de sortie est un circuit parallèle dont les accords sont fixes, et réalisant, en même temps, le couplage de l'antenne ; le réglage de la fréquence d'émission s'effectue par le condensateur ajustable $C_1$ de 3-30 pF. La fréquence est de l'ordre de 7.000 kc/s, soit environ 42,8 m, pour des bobinages $L_1 = L_2$ réalisés comme suit :

20 spires de fil 3/10 émaillé bobinées sur un mandrin de 12 mm de diamètre et sur une longueur de 12 mm.

L'audition se fait évidemment à l'aide d'un récepteur de radio ordinaire, accordé sur la fréquence correspondante.

Sur ces montages (fig. XVII-3-1 et 2), il peut être intéressant de prévoir un potentiomètre à l'entrée P.U. afin de pouvoir ajus-




*Fif. XVII-3-2.*

ter le niveau de la modulation (potentiomètre de 1 MΩ pour un pick-up piézoélectrique).

●

**Microphone H.-F.**

Lorsqu'on effectue un reportage, une sonorisation, un enregistrement, le microphone est relié par un fil à l'amplificateur ou au magnétophone. Ce fil est parfois gênant et ne permet pas au reporteur de se déplacer facilement. En outre, il est souvent utile de dissimuler le microphone pour réaliser certains enregistrements qui sont plus naturels, nombreux interlocuteurs se trouvant privés de leurs moyens lorsqu'ils doivent parler devant un microphone. Le microphone H.F. permet de remédier à ces inconvénients ; il constitue un petit émetteur F.M. de très faible portée travaillant dans la gamme à modulation de fréquence 88 à 100 MHz. La modulation s'effectue à l'aide d'une pastille de microphone piézoélectrique ; mais il est possible aussi de moduler à l'aide d'un pick-up, si on le désire (on rejoint en cela les montages vus précédemment).

Pour la réception, il est évidemment nécessaire de disposer d'un récepteur F.M. (ou d'un tuner F.M. suivi d'un amplificateur B.F.).

L'ensemble se présente sous la forme d'un boîtier aux dimensions vraiment réduites : 65 × 95 × 25 mm. L'antenne est constituée par un simple morceau de fil pendant et dont il convient de déterminer judicieusement la longueur. Si l'on ne cherche pas à dissimuler l'appareil, on peut évidemment utiliser une antenne télescopique.

Le schéma complet du microphone H.F. est représenté sur la figure XVII-4-1 ; il

s'agit d'une réalisation « Radio-Prim » (1) qui peut en fournir tous les éléments.

Le montage est exécuté sur une plaquette à circuits imprimés (réf. 166), ce qui facilite le travail.

71A = OC71 - AC125 ;
$D_1$ $D_2$ = OA79 (ou Varicap BA102).

La figure XVII-4-2 représente le plan de câblage des éléments fixés sur la face supérieure de la plaquette imprimée 166 (les

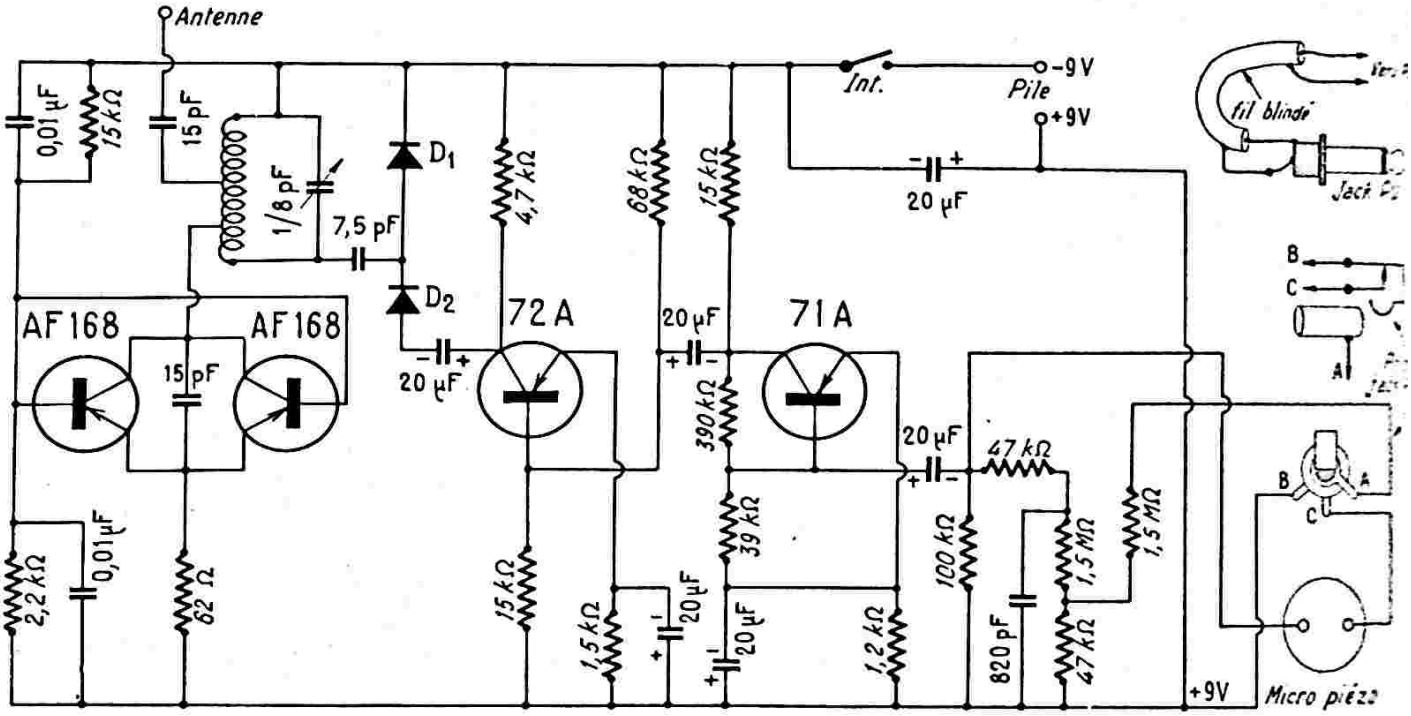



*Fig. XVII-4-1*

Les deux transistors 168A, en parallèle, sont montés en oscillateur à émetteur commun sur une fréquence réglable entre 88 et 100 MHz, c'est-à-dire dans la gamme F.M., au moyen du condensateur ajustable de 8 pF. La bobine oscillatrice comporte 5 spires de fil de cuivre argenté de 10/10 de mm, bobinées en l'air sur un diamètre intérieur de 8 mm ; les deux prises intermédiaires sont effectuées à 1,5 tour de chaque extrémité.

Les signaux recueillis par le microphone MC65 « piézo » sont amplifiés successivement par les transistors 71A et 72A. En parallèle sur la charge du collecteur du transistor modulateur 72A, nous avons deux diodes à cristal $D_1$ $D_2$ dont le point commun est relié au circuit oscillant par l'intermédiaire d'un condensateur de 7,5 pF. Les tensions B.F. appliquées modifient la conduction des diodes et provoquent, en raison de la présence du condensateur de 7,5 pF, la modulation en fréquence désirée (voir chapitre XVIII, §§ 1 et 2).

En ce qui concerne les semi-conducteurs utilisés, nous avons :

168A = AF116 ;
72A = OC772 - AC132 ;

(1) 5, rue de l'Aqueduc, Paris (10e) et 296, rue de Belleville, Paris (20e).

circuits imprimés proprement dits étant sur l'autre face). Nous voyons également la disposition des composants à l'intérieur du boîtier, ainsi que les liaisons entre la pile, l'interrupteur, la prise jack de pick-up (facultative) et le microphone. Ce dernier est fixé à l'avant du boîtier, sur le couvercle.

Rappelons qu'il s'agit d'un montage *expérimental*, qui ne saurait en aucun cas être homologué pour assurer une liaison.

●

## § 3. — Radiotéléphone « duplex »

Un montage de ce genre exploitant les ondes ultra-courtes a été décrit, il y a quelques années, dans « Wireless-Engineer », sous la signature de Lewis Milner.

On peut réaliser une communication radiotéléphonique sans fil de liaison, communication identique à celle que permet un téléphone ordinaire ; en d'autres termes, chaque correspondant converse à son gré dans le « combiné », sans avoir à effectuer de manœuvre pour passer d'émission à réception, ou inversement.

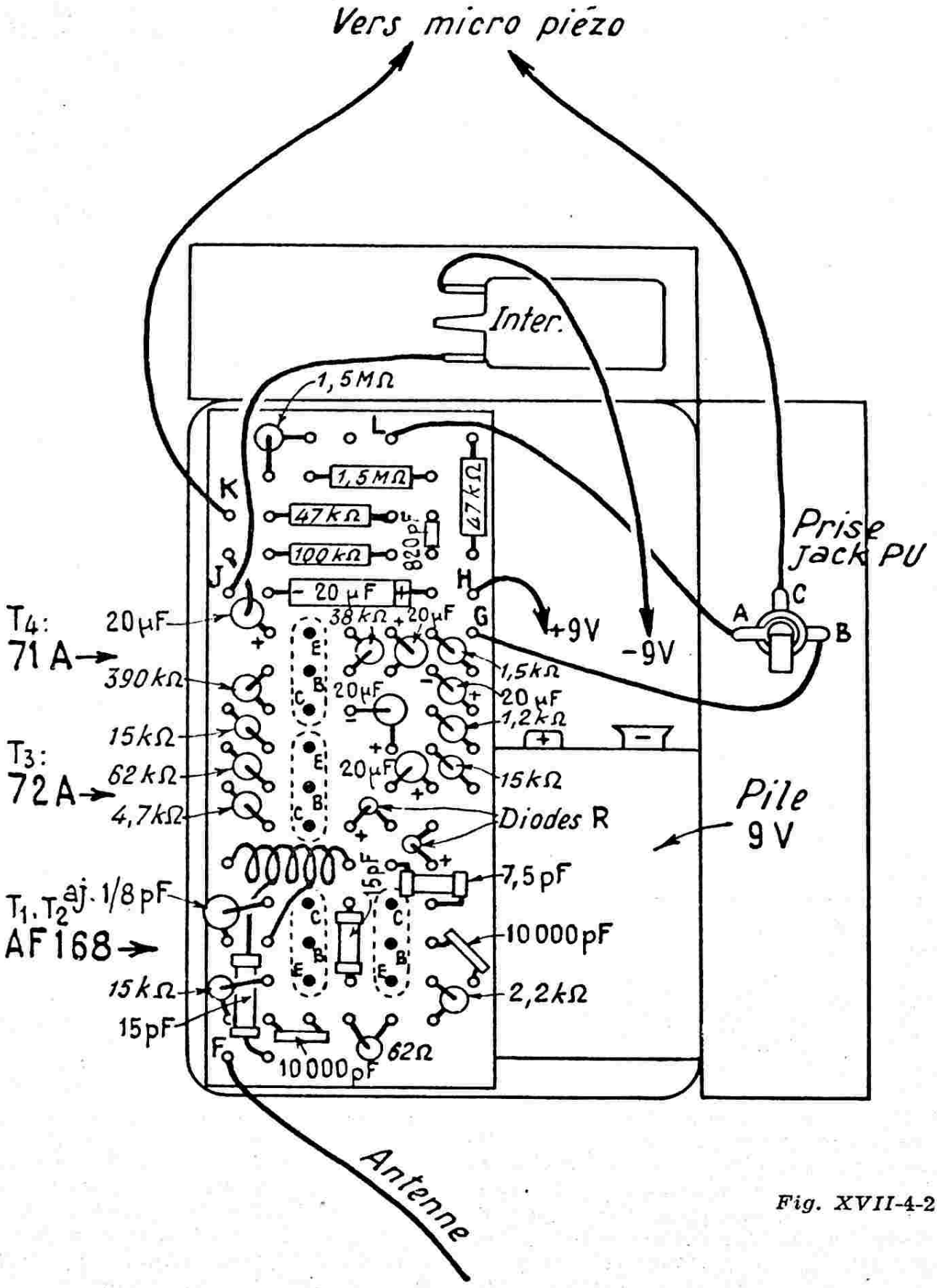



*Fig. XVII-4-2*

Comment soustraire un récepteur à l'action d'un émetteur placé dans le voisinage immédiat ? Tel est le problème qui se pose. Plusieurs solutions sont proposées :

1° On peut utiliser deux longueurs d'onde différentes.

2° On peut employer l'émetteur comme oscillateur local du récepteur superhétérodyne permettant l'écoute.

3° On peut, enfin, rendre alternativement le *même* appareil émetteur et récepteur à une fréquence inaudible.

C'est ce dernier principe qui est mis en œuvre dans le montage que nous allons étudier.

Il comporte un récepteur à amplification « super-réactive » (oscillateur H.F. de faible puissance bloqué périodiquement à une fréquence inaudible, créée par un oscillateur séparé).

Dans les deux postes correspondant entre eux, les oscillations ultra-sonores sont synchronisées ; pratiquement, un émetteur d'une puissance H.F. de 0,15 watt rayonnant par un dipôle sur une λ de 3 mètres, et reçu par un autre dipôle à quelques kilomètres, suffit à bloquer un émetteur identique (action de commande, synchronisation) .

Pour bien comprendre le fonctionnement de cet appareil, il est nécessaire de rappeler quelque peu la théorie de la réception super-réactive :

Un récepteur avec détectrice en super-réaction à l'entrée fonctionne selon les trois phases suivantes (fig. XVII-5).

En résumé, disons que, dans de tels montages, on met systématiquement à profit le rayonnement dans l'antenne des appareils à super-réaction.

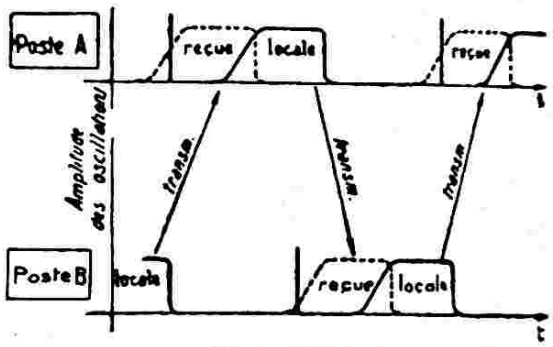



*Fig. XVII-6*

Un schéma pratique de réalisation est donné sur la figure XVII-7. Un oscillateur sur ondes à U.H.F., équipé d'un tube 1H4, est bloqué alternativement à une fréquence inaudible par un second oscillateur équipé d'un tube type 30. C'est ce dernier oscil-

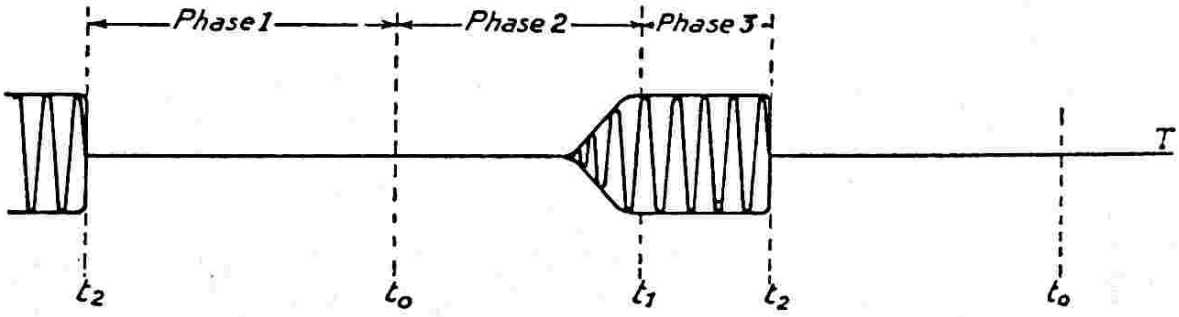



*Fig. XVII-5*

1° Une période de blocage (phase 1) durant laquelle l'amplitude de l'oscillation locale est nulle.

2° Une période de « sensibilité » pendant laquelle toute faible oscillation (signal) reçue par l'antenne est amplifiée (phase 2 ou période de réception)... jusqu'à l'entrée en oscillation propre du système.

3° Une période d'oscillation propre du circuit (phase 3) durant laquelle l'appareil se comporte comme un simple auto-oscillateur V.H.F. ou U.H.F. (période d'émission).

Pour obtenir un fonctionnement correct en duplex téléphonique, les deux appareils en communication doivent avoir leurs fréquences U.H.F. de rayonnement égales. En outre, leurs fréquences de blocage étant également exactement égales, il faut que la phase 3 (émission) de l'un corresponde à la phase 2 (réception) de l'autre, un poste synchronisant l'autre.

La figure XVII-6 illustre d'ailleurs ce qui vient d'être dit, et son diagramme donne une idée du fonctionnement des deux postes A et B.

lateur qui est modulé par le microphone, par l'intermédiaire du transformateur $Tr_3$ (rapport 1/30, en général).

L'oscillateur U.H.F. utilise deux bobines $L_1$ et $L_2$, couplées et montées en série avec $CV_1$, de 40 pF. Aucun condensateur variable n'est prévu en parallèle. $L_1$ et $L_2$ sont dimensionnées minutieusement suivant la longueur d'onde choisie pour l'écoulement du trafic. $L_3$ permet le couplage à l'aérien.

Ch sont des bobines d'arrêt U.H.F. constituées par une trentaine de tours en l'air ou sur un bâtonnet de stéatite.

$Tr_1$ est le transformateur d'adaptation d'impédance pour l'écouteur Ec. Le micro et l'écouteur sont placés dans un combiné de téléphone ordinaire.

Enfin, $L_5$ est la bobine grille de l'oscillateur de fréquence de blocage (environ 6 mH), en dérivation sur C et $CV_2$ (respectivement 500 et 1.000 pF) ; $L_4$ est la bobine d'entretien de cet oscillateur.

Dans « Wireless Engineer », on cite une correspondance radiotéléphonique correcte

réalisée à environ 500 mètres, avec une fréquence de blocage de 60 kc/s. A plus grande distance, la valeur de la fréquence de blocage intervient dans d'assez grandes proportions.

Si l'on utilise un aérien pour le rayonnement antenne dipôle, par exemple), il va de soi qu'il joue également un rôle important, quant à la portée réalisée.

Ainsi, un dipôle placé à une hauteur de 2 mètres permet une réception jusqu'à 1 kilomètre par exemple ; tandis que le même aérien placé au sommet d'un grand pylône permettrait peut-être une liaison de 30 à 40 kilomètres.

Ces différences notables sont dues, nous le savons, aux propriétés de propagation des ondes ultra-courtes.

Durant la guerre 1939-1945, certains émetteurs-récepteurs individuels de parachutistes — appareils de *faible portée*, utilisant des fréquences de l'ordre de 340 MHz et destinés au regroupement des forces après l'atterrissage — fonctionnaient sensiblement selon le principe que nous venons d'exposer.

Il faut cependant dire aussi que de tels appareils sont assez instables, malgré les grands soins exigés pour leur construction et le blindage intégral prévu. Notons aussi les difficultés de mise au point inhérentes au principe même de leur fonctionnement.

## § 4. — Radiotéléphone utilisant la lumière comme onde porteuse

Ce genre d'appareil, qui peut rendre de grands services en montagne, notamment, a été étudié aux U.S.A. également, il y a quelques années, par C.-A. Johnson, qui l'a décrit dans « Radio-News ».

Ici, le problème primordial consiste dans la transformation sans distorsion des vibrations sonores en variations de l'intensité d'un faisceau lumineux dirigé par un projecteur.

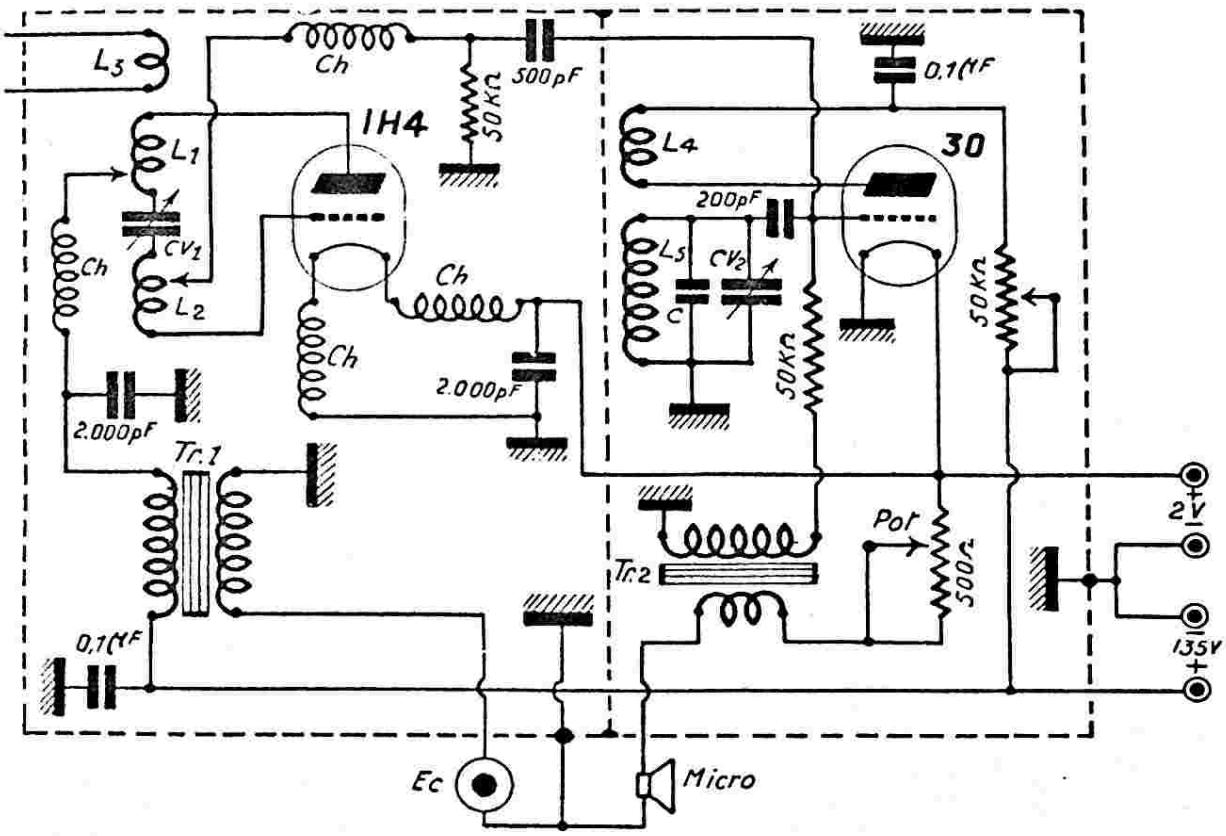



*Fig. XVII-7*

Après avoir parcouru la distance qui sépare les deux postes transmetteur et récepteur, le faisceau de lumière modulee vient impressionner une cellule photo-électrique ; un amplificateur B.F. les amplifie et permet l'audition du message.

Le schéma du transmetteur est donné sur la figure XVII-8. L'amplification du courant modulé provenant du microphone se fait par deux 6N7, la première montée en lampe simple triode classe A, et la seconde en push-pull classe B. SF1 est une self à fer à prise médiane, présentant une impédance de 10.000 ohms d'anode à anode, à la fréquence de 1.000 cycles-seconde.

L'alimentation, équipée d'une valve à vapeur de mercure 83, est montée dans un coffret séparé, afin d'éviter toute induction néfaste.

La source lumineuse modulée est une lampe au néon de 1 watt. Une lentille biconvexe de 63 mm. de diamètre et de 8 cm. de distance focale projette le faisceau modulé. C.-A. Johnson attire spécialement d'attention sur la difficulté d'émettre un faisceau bien parallèle, et recommande d'essayer préalablement des lentilles

des tubes genre 1E4). L'écoute se fait à la sortie du transformateur d'adaptation, Tr.

Le récepteur est alimenté par piles sèches ou petits accumulateurs, permettant ainsi un déplacement facile.

Notons que le montage n'est pas réversible ; pour réaliser une conversation téléphonique, chaque correspondant doit obligatoirement posséder transmetteur et récepteur.

Mentionnons enfin que, durant la dernière guerre, les belligérants utilisèrent des

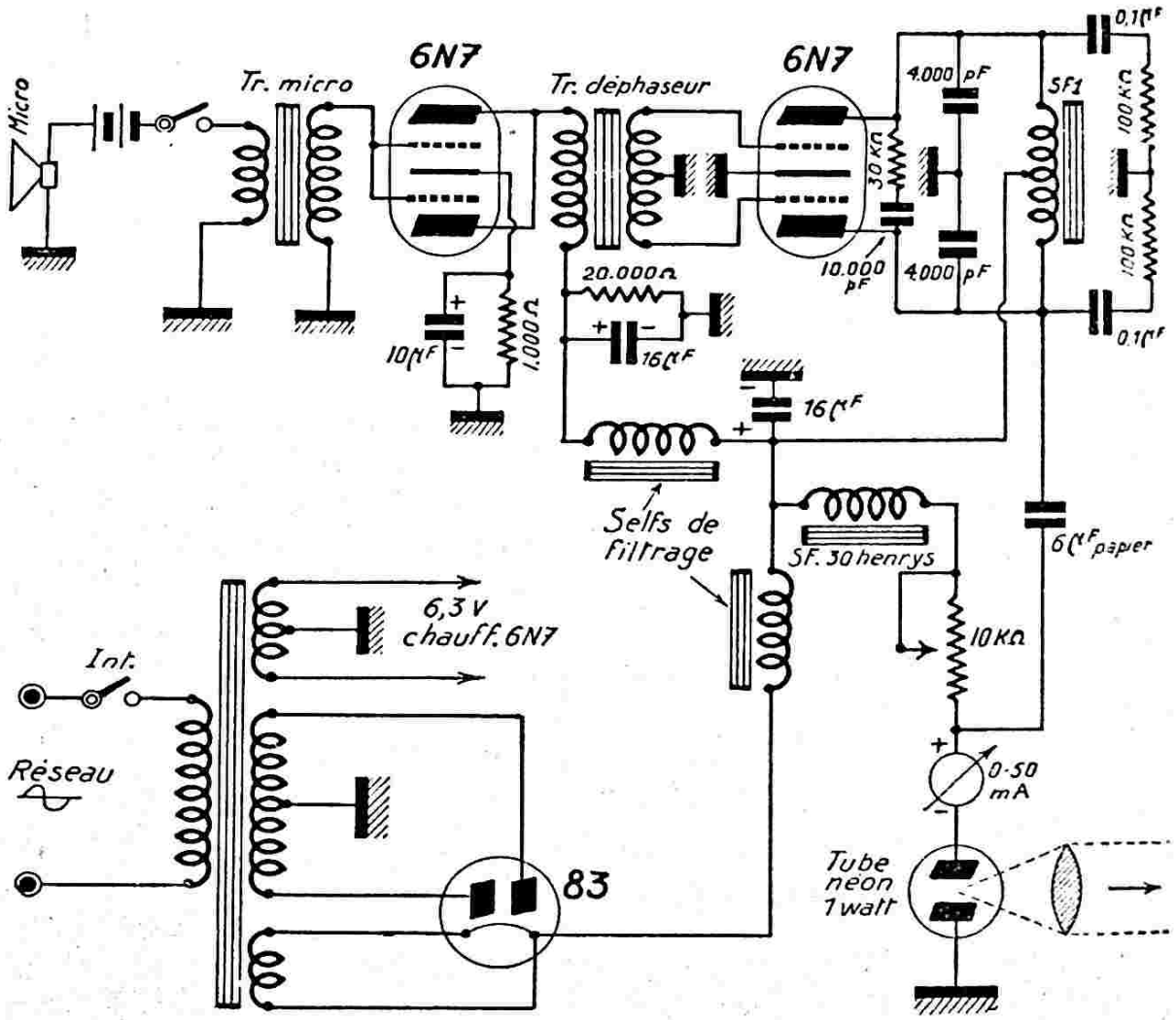



*Fig. XVII-8*

présentant quelques légères différences dans les caractéristiques mentionnées ci-dessus.

Une lentille identique est placée à l'entrée du récepteur (fig. XVII-9) et concentre le faisceau parallèle modulé en un foyer qui attaque la cellule photo-électrique.

Pour suivre, la cellule attaque deux triodes 864, montées en cascade (ces tubes sont recommandés, parce que très peu microphoniques, mais on peut utiliser aussi

systèmes de téléphonie secrète de ce genre, mais employant les rayons infra-rouges.

Plus récemment encore, l'ingénieur américain Norman-C. Beese a préconisé l'utilisation de lampes à vapeur de césium, particulièrement riches en rayonnement infra-rouge. Pour le secret des communications, un filtre spécial supprime tout rayonnement visible de la lampe à vapeur de césium ; seul, le rayonnement infra-rouge (invisible) attaque la cellule photo-électrique du récepteur.

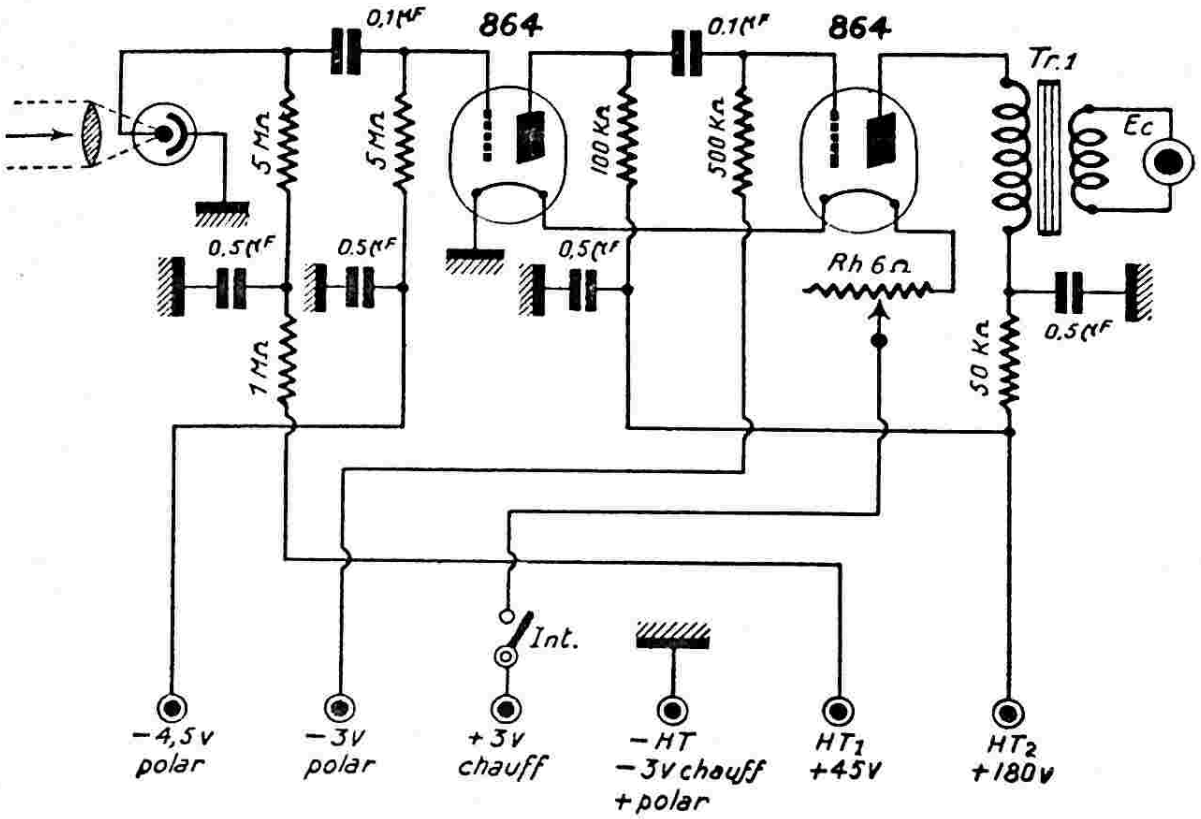



*Fig. XVII-9*

## § 5. — Transceivers

Avec ces appareils, nous touchons plus spécialement à la technique de l'*émission pure*. Ces montages fonctionnent en « alternat », c'est-à-dire qu'ils permettent alternativement l'émission et la réception.

Le terme « transceiver » est une contraction de « transmitter-receiver », expression anglo-saxonne signifiant émetteur-récepteur.

Il est évidemment fort possible de concevoir des ensembles émetteurs-récepteurs extrêmement importants, très complexes et puissants. Néanmoins, on a pris l'habitude de dénommer transceiver, les petits montages d'émetteurs-récepteurs simples, peu puissants et facilement transportables parce que peu encombrants. Mieux même, dans les transceivers, ce sont généralement les mêmes éléments, qui fonctionnent tour à tour en émission et en réception par la seule manœuvre d'un inverseur.

Nous allons étudier, dans les lignes qui suivent, quelques montages simples et éprouvés ayant obtenu une grande faveur auprès des jeunes amateurs.

Avant tout, il est cependant prudent de prendre connaisssance de la **réglementation** de la Direction générale des Télécommunications se rapportant notamment aux émetteurs de faible puissance et aux transceivers V.H.F. en général (voir chapitre XXII- § 1). Cette remarque, ne l'oublions pas, s'applique à *tous les montages* transceivers, talkie-walkie et autres radiotéléphones.

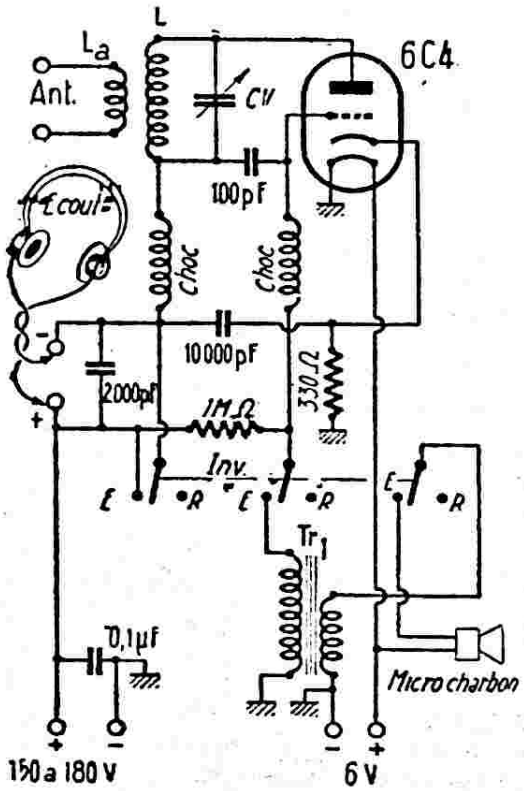



*Fig. XVII-10*

### A) Transceiver monolampe

Ce montage on ne peut plus simple dont on voit le schéma sur la figure XVII-10, utilise un seul tube type 6C4. Une commu-

tation judicieuse permet le fonctionnement du tube 6C4 en détecteur super-réaction pour la réception (position R) et en oscillateur pour l'émission (position E).

**Tr. 1** est le transformateur adaptateur de liaison du microphone charbon, transformateur élévateur de rapport 30 ou 40.

**Ec** est un casque de résistance $2 \times 2000$ ohms. Quant aux bobines d'arrêt **Ch,** elles sont constituées chacune par 40 tours environ de fil de cuivre de 15/100 de mm, deux couches de soie, enroulement jointif, sur un petit tube de 10 mm de diamètre environ en matière plastique synthétique (pas critique).

Le tube 6C4 préconisé ayant une consommation assez faible, il est possible de prévoir une alimentation à partir du secteur, mais aussi à partir d'une petite batterie d'accumulateurs de 6 volts, ou encore à partir de piles.

Dans le premier cas — alimentation secteur — il n'y a pas de problème ; on réalise une alimentation absolument classique : chauffage à 6,3 volts et redresseur avec filtrage pour la HT de 150 à 180 V. Néanmoins, il faudra prévoir une pile de 4,5 volts (type pour lampe de poche) pour l'excitation du microphone à charbon, microphone dont on séparera le circuit de la ligne de chauffage ; en effet, il ne saurait être question d'exciter le micro avec la tension alternative de chauffage.

Si l'on envisage l'alimentation par un accumulateur de 6 volts, le chauffage sera pris aux bornes de la batterie et la haute tension sera fournie par un vibreur et un transformateur (schéma connu).

Si l'on adopte l'alimentation par piles, il suffira d'avoir évidemment une pile pour le chauffage et une pile H.T.

Pour la bande « 2 mètres » (144 à 146 Mc/s), la bobine L comporte 3 tours de fil de cuivre de 16/10 de mm, sur air, diamètre intérieur 12 mm, écartement entre spires égal au diamètre du fil.

Quant à la bobine d'antenne **La,** ses caracaractéristiques dépendent du type d'antenne utilisée ; nous en reparlerons plus loin.

Le condensateur variable CV de 10 pF est commandé par un long prolongateur d'axe isolant, avec flector, pour éviter l'effet d'approche de la main. La variation de capacité est suffisante pour caler l'appareil entre les limites de la bande de fréquences permises (144 à 146 Mc/s, rappelons-le).

Le condensateur de 100 pF doit être du type céramique, les autres sont du type mica sauf le condensateur de 0,1 µF qui est à diélectrique au papier.

Nos lecteurs l'ont certainement compris, mais nous précisons que de tels appareils ne permettent que des liaisons radiotéléphoniques à courte distance ; d'autre part, il est bien évident que **deux** transceivers identiques ou similaires doivent être mis en œuvre pour assurer lesdites liaisons. Une modification intéressante apportant de meilleurs résultats à l'émission (puissance plus grande) consiste à remplacer le tube 6C4 par un tube 6R4 (ou EC81). C'est évidemment un tube plus important, aux caractéristiques plus poussées, mais de consommation plus grande ; et ce dernier point est parfois capital lorsqu'on fonctionne sur batterie d'accumulateurs et surtout sur piles.

### B) Transceivers à deux tubes.

#### 1° *Alimentation par batteries.*

Dans ce montage, nous utilisons deux tubes ; le premier, type 1H4, est une triode qui fonctionne en oscillatrice à l'émission et en détectrice super-réaction à la réception ; le second, type 33, pentode, fonctionne en modulatrice à l'émission et en amplificatrice B.F. à la réception. Comme on le voit sur la figure XVII-11, l'alimentation est faite entièrement par batteries.

La bobine d'arrêt Ch est réalisée comme indiqué dans le montage précédent. Même remarque pour $Tr._1$ également.

SF est une petite inductance à fer de 30 henrys environ (modulation choke system). Toutes les capacités fixes, sauf celles de 0,1 et 0,05 µF de liaison basse fréquence, sont du type à diélectrique mica.

Le passage d'émission à réception est obtenu à l'aide d'un inverseur bipolaire (ou un contacteur à galette).

$L_1$ comporte 2 tours de 16/10 cuivre, sur air, diamètre 16 mm., pour un condensateur C.V. de 10 pF (bande 2 mètres). Pour L, on prend 1 spire de même diamètre et de même fil. Enfin, pour $L_2$, on enroule 7 tours de fil de 12/10 de mm. cuivre, sur air également, diamètre 10 mm.

Bien entendu, rien ne s'oppose à l'utilisation de tubes batteries modernes (chauffage par un élément de pile à 1,5 V). C'est ainsi que le tube 33 pourra fort bien être remplacé par un tube 3S4, 3A4 ou 3Q4. Quant au tube 1H4, il pourra lui aussi être remplacé par l'un des tubes cités, mais transformé artificiellement en triode en connectant l'écran à l'anode sur le support.

#### 2°) Alimentation par secteur

Un montage transceiver de ce genre (voir figure XVII-12) est déjà puissant... tout en restant dans le domaine et les possibilités

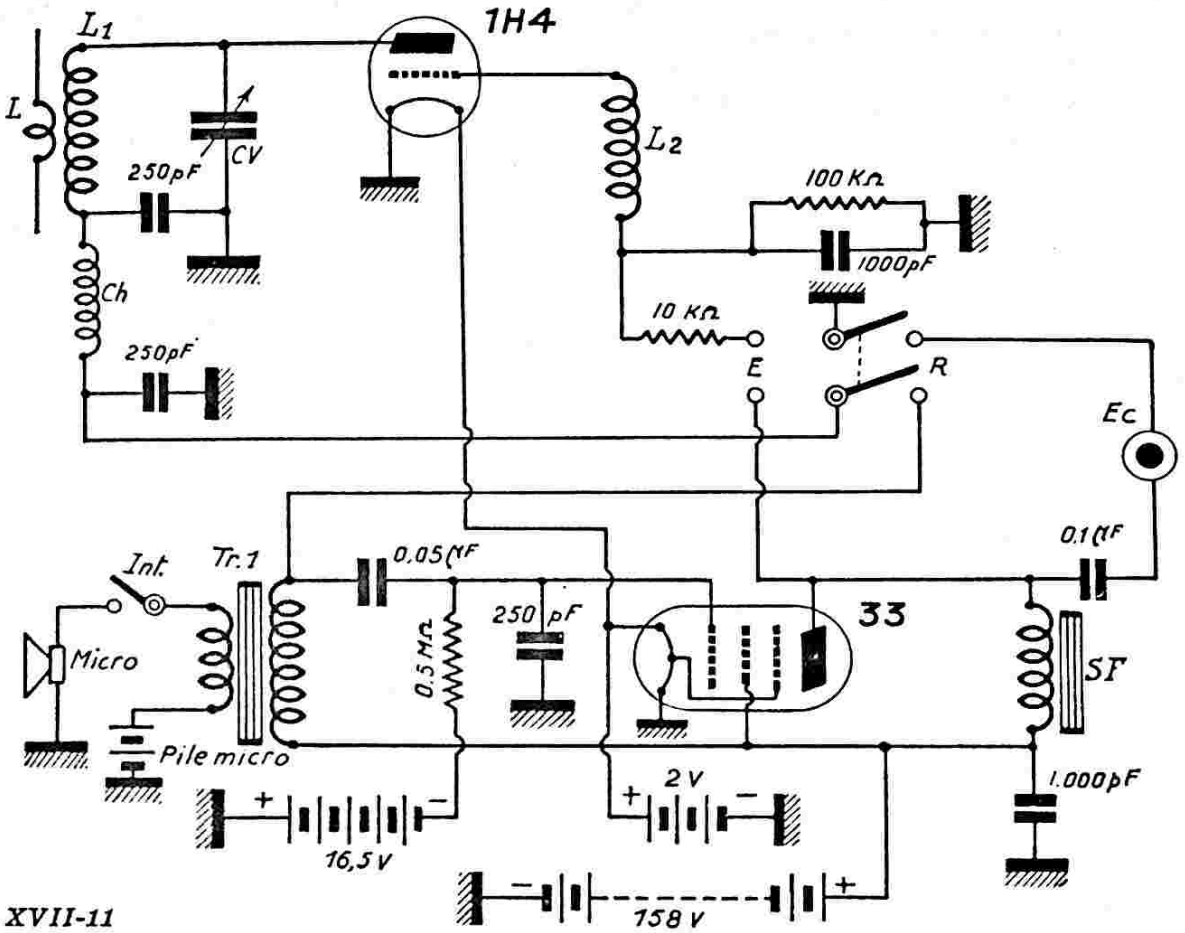



*Fig. XVII-11*

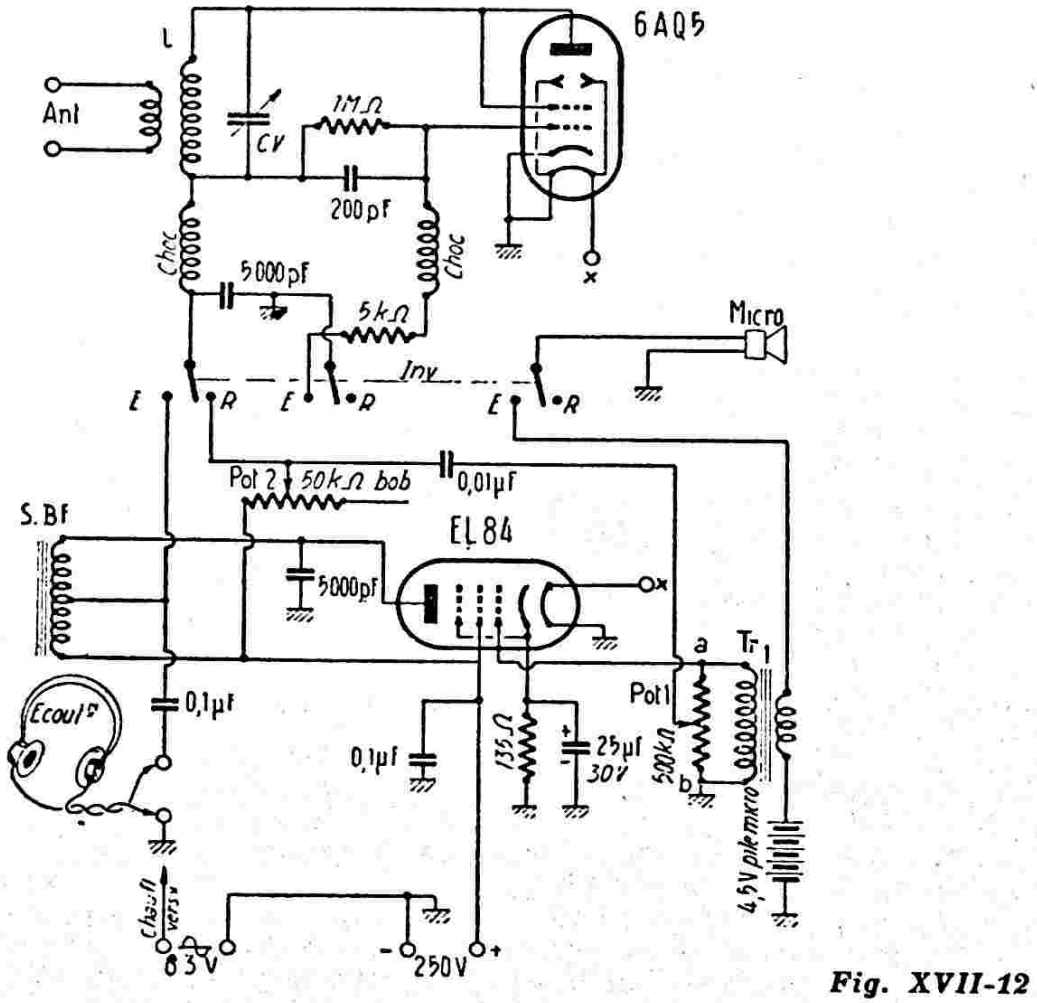



*Fig. XVII-12*

des transceivers. Néanmoins, vu la consommation globale, on ne devra envisager son alimentation qu'à partir du secteur ou d'une batterie d'accumulateurs avec vibreur pour la haute tension.

Un tube 6AQ5, connecté en triode, fonctionne en oscillateur à l'émission et en détecteur super-réaction autodyne à la réception. La section BF est équipée d'un tube EL84.

Les bobines d'arrêt -Ch sont réalisées comme précédemment ; Tr. 1 est toujours le transformateur à rapport 30 ou 40 du microphone à charbon. Le casque Ec est du type 2×2000 Ω (ou à la rigueur 2× 1000 Ω). S. BF est une inductance basse fréquence à prise médiane ; à défaut, on pourra utiliser le primaire d'un transformateur BF push-pull de haut-parleur.

6AQ5 (réception) et sert en même temps de charge de plaque à ce tube.

Comme dans tous les montages V.H.F. et pour toutes les capacités de faible valeur, on utilisera le plus possible de condensateurs des types céramique ou mica.

Enfin, la bobine L comporte 4 tours de fil de cuivre de 16/10 de mm, sur air, diamètre intérieur 10 mm, écartement de 3 mm entre spires. Les caractéristiques de la bobine **La** dépendent de l'antenne utilisée, et nous en reparlerons plus loin.

Comme dans le montage précédent, le condensateur variable CV a une capacité maximum de 10 pF et permet de caler l'appareil entre les limites de la bande « 2 mètres ». Il est commandé également par un long prolongateur d'axe isolant avec flector, pour éviter l'approche de la main.

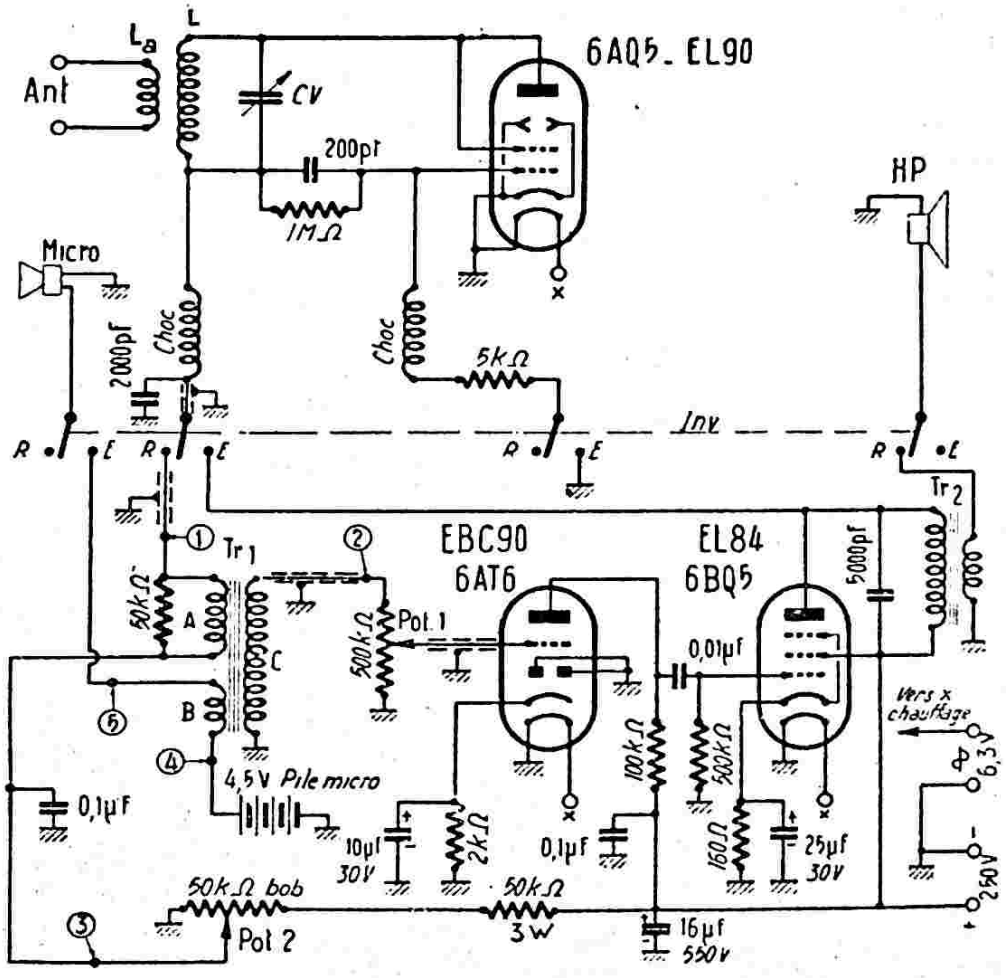



*Fig. XVII-13-1*

Le passage d'émission E à réception R se fait à l'aide de l'inverseur à galette **Inv.**

Le potentiomètre Pot. 1 de 500 kΩ permet le réglage de la puissance BF uniquement en réception ; en émission, il est inopérant et sera ramené avantageusement en **b.** Quant au potentiomètre Pot. 2 de 50 kΩ du type bobiné, il permet d'ajuster le fonctionnement en super-réaction du tube

### C) Transceiver à trois tubes

Au point de vue de l'alimentation, les remarques faites pour notre précédent montage restent valables ici, ainsi que pour le montage suivant, bien entendu.

Le schéma du montage de transceiver à trois tubes est donné sur la figure XVII-13-1. A l'examen de ce schéma, on voit aussitôt que le montage ne diffère du précédent

que par la section basse fréquence, modifications qui améliorent cependant nettement les conditions de trafic. Cette nouvelle partie BF utilise, en effet, deux tubes EBC 90 et EL 84 en cascade et permet l'écoute en haut-parleur (HP de 12 cm de diamètre à aimant permanent, bobine mobile 2,5 ohms). Ce haut-parleur est coupé en position émission (E) de façon à éviter l'effet Larsen (réaction du haut-parleur sur le microphone).

Le potentiomètre Pot. 1 de 500 kΩ permet le réglage de l'amplification BF, soit volume sonore de l'audition en réception (R), soit profondeur de modulation en émission (E). Quant au potentiomètre Pot. 2 de 50 kΩ du type bobiné, il ajuste le fonctionnement du tube 6AQ5 connexion triode en super-réaction, en position réception.

Le transformateur Tr. 1 est un peu spécial ; il comporte, en effet, deux enroulements primaires A et B, et un enroulement secondaire C. Ce type de transformateur, bien que peu courant, est utilisé sur de nombreux montages de transceivers et on peut le trouver parmi les surplus militaires, notamment. Si toutefois l'on rencontre quelque difficulté à se procurer un tel transformateur, voici deux moyens pour résoudre le problème :

1° Choisir un transformateur BF de rapport 3 ou 5 récupéré sur un ancien récepteur, transformateur ayant un espace libre dans le logement réservé aux bobinages. Par dessus les enroulements existants, bobiner à spires rangées et en couches successives, environ 40 tours de fil en cuivre émaillé de 30/100 de mm. Le primaire et le secondaire existants formeront respectivement les enroulements A (anode 6AQ5) et C (grille 6AT6). Quant à l'enroulement que l'on vient de bobiner, il constituera précisément l'enroulement B (primaire microphonique).

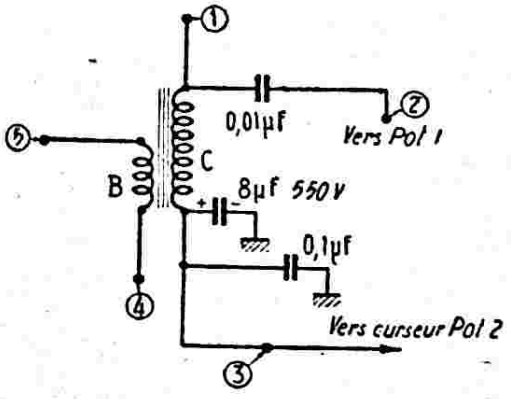



*Fig. XVII-13-2*

2° La seconde solution consiste à utiliser un transformateur d'entrée microphonique ordinaire (rapport 30 ou 40) et à réaliser un couplage par capacité pour la grille du tube 6AT6. Cette disposition est illustrée sur la figure XVII-13-2 ; les chiffres cerclés de 1 à 5 correspondent aux mêmes chiffres de la figure XVII-13-1 et ainsi aucune erreur ne sera possible.

Tr. 2 est le transformateur de sortie pour liaison au haut-parleur (impédances 7000 Ω — 2,5 Ω) ; en émission, le primaire est utilisé seul comme inductance BF de modulation (choke system).

Bien entendu, nous ne redonnerons pas les caractéristiques des autres organes qui sont les mêmes que dans le montage précédent.

### D) Trensceiver à 4 tubes

Cet appareil transceiver dont le schéma est donné sur la figure XVII-14 diffère sensiblement des montages vus jusqu'ici ; en effet, il présente la particularité suivante : deux étages bien distincts, comportant chacun un tube et un circuit accordé, constituent séparément l'auto-oscillateur pour l'émission (tube 6AQ5) et le détecteur super-réaction autodyne pour la réception (tube 9002). Par contre, la section BF est commune et fonctionne toujours en modulateur à l'émission et en amplificateur BF à la réception. Cette section BF est d'ailleurs identique à celle du montage de la figure XVII-13-1, et comme celle-ci, elle admet la modification montrée sur la figure XVII-13-2 dans le cas où l'on ne pourrait pas se procurer le transformateur Tr. 1.

Le fait de séparer les deux fonctions détectrice (réception) et oscillatrice (émission) est peut-être une légère complication, mais c'est une amélioration incontestable. En effet, à la réception, il est préférable d'utiliser une lampe détectrice établie pour cet usage ; c'est le tube 9002 de notre montage. On obtient ainsi une super-réaction plus douce, plus facile à régler et à mettre au point.

Les circuits L1 CV1 et L2 CV2 sont identiques, et de caractéristiques semblables à celle du circuit L CV du montage précédent (fig. XVII-13-1). Même remarque en ce qui concerne les trois bobines d'arrêt Ch dont les caractéristiques ont été données au début de cette étude.

Les bobines d'antenne La1 et La2 sont identiques et leurs caractéristiques dépendent de l'antenne utilisée ; nous y reviendrons au paragraphe « Antennes ».

Toutes les inversions nécessaires pour le passage d'émission E à réception R sont effectuées par un inverseur à galettes Inv. ; sur une première galette ordinaire en bakélite se trouvent les commutations I, II, V et VI ; sur une seconde galette, en stéatite

celle-là, on câble les commutations III et IV de l'inversion d'antenne.

Pour tous les autres éléments constitutifs, voir ce qui a été dit précédemment (montage de la figure XVII-13-1) ; seul le potentiomètre Pot. 2 diffère : c'est un modèle de 100 kΩ.

### Remarques importantes

1° Nous avons donné les caractéristiques des circuits L CV uniquement pour la bande « 2 mètres » s'étalant de 144 à 146 Mc/s. En effet, en position « émission », nous sommes en présence d'un auto-oscillateur, c'est-à-dire d'un émetteur **non piloté.** Or, l'Administration des Télécommunications ne **tolère** cette absence de pilotage que sur la bande 2 mètres, sous réserve que cela n'entraîne pas de perturbations sérieuses.

En conséquence, et d'ores et déjà, nous avisons nos amis lecteurs qu'il est inutile d'envisager d'apporter des modifications à ces transceivers pour en obtenir le fonctionnement sur 20 ou 40 mètres, par exemple. Absolument inutile, en effet, puisque rigoureusement interdit.

2° Les caractéristiques données pour les circuits L CV sont des caractéristiques de base qui pourront être modifiées légèrement, par écartement ou compression des spires par exemple, pour amener ledit circuit dans la bande. En effet, sur V.H.F. il n'est pas possible de prédéterminer avec exactitude les caractéristiques définitives d'un circuit oscillant ; la disposition des organes, les capacités parasites, la longueur des connexions, le matériel employé, etc... sont autant de facteurs qui modifient la fréquence de résonance d'un circuit oscillant donné.

L'amateur vérifiera qu'il est bien dans la bande « 2 mètres », soit au moyen des fils de Lecher, soit au grid-dip, soit à l'aide d'un simple ondemètre à absorption VHF;

3° Rappelons, une fois de plus, les soins particuliers que l'on doit apporter au

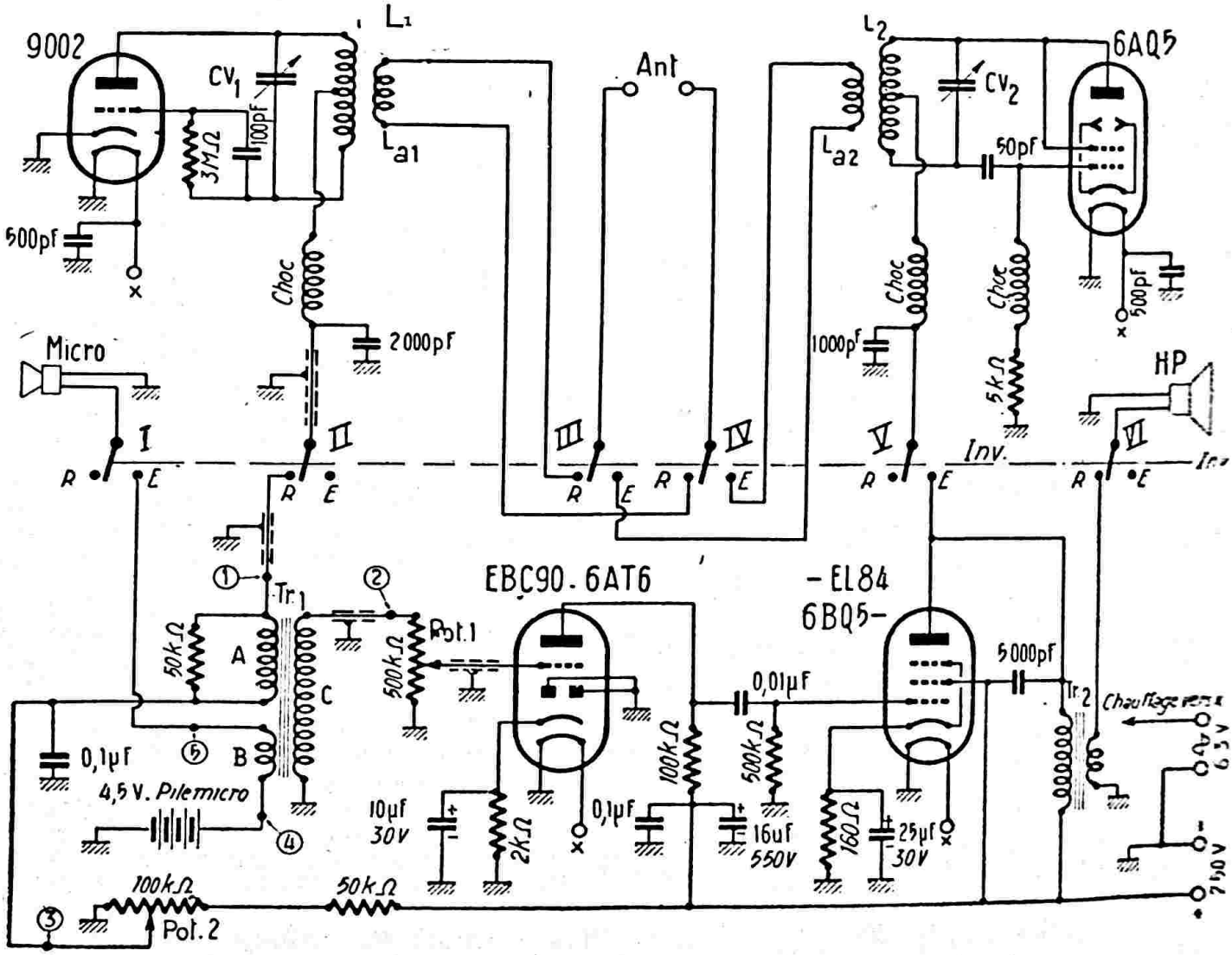



*Fig. XVII-14*

câblage des appareils V.H.F. ...transceivers ou autres.

Utiliser du matériel de qualité et du type miniature ; employer le plus possible de condensateurs mica ou céramique ; exécuter de bonnes soudures et faire la chasse aux pertes (le meilleur isolant étant l'air). Exécuter des connexions très courtes et sans angle vif ; sur VHF, une connexion de 3 cm, c'est déjà long !

4° A la place du tube 6AQ5 (connecté en triode), on pourra employer un tube triode HY75 ; ce tube étant à *chauffage direct*, quelques modifications s'imposent ; nous les indiquons sur la figure XVII-15, donnant le montage d'un HY75 en oscillateur, sur 144 Mc/s (bande 2 mètres).

Les bobines d'arrêt $Ch_1$ et $Ch_2$ sont construites comme précédemment. Le condensateur C.V. est, soit un split stator de 2×30 pF, soit un condensateur ordinaire de 15 pF.

$L_1$ = 2 tours avec prise médiane, en tube de cuivre poli de 3 mm., sur air, diamètre 16 mm., pas de l'enroulement 8 mm.

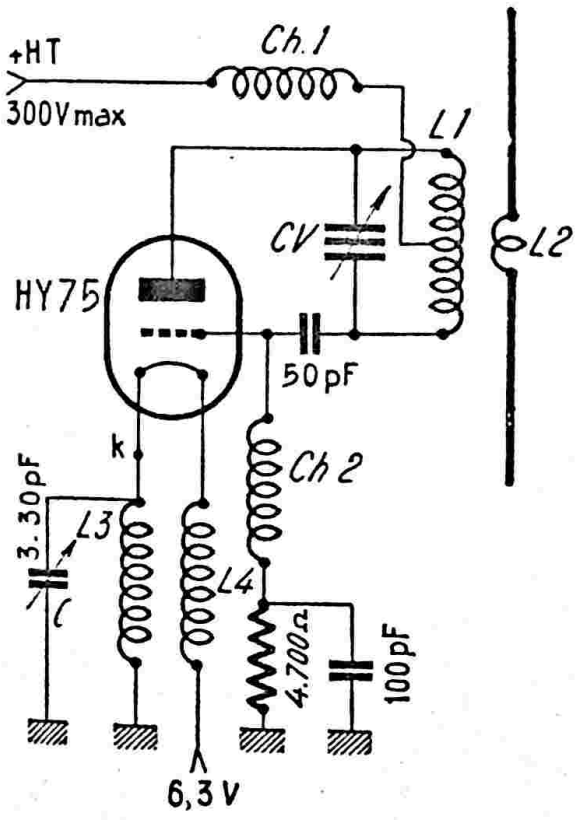



*Fig. XVII-15*

$L_3$ = 1 tour en fil de cuivre émaillé 20/10 de mm., sur air, diamètre 25 mm., placé autour du point médian de $L_1$.

Le filament est alimenté à travers un circuit bouchon accordé ; on a : $L_3 = L_4$ = 3 tours de fil de cuivre 10/10 de mm., deux couches coton, sur air, diamètre 25 millimètres ; $L_3$ et $L_4$ sont bobinées ensemble, les spires de l'une entre les spires de l'autre.

Il convient de noter, en passant, que l'accord du circuit de chauffage est toujours intéressant sur 144 Mc/s, *même avec des tubes à chauffage indirect*. Les caractéristiques de $L_3$, $L_4$ et C ne changent évidemment pas, et la cathode est tout simplement connectée au filament, au point k. D'ailleurs, avec des tubes courants utilisés en oscillateurs U.H.F., chaque fois que l'on constate des difficultés dans l'accrochage des oscillations, l'accord du circuit de chauffage apporte généralement un remède efficace (à moins, évidemment, que ces difficultés ne proviennent d'un temps de transit des électrons trop important à l'intérieur du tube).

## § 6. — Radiotéléphonie à haute fréquence sur les lignes à haute tension

Ici, nous sortons nettement de l'amateurisme, et nous nous en excusons ; mais nous ne pouvons passer complètement cette question sous silence dans ce chapitre réservé à la téléphonie par courants porteurs H.F.

En fait, de plus en plus, on effectue sur *les lignes à haute tension* des liaisons par courants porteurs haute fréquence ; ces liaisons, entre stations ou sous-stations de coupure, permettent aussi bien la téléphonie, les télémesures et les télécommandes Nous verrons simplement quelques points caractéristiques se rapportant à la téléphonie.

A chaque extrémité de la ligne à haute tension (entre centrale et sous-station, par exemple), il est nécessaire de disposer à la fois d'un émetteur et d'un récepteur. Les fréquences porteuses des deux émetteurs présentent une différence suffisante entre elles, afin de ne pas perturber le fonctionnement du récepteur voisin (fonctionnement en duplex).

Pour ce genre de radiotéléphonie, on emploie ordinairement des ondes comprises entre 1.000 et 5.000 mètres. Le montage des appareils émetteur et récepteur est donc tout à fait classique, mais ils travaillent sur G.O.

Ce qu'il importe de connaître principalement, c'est l'impédance de charge de la ligne (1).

(1) D'après *Le Haut-Parleur*, n° 786.

Plusieurs systèmes d'attaque sont possibles, à savoir : entre deux phases, entre phase et terre. Dans le premier cas, l'affaiblissement total correspond à celui de la ligne elle-même. La terre n'introduit pas de variations d'amplitude du courant et de la tension. Lorsqu'on attaque entre phase et terre, l'impédance de la phase de *transmission* (à l'émission) reste constante pratiquement, quelle que soit la charge des autres phases.

Mais, d'une manière générale, en raison des défauts dus à l'installation, aux intempéries ou accidents, les lignes H.T. peuvent être mises à la terre par des sectionneurs ou isolateurs défectueux ; elles peuvent être coupées, aussi, par des disjoncteurs, sectionneurs ou ruptures des câbles. On voit que leur impédance peut varier de zéro (mise à la terre), à l'infini (ligne ouverte par sectionnement).

Or, la liaison téléphonique doit être maintenue, puisque c'est souvent en cas d'accidents qu'elle se révèle d'une grande utilité. Aussi, pour stabiliser les liaisons, on place sur les fils de phase des circuits antirésonnants accordés sur la fréquence porteuse, fermant ainsi les dérivations possibles (circuits-bouchons). Dans l'attaque entre deux phases, l'impédance de charge est double de l'impédance triphasée par phase, afin d'obtenir le maximum d'énergie H.F. à la réception. On maintient la transmission téléphonique indépendante des appareils de liaison industriels par des circuits bouchons placés en série sur la ligne, sur chaque phase, aux deux extrémités.

Dans l'attaque entre phase et terre, on constate qu'à distance, la propagation est analogue à celle d'un circuit bifilaire formé par la phase utilisée et les deux autres phases supposées en parallèle. L'impédance de charge vis-à-vis du récepteur dépend de l'impédance des appareils de transmission à l'extrémité de la ligne. On place également des circuits bouchons à chaque extrémité de la phase utilisée pour la liaison, mais pas sur les autres.

Notons enfin que, dans ce dernier mode d'attaque, le rayonnement sur des lignes couplées à la ligne principale (induction) est beaucoup plus important que dans le cas de l'attaque biphasée.

Avec ce paragraphe, nous nous sommes passablement éloignés des liaisons d'*amateurs ;* néanmoins, un OM doit connaître au moins l'essentiel de tout ce qui se rapproche de la technique de l'émission. Et puis, qui sait ?... Il peut être mis à contribution pour la mise au point de tels radiotéléphones ; par expérience personnelle, nous pouvons assurer que cela est déjà arrivé maintes fois !!!

## § 7. — Aériens

Nous ne reviendrons pas sur les systèmes de couplage en haute fréquence des interphones à onde porteuse (couplage sur le réseau de distribution, sur un fil porteur unique, ou sur une antenne quelconque).

Dans tous nos schémas, nous avons représenté une bobine La pour la liaison à l'antenne ; c'est que, en effet, nous avons deux types d'antennes à proposer à nos lecteurs, antennes qui nécessitent cette bobine de couplage.

On peut cependant utiliser une simple petite tige verticale 1/4 d'onde, connectée directement sur une spire de la bobine d'accord. Pour accorder l'antenne elle-même, on intercale en série à la base, une petite capacité ajustable ou variable de quelques picofarads. Une telle antenne est dite « alimentée en intensité ».

Il est possible également d'utiliser une tige demi-onde connectée au circuit oscillant par l'une de ses extrémités ; on a alors une antenne « alimentée en tension ».

Néanmoins, nous préférons délaisser ces solutions simples et proposer deux autres types d'antennes ayant un bien meilleur rendement.

Notre première antenne est du type vertical 1/4 d'onde, alimentation en intensité. Le schéma est montré sur la figure XVII-16-A. L'alimentation en intensité se fait à la base de la tige verticale (AB = 48 cm) par l'intermédiaire d'un câble coaxial de longueur quelconque (impédance caractéristique de 75 Ω). Le condensateur variable C1, accordant le dispositif, est du type à air et de capacité maximum de 50 pF.

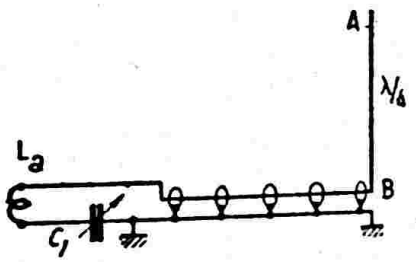



*Fig. XVII-16-A*

Si l'on adopte l'antenne de la figure A, la bobine L a des montages précédents comportera 1 1/2 tour de fil de cuivre émaillé 16/10 de mm.

Passons au second type d'antenne représenté sur la figure XVII-16-B. Cette antenne est du type 1/2 onde horizontal. Elle est exécutée avec de la tige de cuivre de

5 mm de diamètre pliée en équerre comme le montre la figure.

La longueur AB doit être de 97 cm. Les deux parties verticales constituant le feeder en quelque sorte, sont maintenues à une distance de 10 mm (soit 15 mm d'axe en

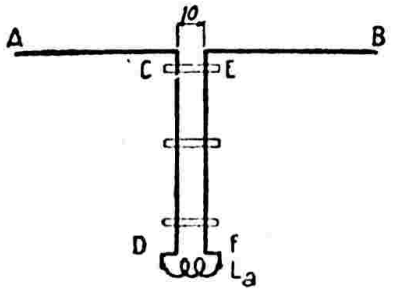



*Fig. XVII-16-B*

axe) au moyen de trois blocs de plexiglass. La longueur des parties est : CD = EF = 48 cm. Cette antenne est alimentée à la base en tension.

Si l'on adopte l'antenne de la figure B, la bobine La des montages précédents comportera 3 1/2 tours de fil de cuivre émaillé de 16/10 de mm. Dans tous les cas, l'enroulement L a sera exécuté sur air, et son diamètre intérieur sera de 3 à 4 mm plus grand que le diamètre extérieur de la bobine L du circuit oscillant. Ceci est nécessaire pour pouvoir placer L a autour de L ; de plus, on fait coulisser L a par rapport à L de façon à obtenir un fonctionnement correct en super-réaction (position réception), fonctionnement qui se reconnaît par le bruit caractéristique dit de « chute d'eau » disparaissant lorsqu'un émetteur est reçu.

Précisons que pour une plus grande commodité d'emploi et un déplacement facile, les antennes des transceivers — soit fig. A, soit fig. B — se montent directement sur le coffret de l'appareil (1).

## § 8. — Emetteurs-récepteurs type « Radiotéléphone »

### I. — « Talkie-walkie » de l'U.S. Army.

Dans ce chapitre réservé à la radiotéléphonie à courte distance, trouvent naturellement leur place les *radiotéléphones*, combinés émetteurs-récepteurs essentiellement portatifs. En premier lieu, nous allons voir le célèbre « talkie-walkie » utilisé et popularisé par l'armée américaine (appareil type SCR536, modèle BC-611).

(1) Mais tous les systèmes d'antennes VHF extérieures vus au chapitre XIII-§ 10 peuvent également convenir.

Cet appareil, construit par la « Galvin Manufacturing Corporation », se présente sous la forme d'un gros combiné téléphonique surmonté d'une petite antenne verticale télescopique.

Comme dans tout combiné qui se respecte (!), en haut, nous avons l'écouteur, et en bas, le microphone ; tous les autres organes, y compris les deux piles d'alimentation, sont contenus dans la poignée du combiné. Le passage d'émission à réception, et inversement, se fait par la manœuvre d'une gâchette fixée sur un côté de la poignée (position émission : gâchette pressée).

Le schéma est donné sur la figure XVII-17 (page 712). Les circuits sont prévus pour couvrir la bande de 3.500 à 6.000 kilocycles (85,70 m à 50 m) en utilisant divers cristaux compris dans ces limites de fréquences, un jeu de 6 bobines pour l'accord plaque du tube $V_1$ ($L_2$) et un jeu de 12 bobines pour l'accord d'antenne ($L_1$).

Le condensateur variable $CV_1$, de 140 pF, permet l'accord optimum du circuit de sortie en émission.

Le passage d'émission à réception, et inversement, est effectué par les commutations 1, 2, 3, 4, 5, 6 et 7, qui s'opèrent simultanément par la manœuvre de la gâchette dont il a été question plus haut. Sur la figure, nous sommes en position « réception ».

Cinq tubes *miniatures* sont utilisés, à savoir :

$V_1$ : VT174 (immatriculation militaire), c'est-à-dire un tube 3S4 ; ampli H.F. en réception ; ampli H.F.-P.A. modulé par l'écran, en émission.

$V_2$ : VT171 (1R5) ; convertisseuse et oscillatrice en émission ; oscillatrice pilote en émission.

$V_3$ : VT173 (1T4) ; ampli M.F. en réception ; non utilisée à l'émission.

$V_4$ : VT172 (1S5) ; détectrice, V.C.A. et première amplificatrice B.F. en réception ; préamplificatrice micro en émission.

$V_5$ : VT174 (3S4) ; amplificatrice B.F. finale en réception ; modulatrice à l'émission.

Les tubes $V_1$, $V_2$ et $V_3$ sont blindés par des petits manchons cylindriques métalliques.

Les capacités fixes marquées m sont à diélectrique *mica* ; les autres, à diélectrique papier.

Une fraction de la tension négative provenant de l'oscillatrice polarise le tube final $V_5$, (et les tubes $V_1$, $V_2$ et $V_3$ en réception, suivant l'ajustage du réglage de sensibilité).

L'appareil fonctionnant entre 50 et 85 mètres, l'antenne télescopique utilisée se montre évidemment beaucoup trop courte ; on l'accorde en intercalant une bobine à la base (rôle de $L_1$).

Notons aussi un intéressant détail de construction : l'interrupteur d'alimentation Int. 1 est enclenché automatiquement lorsqu'on développe l'antenne, et coupé dès qu'on la referme.

Deux quartz sont utilisés (oscillateurs montage Pierce).

1° $Xtal_2$ — cristal pilote pour l'émission (les fréquences des deux postes en liaison sont généralement choisies identiques).

2° $Xtal_1$ — cristal pour la réception (oscillatrice changeuse de fréquence) ; ce quartz est d'une fréquence de 455 kc/s plus élevée que le quartz utilisé à l'émission, la M.F. étant réglée sur 455 kc/s.

Voici quelques caractéristiques de fonctionnement relevées dans la position « émission » :

Courant d'alimentation du tube ampli H.F. - P.A. ($V_1$) :

non modulé 18 mA (puissance 18,1 mW)
modulé (taux légèrement supérieur à 50 %) 20,5 mA (puissance 25,53 mW).

D'autre part, on a sensiblement :

Batterie B.T. : 1,4 volt — 280 mA ;
Batterie H.T. : 95 à 103 volts — 30 mA.

Un milliampèremètre peut être intercalé à la place de la barrette de court-circuit, aux bornes marquées « + et — mA », pour la mise au point.

Enfin, Mc et Ec sont, respectivement, le microphone à induction (dynamique) et l'écouteur à induction, munis de leurs transformateurs d'adaptation d'impédances ; certains modèles sont prévus avec micro et écouteur à cristal.

Suivant les positions et le terrain, naturellement, on peut espérer des liaisons confortables jusqu'à deux kilomètres, voire plus.

## II. — « Talkie-walkie » 10 m à lampes.

L'appareil précédent est évidemment assez complexe ; nous avons tenu, néanmoins, à en donner le schéma, car beaucoup d'amateurs possèdent de tels appareils. Avec l'aide de la figure XVII-17, ils pourront ainsi facilement effectuer modifications ou dépannages éventuels.

Le radiotéléphone « talkie-walkie » que nous allons voir maintenant est d'une construction amateur plus simple ; il a été étudié pour le fonctionnement dans la bande 10 m. Cet appareil est le résultat d'une multitude d'essais de tubes et de circuits, et, correctement construit, ce montage pourtant simple ne manque pas de donner toute satisfaction. Trois tubes doubles-triodes type 3A5 (ou à défaut 4A6) sont utilisés, et, somme toute, on dispose ainsi de 4 tubes pour la partie « émetteur », et de 2 tubes pour la partie « récepteur ».

Un cristal choisi dans la bande 7 Mc/s (7.125 à 7.425 kc/s) stabilise l'émetteur et permet, après deux doublages de fréquence successifs, le rayonnement dans la bande 28 Mc/s (10 mètres).

Quant au récepteur, il est de la famille super-réaction autodyne suivie d'un étage B.F., donc simple au possible ; il permet, néanmoins, l'écoute normale des signaux même faibles, grâce à sa grande sensibilité.

Comme le montre la figure XVII-18, l'ensemble est monté sur un châssis en forme de H. Après câblage et mise au point, ce châssis est placé à l'intérieur d'un

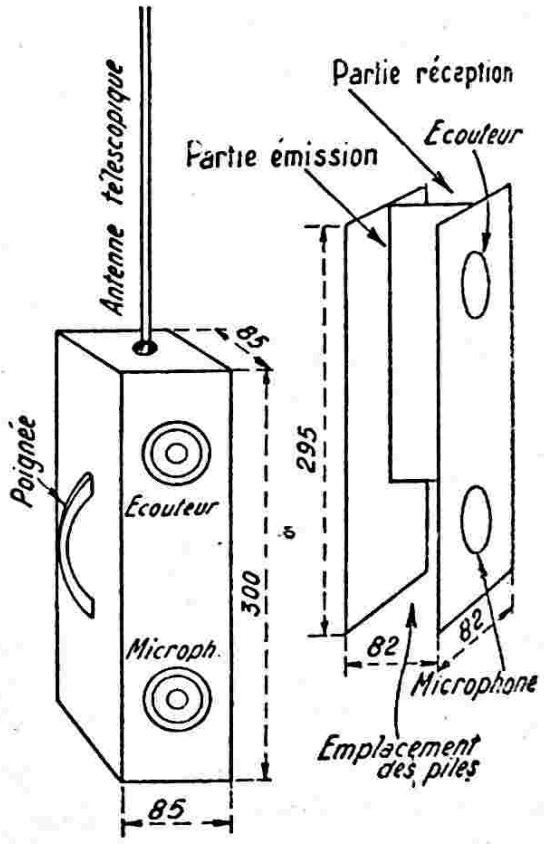



*Fig. XVII-18*

boîtier en aluminium de forme parallélipipédique de section carrée, muni d'une poignée sur le côté ; à l'avant, microphone et écouteur forment le combiné ; à l'arrière sont placés les boutons de commande.

Passons maintenant à l'étude technique du radio-téléphone (fig. XVII-19), et tout d'abord, à la section « émission ». La première partie d'une double triode est utilisée en oscillatrice cristal ordinaire sur

7 Mc/s. Le circuit anodique $L_1CV_1$, accordé évidemment sur cette fréquence, est ainsi conçu : $L_1$ = 40 tours de fil 6/10 sur un mandrin en stéatite de 10 mm. de diamètre et sur une longueur de 30 mm. ; et $CV_1$ = 50 pF miniature.

Notons que les condensateurs variables $CV_1$, $CV_2$ et $CV_3$ peuvent parfaitement être du type « ajustable à air ». De plus, une fois que l'on aura choisi le quartz, $CV_1$ et $CV_2$ seront réglés et n'auront plus à être retouchés. Il en est de même pour

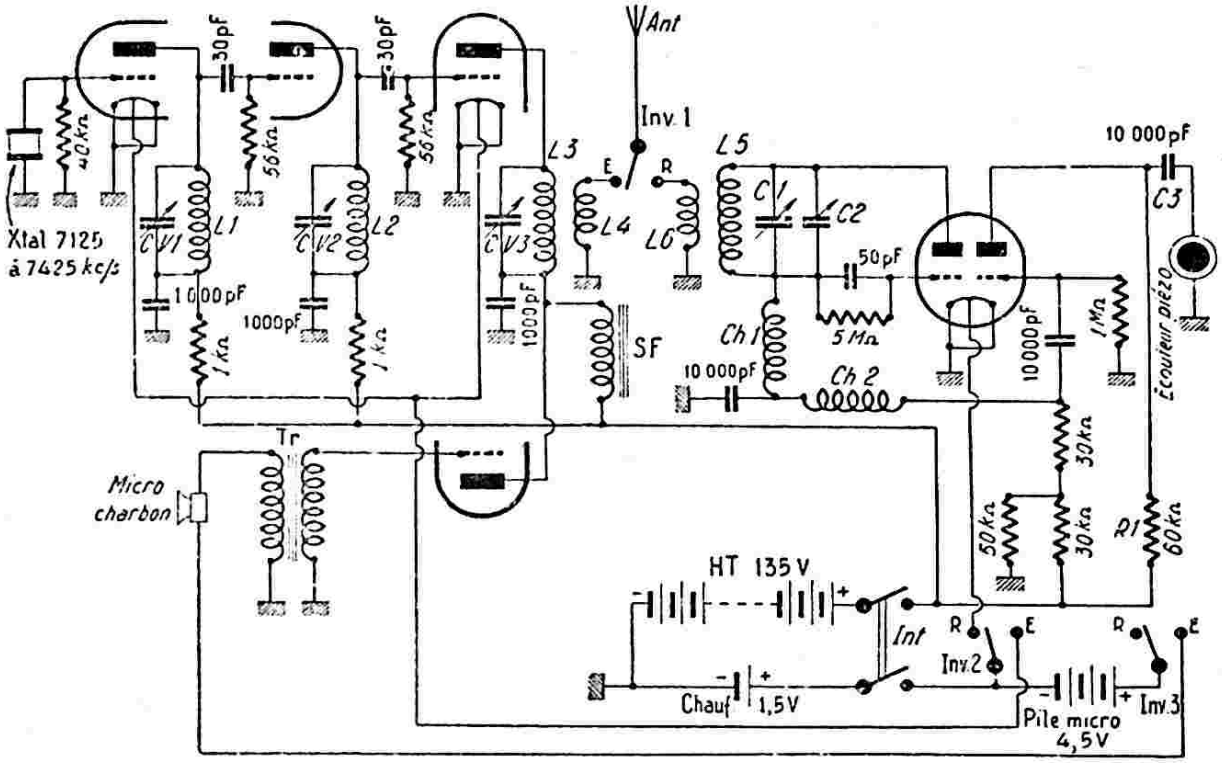



*Fig. XVII-19*

La seconde partie de ce tube fonctionne en doubleuse de fréquence ; on a : $L_2$ = 29 tours de fil 6/10 de mm. cuivre émaillé bobinés sur un mandrin de 10 mm. de diamètre et sur une longueur de 25 mm. ; et $CV_2$ = 50 pF miniature (circuit à accorder sur 14 Mc/s).

L'étage final, travaillant en doubleur de fréquence également, est équipé par la première partie d'un second tube double-triode. Le circuit anodique est à accorder sur 28 Mc/s ; il est constitué par $L_3$ = 11 tours de fil 6/10 de mm. cuivre émaillé bobinés sur un mandrin de 10 mm. de diamètre et sur une longueur de 10 mm., et $CV_3$ = 50 pF miniature.

Ces deux derniers étages d'amplification H.F. travaillant en doubleur de fréquence, n'exigent pas de neutrodynage.

Le microphone à charbon, par l'intermédiaire du transformateur d'impédance Tr. (rapport 40), attaque la grille du second tube, deuxième partie travaillant en amplificatrice B.F. La modulation s'opère en choke-system par le bobinage S.F. (petite bobine de filtrage utilisée dans les récepteurs portatifs tous courants).

$CV_3$ ; néanmoins, pour ce dernier, on peut prévoir un trou dans le boîtier pour passer un tournevis, afin de refaire le réglage final de temps à autre.

Pour effectuer le réglage de $CV_1$, $CV_2$ et $CV_3$, on peut, évidemment, à la mise au point, intercaler un milliampèremètre dans chaque fil d'alimentation anodique. Mais le moyen le plus simple est d'utiliser un contrôleur de champ 28 Mc/s, ou, à défaut, un récepteur muni d'un S-mètre et accordé sur cette bande.

L'antenne utilisée est une tige télescopique fixée au boîtier, mais montée électriquement isolée. Le couplage se fait à la base de l'aérien par une bobine $L_4$, de 2 tours jointifs sur le mandrin de $L_3$ (même fil). L'idéal serait évidemment d'avoir une tige télescopique de 2,50 mètres (1/4 d'onde)... mais c'est un peu long ! On a obtenu des résultats notables avec quelques 50 centimètres de tige ! Naturellement, avec une antenne ainsi réduite, il ne faut pas être trop exigeant quant à la portée de l'appareil. Mais entre 2,50 m. et 50 cm., il y a toute une plage d'essais. De toute façon, avec un aérien d'une longueur inférieure à 0,75 m., il est préférable de faire l'attaque en direct par une prise judicieu-

sement déterminée sur $L_3$, ou, ce qui est mieux encore, de remplacer $L_3CV_3$ par un circuit-matching en $\pi$ (circuit Jones).

Le passage d'émission à réception se fait par un inverseur à deux directions (E et R) et trois commandes (Inv.1, Inv.2 et Inv.3. Inv.1 opère l'inversion de l'antenne, Inv.2 effectue la commutation des chauffages, et Inv.3 enclenche le microphone. Cet inverseur triple est commandé par une gâchette (à l'arrière du coffret) munie d'un ressort la rappelant toujours dans la position « réception » R.

Enfin, un interrupteur double Int. permet l'enclenchement des piles d'alimentation.

Passons, maintenant, au récepteur ; ce dernier est si simple qu'il se passerait de toutes explications. Donnons cependant quelques détails sur le circuit d'accord $L_5C_1C_2$. Nous avons $L_5 = 9$ tours de fil cuivre émaillé 6/10 de mm. enroulés jointifs sur un mandrin de 10 mm. de diamètre ; la bobine de couplage $L_6$ est identique à $L_4$. On fait résonner la bobine $L_5$ dans la bande 28 Mc/s au moyen de $C_2$, ajustable à air de 30 pF, et, si cela ne suffit pas, en agissant sur le bobinage lui-même (soit en écartant quelques spires, soit en supprimant quelques fractions de tour. Le condensateur variable $C_1$ , de 10 pF, permet la recherche du correspondant sur la bande ; il est commandé par un bouton moleté et gradué, placé à l'arrière du coffret. Le couplage de $L_6$ à $L_5$ est ajusté une fois pour toutes, afin d'obtenir le signal maximum de sortie ; la bobine est ensuite fixée à la cire.

Comme nous l'avons dit précédemment, la première partie du tube « réception » double triode fonctionne en détectrice-super-réaction autodyne ; quant à la seconde partie, elle travaille en amplificatrice B.F. Dans le prototype réalisé, c'est un écouteur piézoélectrique qui a été utilisé, en raison de la grande sensibilité des reproducteurs de ce genre ; néanmoins, on peut également employer un écouteur magnétique courant. Dans ce cas, le choisir à grande impédance (résistance d'au moins 1.500 à 2.000 Ω), et le connecter en série dans le fil d'alimentation anodique, en respectant les polarités, en lieu et place de la résistance $R_1$ (60.000 Ω) et du condensateur $C_3$ (10.000 pF).

Voici les caractéristiques des bobines d'arrêt :

$Ch_1$ = bobine d'arrêt 10 m (environ 100 tours de fil 40/100 deux couches soie, à spires jointives, sur un mandrin en stéatite de 6 à 8 mm. de diamètre).

$Ch_2$ = bobine d'arrêt H.F. nid d'abeilles 80 mH.

Dans la position « réception », la pile basse tension de chauffage (1,5 V) débite 220 mA, et la pile H.T. (135 V) 2,5 mA.

Avec deux appareils identiques, il est possible de réaliser des liaisons radiotéléphoniques très confortables sur des distances vraiment intéressantes.

### III) Talkie - Walkie 144 Mc/s

Le talkie-walkie faisant l'objet de cette description est une maquette réalisée par l'auteur d'une façon extrêmement simple, afin que son montage soit à la portée de tous. Cet appareil a été établi pour un fonctionnement dans la bande VHF de 144 Mc/s.

Le schéma complet d'un appareil est donné sur la figure XVII-19-1 ; il convient évidemment de posséder deux appareils identiques pour effectuer des liaisons radiotéléphoniques.

Revenons à notre schéma. Nous voyons que seulement deux tubes miniatures sont nécessaires : un tube 3A5 double triode, dont un élément est utilisé à l'émission, et l'autre à la réception ; un tube 3Q4 pentode fonctionnant en modulateur à l'émission et en amplificateur BF à la réception.

Deux piles sont nécessaires à l'alimentation : une pile HT de 67,5 V et une pile BT pour le chauffage (un élément « torche » de 1,5 V). La mise en service et l'arrêt de l'appareil s'effectue au moyen d'un interrupteur tumbler double **Int.** L'emploi d'une ampoule-témoin est facultatif ; certes, cela fait une légère consommation supplémentaire sur la pile de 1,5 V, mais nous conseillons cependant son montage. En effet, l'éclat de cette ampoule (sous les yeux de l'opérateur) évite d'oublier de couper l'interrupteur **Int.** après emploi de l'appareil, oubli qui se traduirait par une consommation bien plus grande encore sur les piles. Comme témoin, on peut utiliser une ampoule 1,5 ou 2 volts, 40 ou 100 mA.

La commutation émission E/réception R s'effectue au moyen d'un inverseur à galettes (type miniature). Cet inverseur comporte deux galettes (chaque galette étant du modèle 4 circuits, 2 directions).

Sur la première galette, nous câblerons les commutations 1, 2, 3 et 4. Sur la seconde galette ,seule la commutation 5 d'antenne sera câblée. Il est possible d'employer deux galettes en bakélite HF ; toutefois, pour minimiser les pertes, la seconde galette (assurant la commutation 5 de l'antenne) sera avantageusement en stéatite.

En position E (émission) de l'inverseur, la haute tension est appliquée sur l'élément triode de gauche du tube 3A5 qui fonctionne en auto-oscillateur (commutation 4). La

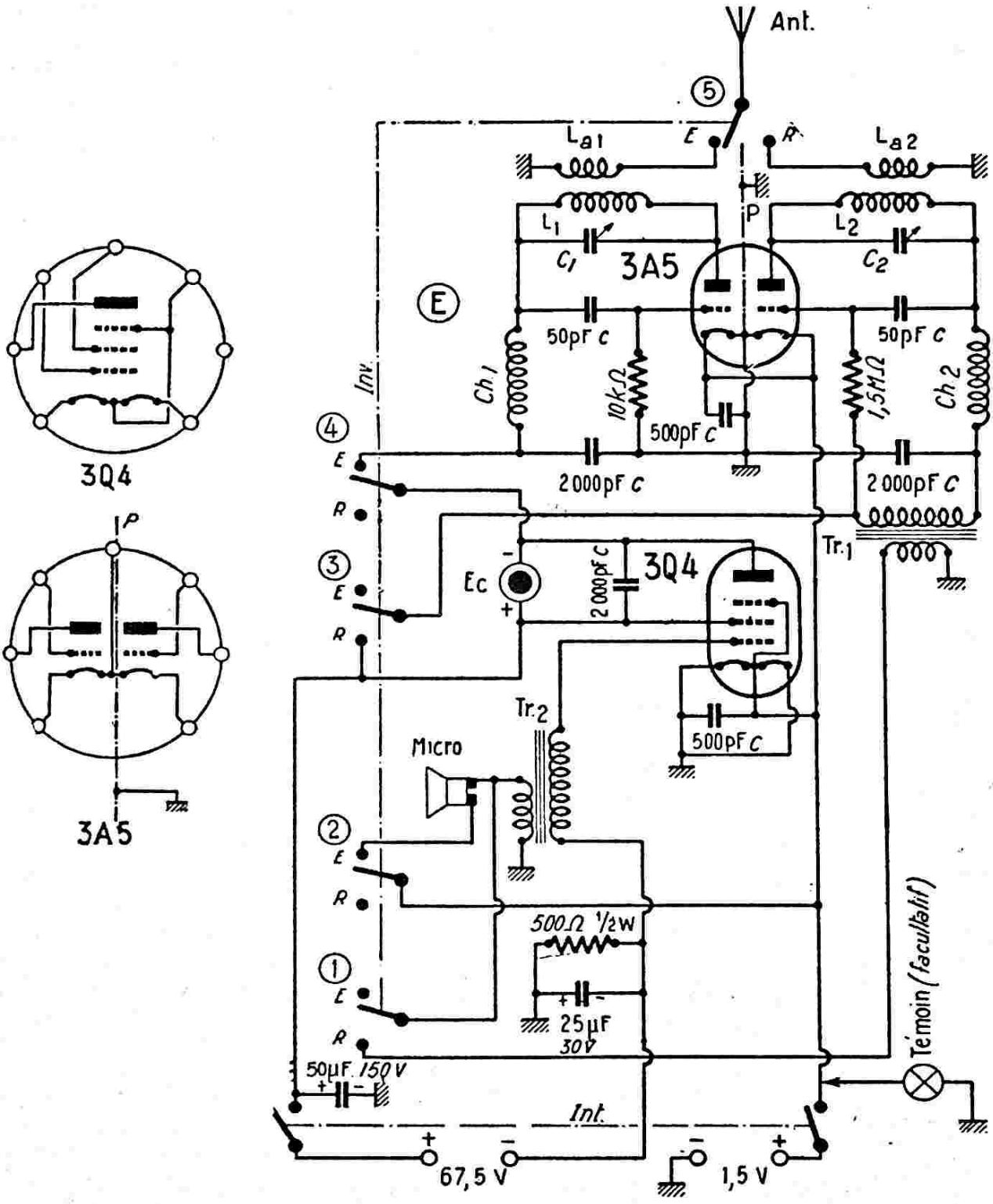


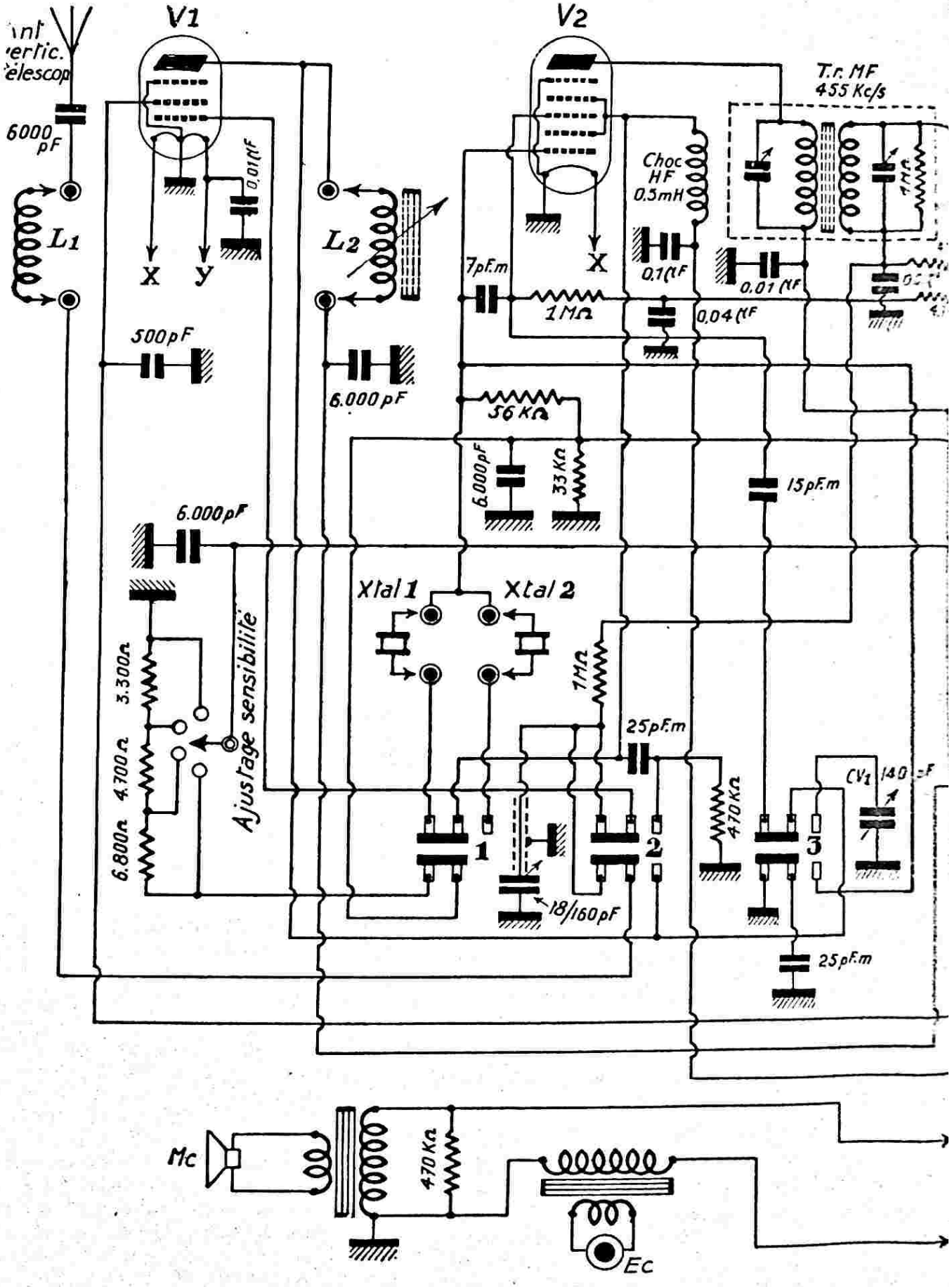

*Fig. XVII-19-1*

fréquence de l'onde porteuse est déterminée par les caractéristiques de $L_1C_1$.

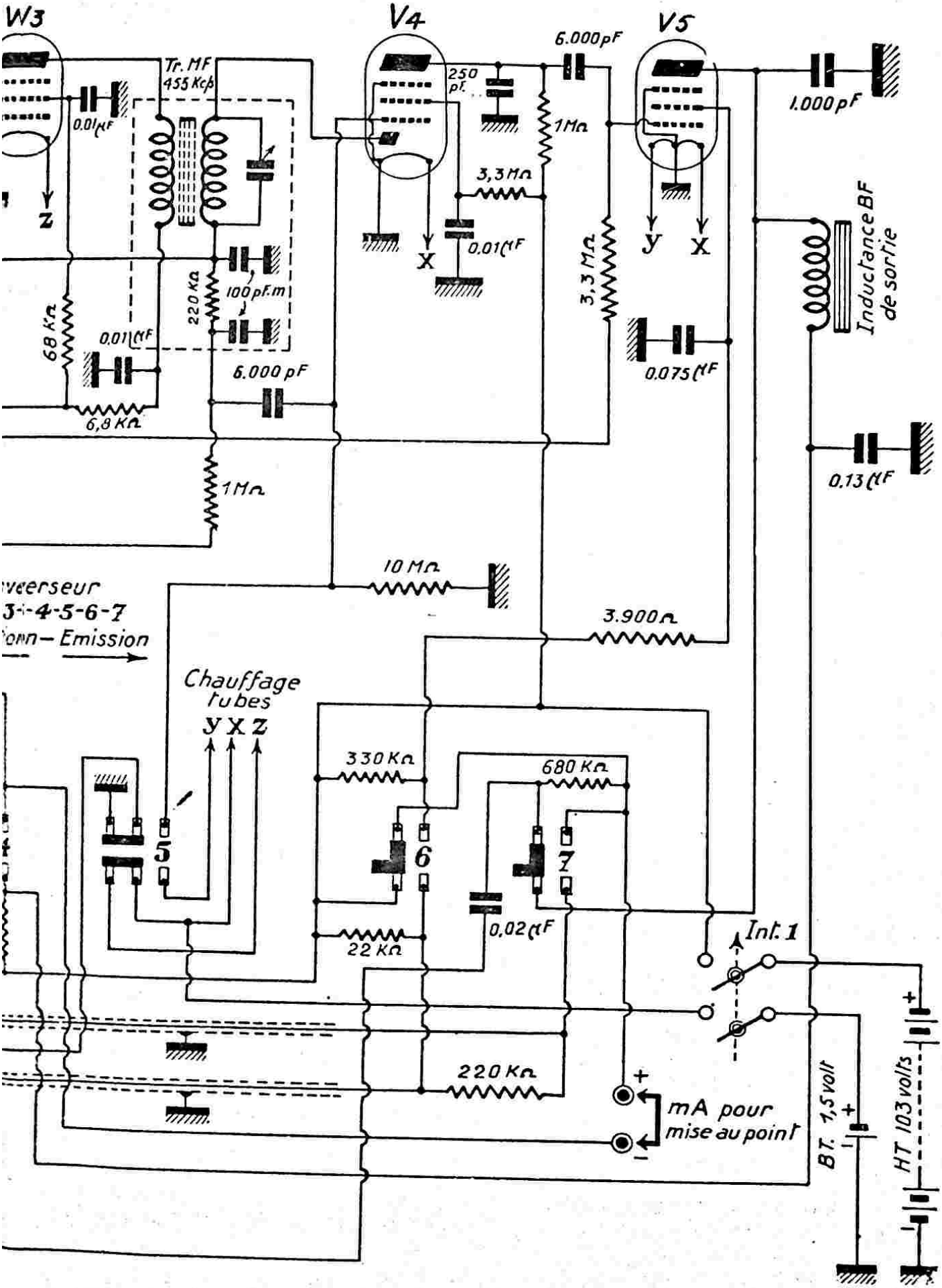
D'autre part, la commutation 2 assure l'alimentation du microphone charbon *Mic* par la pile de 1,5 V. Enfin, l'antenne est reliée au circuit de couplage à l'émetteur (commutation 5).

Les signaux BF du microphone sont appliqués à la grille du tube 3Q4 par l'intermédiaire du transformateur **Tr2** (transformateur pour micro à charbon, rapport 30 ou 40). Le tube 3Q4 fonctionne en modulateur ; en effet, la HT alimentant la partie triode oscillatrice du tube 3A5 est prélevée sur l'anode du tube 3Q4 (haute tension modulée)... et c'est l'écouteur **Ec** qui fait fonction d'inductance de modulation « **choke** system ».

En position R (réception) de l'inverseur, la haute tension est appliquée sur l'élément triode de droite du tube 3A5 fonctionnant en détecteur en super-réaction autodyne


V1
V2
6000 pF
L1
L2
X
Y
0,01 μF
500 pF
6.000 pF
7 pF.m
1 MΩ
Choc HF 0,5 mH
0,1 μF
0,01 μF
0,04 μF
T.r. MF 455 Kc/s
56 KΩ
6.000 pF
33 KΩ
15 pF.m
6.000 pF
Xtal 1
Xtal 2
1 MΩ
25 pF.m
3.300 Ω
4.700 Ω
6.800 Ω
Ajustage sensibilité
1
2
3
470 KΩ
18/160 pF
CV1
25 pF.m
Mc
470 KΩ
Ec

Fig


W3
V4
V5
Tr. MF
455 Kc/s
0.01 μF
Z
250 pF
6.000 pF
1 MΩ
3,3 MΩ
0.01 μF
X
3,3 MΩ
Y
X
1.000 pF
Inductance BF de sortie
220 KΩ
100 pF.m
68 KΩ
0.01 μF
6.000 pF
6,8 KΩ
0.075 μF
0.13 μF
1 MΩ
10 MΩ
3.900 Ω
Chauffage tubes
Y X Z
330 KΩ
680 KΩ
5
6
7
0,02 μF
22 KΩ
Int. 1
220 KΩ
mA pour mise au point
BT. 1,5 volt
HT 103 volts

(commutation 3). L'accord sur la fréquence de l'émission à recevoir est déterminé par les caractéristiques de $L_2C_2$.

L'antenne est alors reliée au circuit de couplage au récepteur (commutation 5).

Après détection par l'élément triode de droite du tube 3A5, les signaux BF reçus sont mis en évidence dans le transformateur **Tr1.** Le secondaire de ce transformateur est connecté au primaire du transformateur **Tr2** (commutation 1) ; les signaux BF appliqués à la grille du tube 3Q4 sont amplifiés par ce dernier et actionnent l'écouteur **Ec.**

Comme transformateur **Tr1,** nous avons employé un transformateur pour haut-parleur modèle réduit, d'impédance primaire pour ECL80 ! Comme on le voit, rien de critique en ce qui concerne cet organe.

L'écouteur **Ec** a été prélevé sur un ancien casque ; avec les deux écouteurs du casque, nous avons équipé nos deux radiotéléphones. Chaque écouteur présente une résistance ohmique de 2 000 ohms.

Toutes les résistances sont du type 1/2 watt, et les condensateurs à diélectrique céramique (sauf les deux condensateurs électrochimiques pour lesquels la polarité est indiquée).

Les bobines d'arrêt **Ch1** et **Ch2** sont identiques et réalisées de la façon suivante : sur un petit tube de polythène de 3,5 mm de diamètre (intérieur de pointe Bic !), on bobine 70 tours jointifs de fil de cuivre de 20/100 de mm isolé sous deux couches de soie.

Les circuits accordés $L_1C_1$ et $L_2C_2$ présentent les caractéristiques suivantes :

$L_1 = L_2 =$ 6 tours de fil 12/10 de mm cuivre émaillé, enroulés sur air ; diamètre intérieur 6 mm ; longueur de l'enroulement 16 mm.

$C_1 = C_2 =$ ajustable Transco à air 3/30 pF.

$La_1 = La_2 =$ 2 tours de fil 12/10 de mm cuivre émaillé, enroulés sur air ; diamètre intérieur 11 mm ; écartement de 2 mm entre spires. $La_1$ et $La_2$ sont placées, respectivement, par-dessus et autour de $L_1$ et $L_2$.

L'antenne *Ant* est constituée par une tige de cuivre nu de 4 mm de diamètre ; sa longueur est de 47 cm (vibration en 1/4 d'onde).

La réalisation pratique est illustrée sur la figure XVII-19-2. Le boîtier présente les dimensions suivantes $280 \times 85 \times 60$ mm. Sur la face avant, de haut en bas, nous avons l'écouteur, l'ampoule témoin sous un hublot rouge et le microphone. Sur le côté, sont placés l'interrupteur d'alimentation et l'inverseur émission-réception muni d'un bouton-clé (dit également bouton à queue).

La partie inférieure du coffret est réservée pour le logement des piles 1,5 V et 67,5 V. Dans la partie supérieure, nous avons l'appareil émetteur-récepteur proprement dit ; il est monté directement à l'intérieur du coffret, sans châssis auxiliaire.

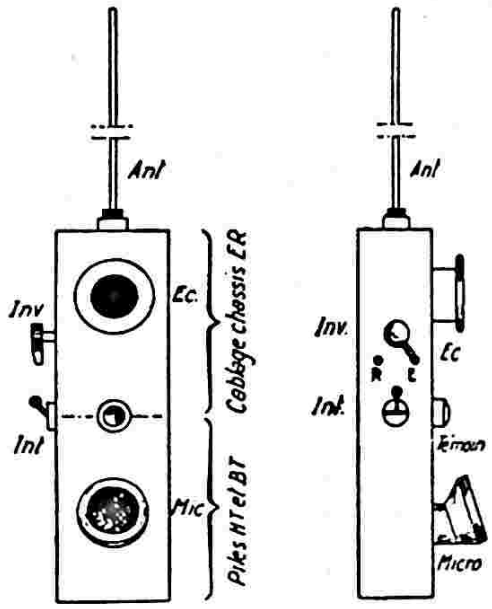



*Fig. XVII-19-2*

Les organes principaux sont fixés sur les côtés du coffret, ainsi que sur deux petites plaquettes transversales, la plaque arrière de l'appareil s'enlevant facilement (vis parker) pour la mise au point et les dépannages éventuels.

Au point de vue câblage, il importe surtout de réaliser des connexions extrêmement courtes ; cette recommandation est capitale surtout en ce qui concerne les circuits accordés $L_1C_1$, $L_2C_2$, le tube 3A5 et les éléments connexes. A la vérité, il ne doit être utilisé aucun fil de câblage pour cette partie : les connexions sont réalisées par les éléments eux-mêmes.

Les circuits $La_1$, $L_1$, $C_1$ d'une part, et $La_2$, $L_2$, $C_2$ d'autre part, ne doivent présenter aucun couplage mutuel ; ils seront disposés de part et d'autre du support du tube 3A5. De plus, une plaque métallique P (fig. XVII-19-1) reliée à la masse et soudée en travers du support 3A5, assurera une séparation efficace des circuits.

Sur la face supérieure du coffret, se trouve fixée une douille femelle de 4 mm de diamètre, isolée par des rondelles et une pièce de passage en stéatite. C'est la douille « antenne » dans laquelle vient s'emmancher la tige verticale de 47 cm de longueur indiquée précédemment.

Quelques mots, maintenant, se rapportant à la mise au point de ces appareils. Nous avons donc construit deux radiotéléphones identiques que nous allons dénommer A et B ; voici l'ordre des opérations, les appareils étant munis de leur antenne :

1° Appareil A. Régler l'oscillateur de l'émetteur $L_1$ $C_1$ en agissant sur $C_1$, de façon à obtenir l'oscillation sur 144 Mc/s. Contrôler cette fréquence à l'aide d'un ondemètre VHF ou d'un grid dip prêté par un amateur-émetteur voisin (à défaut, vérifier la fréquence à l'aide d'une ligne de Lecher).

2° Appareil B placé à quelques dizaines de mètres. Régler le récepteur sur l'émission rayonnée par A, en accordant $C_2$ pour obtenir l'audition maximum. S'assurer que la section réception fonctionne bien en super-réaction. Pour cela, couper l'émission de A ; le récepteur B doit faire entendre le bruit de chute d'eau (violent souffle) caractéristique. S'il n'en était pas ainsi, modifier le couplage de $L_{a_2}$ par rapport à $L_2$ en faisant coulisser $L_{a_2}$ jusqu'à l'obtention du souffle. Ensuite, enclencher de nouveau l'émission de A ; le souffle du récepteur B disparaît et laisse place à l'émission de A. Retoucher $C_2$ le cas échéant pour avoir le maximum de puissance. Si nécessaire, pour obtenir des réglages précis, augmenter la distance séparant A de B.

3° Appareil A, fonctionnant toujours à l'émission. Ajuster le couplage entre $L_{a_1}$ et $L_1$ pour obtenir le maximum d'énergie rayonnée (sans toutefois faire décrocher l'oscillateur). Contrôler l'effet de ce réglage d'après le volume de la réception donné par B. Si la modification du couplage de $L_{a_1}$ a été importante, retoucher $C_1$ pour revenir sur la fréquence d'oscillation correcte.

Lorsque ces opérations ont été effectuées, la mise au point des appareils A et B est faite pour un sens de liaison, c'est-à-dire de A émetteur vers B récepteur. Il faut maintenant refaire les mêmes opérations pour le sens de liaison inverse, c'est-à-dire de B émetteur vers A récepteur. Nous reprendrons donc les mêmes opérations dans l'ordre donné par nos alinéas 1, 2 et 3 précédents, mais en remplaçant A par B, et B par A, dans notre texte.

Les mises au point étant terminées pour les deux parties émission et réception des deux appareils, il convient de bloquer, par une goutte de cire à cacheter, les deux condensateurs ajustables $C_1$ et $C_2$ de chaque radiotéléphone. Précisons que pour les réglages, ces condensateurs ajustables doivent être manœuvrés à l'aide d'une clé à tube isolante (clé à trimmer).

La portée de ces radiotéléphones est fonction des accidents du terrain sur lequel ils sont utilisés. Sur un terrain plat, ou sur des points bien dégagés (en visibilité) il est aisé d'obtenir des liaisons de 3 à 4 km, voire plus.

### IV. — Talkie-Walkie 27 MHz à transistors.

L'emploi d'émetteurs-récepteurs du type « talkie-walkie » à transistors, de faible poids et d'encombrement réduit, fonctionnant partout (alimentation par piles), est très à l'ordre du jour. La portée de ces appareils est assez réduite, quoique dépendant du lieu d'utilisation (dégagement, relief du sol, etc.). De toutes façons, les applications pratiques de ces petits radiotéléphones sont de jour en jour plus nombreuses.

Toutefois, nous tenons à attirer l'attention de nos lecteurs français sur les points suivants :

*a*) Une autorisation préalable délivrée par les P. et T. est nécessaire pour l'utilisation de tels appareils (1).

*b*) L'appareil doit être homologué, agréé, par l'administration. Pour cela, il doit satisfaire à certaines normes, c'est-à-dire ne pas être monté n'importe comment et avec n'importe quoi ; il doit en outre présenter une parfaite stabilité en fréquence, notamment à l'émission (pilotage par quartz).

●

Le schéma complet du premier radiotéléphone talkie-walkie proposé est représenté sur la figure XVII-19-3.

En haut, nous avons la partie « émission » avec un transistor AF 115 en oscillateur-pilote à quartz suivi de l'étage amplificateur H.F. avec transistor AF 114.

Au dessous et à gauche, nous avons l'étage de réception avec transistor AF 126 (ou mieux, AF 125) fonctionnant en détecteur à super-réaction.

Enfin, à droite, nous avons la section B.F. avec deux transistors OC72 ou AC132. Ces deux étages amplificateurs B.F. sont attaqués par les signaux issus du détecteur à super-réaction, en position réception (R) ; la sortie est connectée au haut-parleur incorporé. En position émission (E), le haut-parleur HP-MK fonctionnant alors en microphone, attaque l'entrée de la section B.F. qui module l'étage final H.F. de l'émetteur.

(1) Aux U.S.A., l'émission est libre dans la « Citizens Band » qui couvre de 26,965 à 27,255 MHz en 23 canaux avec une puissance maximum de 5 watts. Pour la réglementation en France, prière de se reporter chapitre XXII, § 1, en sous-titre « Utilisation des émetteurs-récepteurs de faible puissance ».

La commutation des circuits, organes et alimentation s'effectue par un contacteur inverseur à quatre circuits et deux positions E et R, commandé par un bouton-poussoir (contacteur « Jeanrenaud » à glissière, type GR). Il faut presser le bouton pour parler, c'est-à-dire pour émettre ; lorsqu'on cesse la pression, un ressort ramène automatiquement l'inverseur en position réception (écoute du correspondant).

L'alimentation est assurée soit par des piles au mercure (à 10 V), soit par des piles ordinaires (à 9 V) ; dans ce dernier cas, il y a alors avantage à supprimer la résistance $R_1$ de 470 Ω et à effectuer la connexion directement.

Donnons maintenant quelques détails sur les divers composants.

Le quartz **Xtal** est du type argenté miniature ou subminiature à choisir dans la bande 27 MHz (voir chapitre XXII, § 1, au sous-titre « Utilisation des émetteurs-récepteurs de faible puissance). De toutes façons, comme il faut évidemment deux appareils pour établir une communication, il conviendra de choisir deux quartz de fréquences **identiques.**

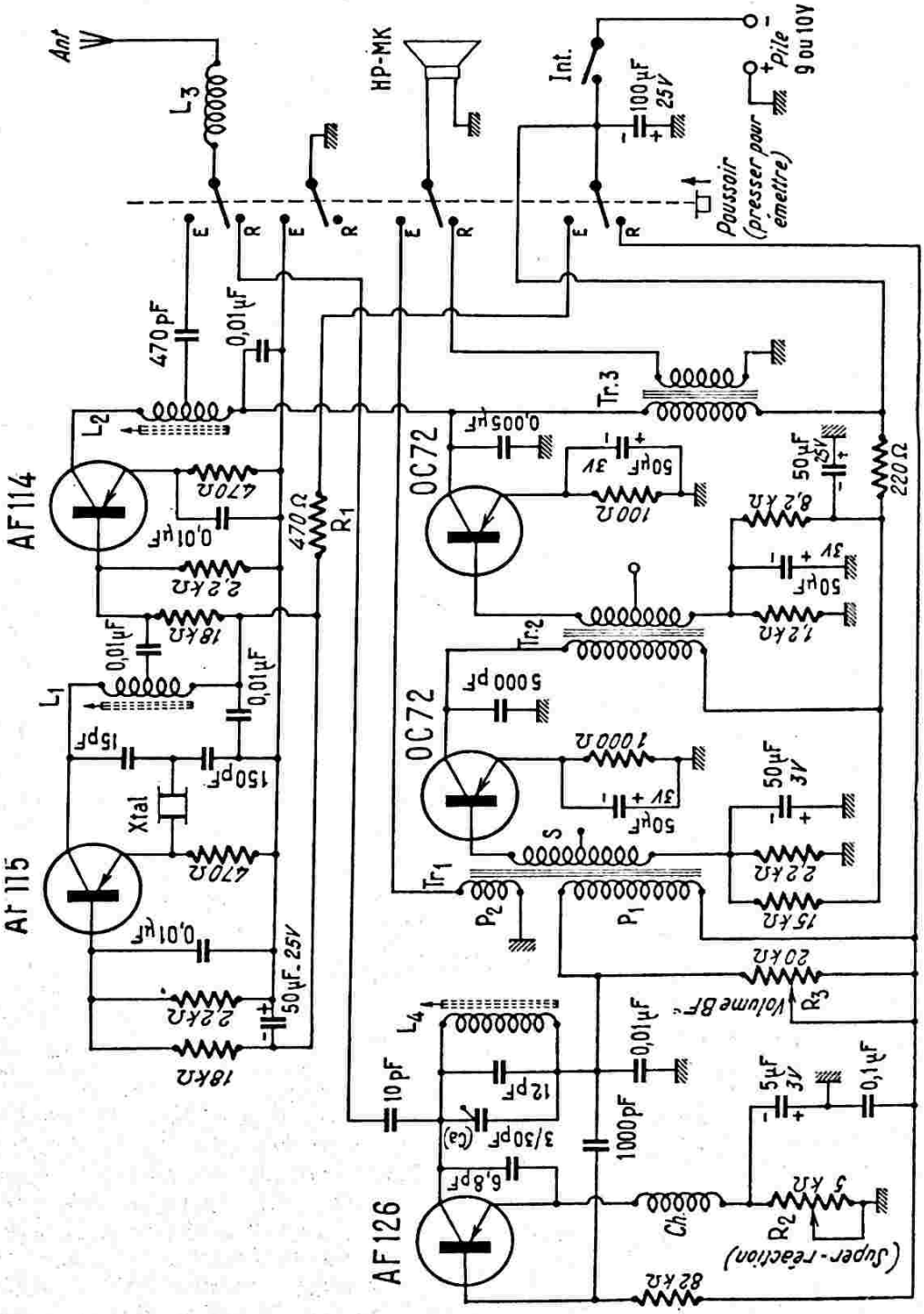



*Fig. XVII-19-3. — 1° Dans la ligne — 9 V alimentant l'étage détecteur (AF 126 ou AF 125) et venant de l'inverseur E/R, il est parfois nécessaire d'intercaler une résistance de 220 Ω découplée à la masse par un condensateur de 50 µF/25 V pour éviter certains accrochages.*

*2° Sur le premier transistor OC 72 (BF), entre base et collecteur, on peut effectuer une contre-réaction par une résistance de 56 kΩ shuntée éventuellement par 1500 pF, pour une meilleure stabilisation de la section BF.*

*3° Voir aussi légende de la figure XVII-19-4.*

L'antenne télescopique est un modèle courant dans le commerce ; totalement développée, elle présente une longueur de 1,20 m environ. Elle est accordée à la base par la bobine $L_3$.

Le réglage de l'effet de super-réaction se fait à l'aide de la résistance variable $R_2$ de 5 kΩ (se règle aux environs de 1 kΩ). Cette commande n'a pas à être accessible extérieurement, l'ajustage se faisant une fois pour toutes.

Il est possible de doser également l'effet de super-réaction en remplaçant le condensateur de 6,8 pF entre collecteur et émetteur par un condensateur ajustable de 10 pF que l'on règle pour l'obtention du fonctionnement optimum.

La bobine d'arrêt **Ch** comporte une soixantaine de tours de fil de cuivre sous soie de 1/10 de mm, enroulés à spires jointives sur le corps d'une résistance au carbone de 100 kΩ 1 W servant de support.

Le volume B.F. se règle par le potentiomètre $R_3$ de 20 kΩ à variation linéaire (commande accessible à l'extérieur du boîtier) qui procède par court-circuit progressif du primaire $P_1$ du transformateur **Tr. 1.**

Passons maintenant aux transformateurs B.F. ; ce sont tous des modèles miniatures pour « transistors ». Cependant pour le transformateur **Tr. 1** d'entrée, il y a un petit problème à résoudre. Il s'agit d'un transformateur type TRS 17 Audax comportant normalement le primaire $P_1$ (impédance 11 200 Ω) et le secondaire S (impédance 2 500 Ω ; point milieu non utilisé). Il nous faut ajouter le primaire $P_2$ attaqué par le microphone en position émission. Pour cela, il faut démonter les tôles et supprimer la majeure partie du papier d'isolement extérieur ; à la place, on bobine soigneusement 60 à 70 tours de fil de cuivre de 25/100 de mm émaillé, tout en conservant le même encombrement. Ensuite, on remonte délicatement les tôles sans abîmer cet enroulement supplémentaire.

En ce qui concerne **Tr. 2,** il s'agit d'un autre transformateur du même type (TRS 17) ; mais cette fois, aucune modification n'est à lui apporter.

Enfin, le transformateur final **Tr. 3** est du type TRS 20 Audax (impédance primaire 1 150 Ω ; impédance secondaire 2,5 Ω). En position réception, le haut-parleur est commuté sur le secondaire de ce transformateur ; il s'agit d'un haut-parleur de 6 cm de diamètre, à aimant permanent, impédance de la bobine mobile 2,5 Ω (type T6PB8 Audax).

En position émission, ce même haut-parleur est utilisé en microphone dynamique et il est commuté sur le primaire $P_2$ du transformateur d'entrée Tr.1.

Les différents bobinages à réaliser présentent les caractéristiques suivantes :

$L_1$ = 14 tours de fil de cuivre émaillé de 3/10 de mm sur mandrin Lipa de 6 mm de diamètre avec noyau réglable ; accord sur 27 MHz par le noyau pour entrée en oscillation du quartz ; prise à 3 1/2 tours du bas.

$L_2$ = 16 tours de fil de cuivre émaillé de 3 /10 de mm, même type de mandrin ; prise à 5 tours comptés du bas.

$L_3$ = 6 à 8 tours (selon antenne) de fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm enroulés « sur air », diamètre intérieur 6 mm.

$L_4$ = 12 tours de fil de cuivre émaillé de 3/10 de mm sur mandrin Lipa de 6 mm de diamètre avec noyau réglable ; un condensateur ajustable à air $C_a$ (Transco 3/30 pF) permet également (outre le noyau) l'accord du circuit (réception).

L'ensemble de l'appareil (fixation des composants et câblage) est monté sur une plaquette de bakélite de 155 mm × 70 mm. La figure XVII-19-4 représente la disposition que nous avons adoptée pour les divers composants (vue côté éléments).

Cette plaquette est ensuite montée à l'intérieur d'un boîtier parallélépipédique aux dimensions suivantes : hauteur 160 mm ; largeur 74 mm ; profondeur 60 mm (voir figure XVII-19-5). Il s'agit d'un boîtier métallique, ou en matière plastique, au plus simplement en bois, dont la face avant forme couvercle.

Sur le dessus, se trouve fixée l'antenne télescopique. Sur le côté nous avons trois trous pour le passage de l'interrupteur (alimentation), de la commande du volume B.F., et du poussoir de l'inverseur émission-réception.

A l'arrière, nous avons également deux trous permettant l'introduction d'un tournevis pour le réglage de la résistance variable $R_2$ (super-réaction) et d'une clé pour le réglage du condensateur ajustable $C_a$. Après mise au point, ces deux ouvertures sont obturées par des bouchons en caoutchouc.

Sur le panneau-avant se trouve uniquement fixé le haut-parleur/microphone HP-MK, à l'arrière d'une série de trous exécutés à la chignolle. Les deux fil aboutissant au haut-parleur sont prévus un petit peu longs afin de permettre l'ouverture de ce panneau-couvercle (accès aux organes internes, remplacement des piles, etc... ).

Le câblage n'est pas particulièrement critique, mais il devra cependant être exécuté soigneusement. En outre, il est nécessaire de réaliser des connexions très courtes pour la partie émission (AF115 et AF114) ainsi que pour l'étage détecteur AF126 (ou 125).

Passons maintenant aux réglages. L'antenne est normalement développée, le couvercle (face avant) est enlevé, et l'appareil est alimenté (Int. fermé). On doit commencer par la section émission ; l'inverseur est donc tenu pressé en position émission.

On ajuste alors le noyau de $L_1$ pour l'entrée en activité du quartz et l'obtention du maximum de H.F., ce que l'on vérifie soit à l'aide d'un ondemètre — grid-dip couplé à $L_1$, soit à l'aide d'un récepteur de trafic voisin réglé sur la fréquence correspondante (bande 27 MHz).

Puis, on ajuste le noyau de la bobine $L_2$ pour l'obtention du niveau de HF. maximum vérifié par un ondemètre-grid-dip, ou un contrôleur de champ, ou un récepteur de trafic.

Comme il nous faut deux transceivers pour établir une communication radiotéléphonique, le second appareil sera réglé comme nous venons de le faire pour le premier.

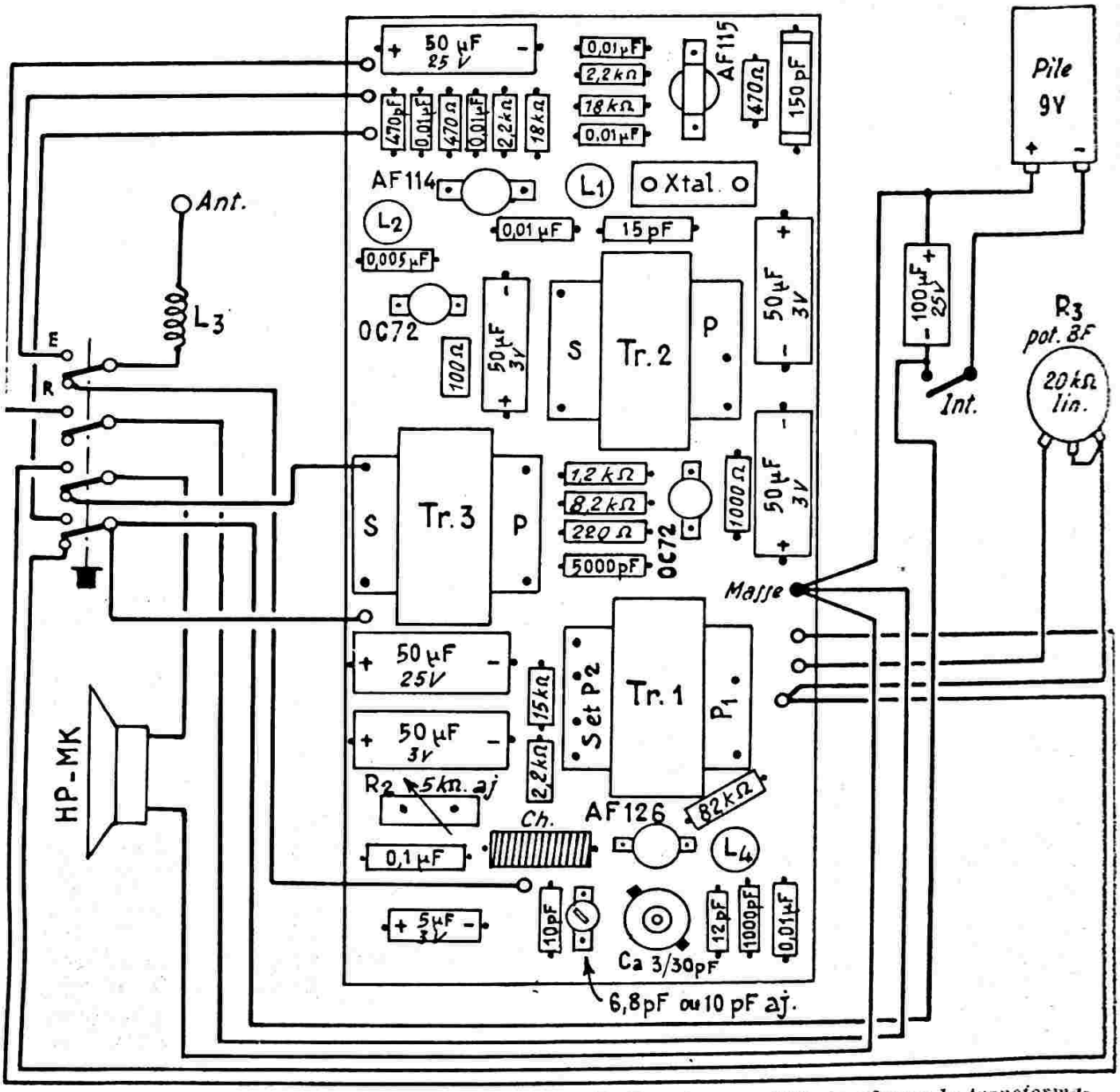



*Fig. XVII-19-4. — En cas d'accrochages BF, il est conseillé de placer le transformateur Tr. 3 perpendiculairement aux deux autres.*

Ensuite, nous passons à la section réception. Le couvercle de l'appareil est remis en place, et l'inverseur est en position réception. A l'aide d'un tournevis par l'un des trous partiqués à l'arrière du boîtier, nous réglons tout d'abord la résistance variable $R_3$ de façon à obtenir le fonctionnement en super-réaction de l'étage détecteur (bruit de souffle très caractéristique dans le haut-parleur). Eventuellement, nous pourrons aussi nous aider en cela par le réglage du condensateur ajustable de 10 pF monté entre collecteur et émetteur de l'AF126 (à la place du condensateur de 6,8 pF) comme nous l'avons exposé précédemment.

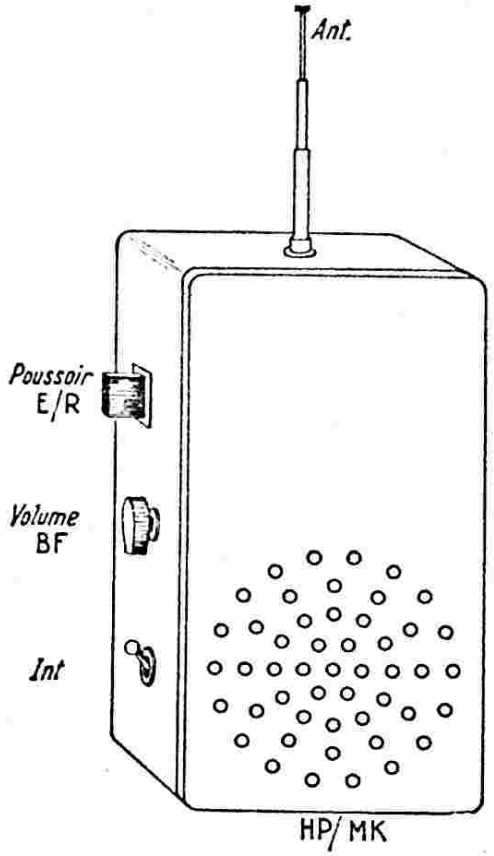



*Fig. XVII-19-5*

Nous allons maintenant accorder le circuit $L_4$ $C_a$ sur la fréquence convenable. Pour cela, nous allons nous servir du second appareil qui sera placé en position émission (appareil déjà réglé pour cette fonction).

Les deux radiotéléphones sont d'abord placés assez proches l'un de l'autre et l'on règle le condensateur $C_a$ jusqu'à ce que l'on entende l'émission rayonnée par le second appareil (réglage à l'aide d'une clé tubulaire isolante). Eventuellement, on pourra vérifier, en coupant l'émission du second appareil, que le réglage de $R_2$ est toujours correct. Puis, on éloigne de plus en plus les deux radiotéléphones, afin d'obtenir un réglage de plus en plus pointu et précis du condensateur $C_a$. Entre temps, on vérifie que le réglage de $R_2$ est toujours valable ; éventuellement, on peut d'ailleurs revenir alternativement sur les réglages de $C_a$ et de $R_2$. Lorsque cette mise au point est achevée d'une façon très précise, notamment pour $C_a$, il n'y a pas lieu d'y revenir durant de longues périodes de temps, et nous en avons terminé avec le premier appareil.

Il suffit ensuite de refaire les mêmes opérations de réglage sur la section réceptrice du second appareil, le premier, étant en position émission.

Notons que le bruit de souffle caractéristique de la super-réaction disparaît lors de la réception de l'émission de l'autre appareil.

La puissance rayonnée par la section « émission » est de l'ordre de 35 à 40 mW-HF en régime de porteuse pure.

Au passage, indiquons la possibilité de réaliser le couplage de l'antenne sur $L_4$, non pas sur l'extrémité, mais par une prise intermédiaire sur la bobine ; le circuit d'accord est moins amorti, donc plus sélectif. Pour la même raison, on peut aussi concevoir le couplage sur $L_4$ à l'aide d'une bobine auxiliaire de 3 à 4 tours aboutissant à la masse.

Pour terminer, on procède aux essais de modulation et de liaison réelle :

D'une part, il est inutile de parler trop fort ou trop très du microphone. Si l'on constate des déformations B.F., déformations de modulation à l'émission, dues à des signaux trop importants issus du haut-parleur utilisé en microphone, on peut prévoir un diviseur de tension à l'entrée de l'enroulement $P_2$ de Tr.1, comme nous le montrons sur la figure XVII-19-6.

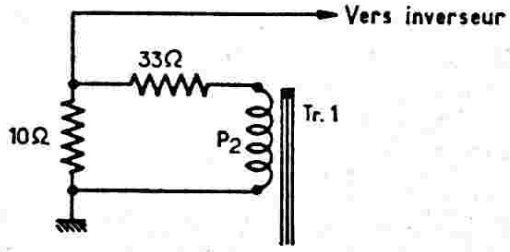



*Fig. XVII-19-6*

D'autre part, il convient de régler le potentiomètre de volume B.F. ($R_3$) pour l'obtention de l'audition maximum sans cependant atteindre un niveau apportant des distorsions.

Avec deux radiotéléphones de ce genre, convenablement construits et correctement réglés, il est possible d'obtenir les portées sûres et réelles suivantes : 0,5 à 1 km en ville ; 1 à 3 km en campagne, mais sur ter-

rain accidenté ; jusqu'à 10 km en terrain plat, ou au-dessus des vallées ; jusqu'à 20 km sur la mer.

●

Nous allons maintenant examiner un montage commercial, néanmoins susceptible d'être construit facilement par l'amateur. Il s'agit d'une réalisation des établissements « Radio-Prim » (1) qui peuvent d'ailleurs en fournir toutes les pièces détachées. Ce talkie-walkie est présenté dans un boîtier en matière plastique de 75×40×210 mm. Comme un combiné téléphonique, il peut être tenu d'une seule main, le bouton poussoir émission-réception étant accessible sur le côté gauche et l'interrupteur, sur le côté droit. La face avant (couvercle) comprend l'écouteur et le microphone, ce dernier orienté de telle sorte qu'il se trouve en face de la bouche de l'opérateur lorsque l'écouteur est à son oreille.

La partie « émission » est pilotée par un quartz dans la bande de 27 MHz. L'appareil comporte 7 transistors, l'émetteur comprenant un transistor oscillateur pilote suivi de deux transistors en parallèle pour l'amplificateur H.F. de sortie (P.A.), et le récepteur, un transistor détecteur super-réaction suivi d'un amplificateur B.F. à trois transistors servant également d'amplificateur de modulation en position émission.

Les différents bobinages et transformateurs sont fournis ainsi qu'un circuit imprimé spécial (réf. 258) qui supporte la plupart des éléments du talkie-walkie, et qu'il suffit de fixer à l'intérieur du boîtier spécialement prévu, lorsque son câblage est terminé.

L'antenne télescopique montée à l'intérieur du boîtier a une longueur, rentrée de 20 cm, et, déployée, de 110 cm.

La figure XVII-19-7 représente le schéma de principe complet du talkie-walkie, avec les différentes commutations établies par le commutateur à poussoir « émission-réception », figuré à droite.

Les mêmes lettres sont à relier sur le schéma. Toutes ces lettres correspondent à des cosses du commutateur à poussoir ou à des cosses à souder dont les emplacements sont repérés sur la partie supérieure du circuit imprimé 258. Les résistances et condensateurs ont également le même numéro de référence sur le schéma et sur le circuit imprimé.

Le commutateur à poussoir est à 4 circuits dont les communs sont B, E, H et L. Sur le schéma le commutateur est sur la position réception, avec B relié à A, E à D, H à G et L à K. Sur la position émission, B est relié à C, E à F, H à J et L à M.

*Fonctionnement sur la position réception :* Sur la position réception, lorsque le poussoir n'est pas enfoncé, l'antenne télescopique est reliée par le circuit H G et le condensateur série $C_1$, de 150 pF, sur la prise du bobinage d'accord $S_1$ du détecteur à super-réaction, équipé du transistor T1 (168A). Ce bobinage, sur mandrin de 6 mm, est accordé par un noyau.

Le condensateur $C_{20}$ de 47 pF, monté entre collecteur et émetteur permet la super-réaction ; cet émetteur est relié à la masse par la bobine d'arrêt $S_2$ et la résistance série $R_3$, de 4,7 kΩ, les tensions B.F. détectées étant prélevées au point commun de $S_2$ et $R_3$. $C_3$, $R_6$, $C_4$ filtrent les tensions H.F. résiduelles et la B.F. se trouve appliquée par la liaison A B du commutateur, la résistance série $R_5$, de 1 kΩ, et le condensateur série $C_6$, de 20 µF, sur la base du transistor $T_2$ 45A, premier amplificateur basse fréquence. On voit sur le schéma que le préamplificateur B.F. comprenant les transistors $T_2$ 45A et $T_3$ 70A, se trouve alimenté en permanence sous 9 volts sur les positions émission et réception. Le condensateur $C_7$ élimine les résidus H.F. ; $R_4$ provoque une contre-réaction. La charge du collecteur du dernier transistor B.F. ($T_3$) est constituée par le demi-primaire du transformateur TRS 20. L'écouteur, type 500 Ω, se trouve relié en parallèle sur l'enroulement primaire total de ce transformateur (entre P et L) par l'intermédiaire du commutateur (liaison K L). Le secondaire de ce transformateur est chargé par une résistance de 10 Ω ; pour éviter une instabilité, ses tôles sont reliées à la masse (S). Dans cette position, les transistors 5, 6 et 7 ne sont pas alimentés.

*Fonctionnement sur la position émission :* Pour cette position, le poussoir est enfoncé. Ce poussoir est à verrouillage, ce qui évite d'avoir à le maintenir pressé pour émettre. Le déverrouillage s'effectue d'ailleurs très facilement en ré-appuyant sur ce même poussoir.

L'antenne est reliée par le circuit HJ du commutateur à la bobine d'antenne $S_5$.

Le microphone piézoélectrique, dont une sortie est connectée à la masse (S), est relié par son autre sortie (V) à la résistance série $R_{24}$ de 4,7 kΩ et par la liaison C B du commutateur, à la résistance de base $R_2$ du préamplificateur 45A. Le transistor détecteur à super-réaction $T_1$ n'est plus alimenté et les tensions B.F. du microphone sont amplifiées par $T_2$, $T_3$ et $T_4$. Le collecteur du transistor final 74A se trouve relié

(1) 5, rue de l'Aqueduc, Paris (10e) et 296, rue de Belleville, Paris (20e).

par la liaison L M du commutateur, et la bobine d'arrêt $S_5$ découplée par $C_{10}$ de 0,022 µF, aux collecteurs des deux AF 118 en parallèle. On obtient en conséquence une modulation par l'alimentation collecteur, comparable à une modulation plaque d'un émetteur.

(bande 27 MHz) est monté entre base et collecteur et ce dernier est chargé par la bobine $S_3$, sur mandrin de ∅ 8 mm, accordée par noyau magnétique.

Les tensions H.F. du pilote sont transmises par $C_{14}$, de 90 pF aux deux bases

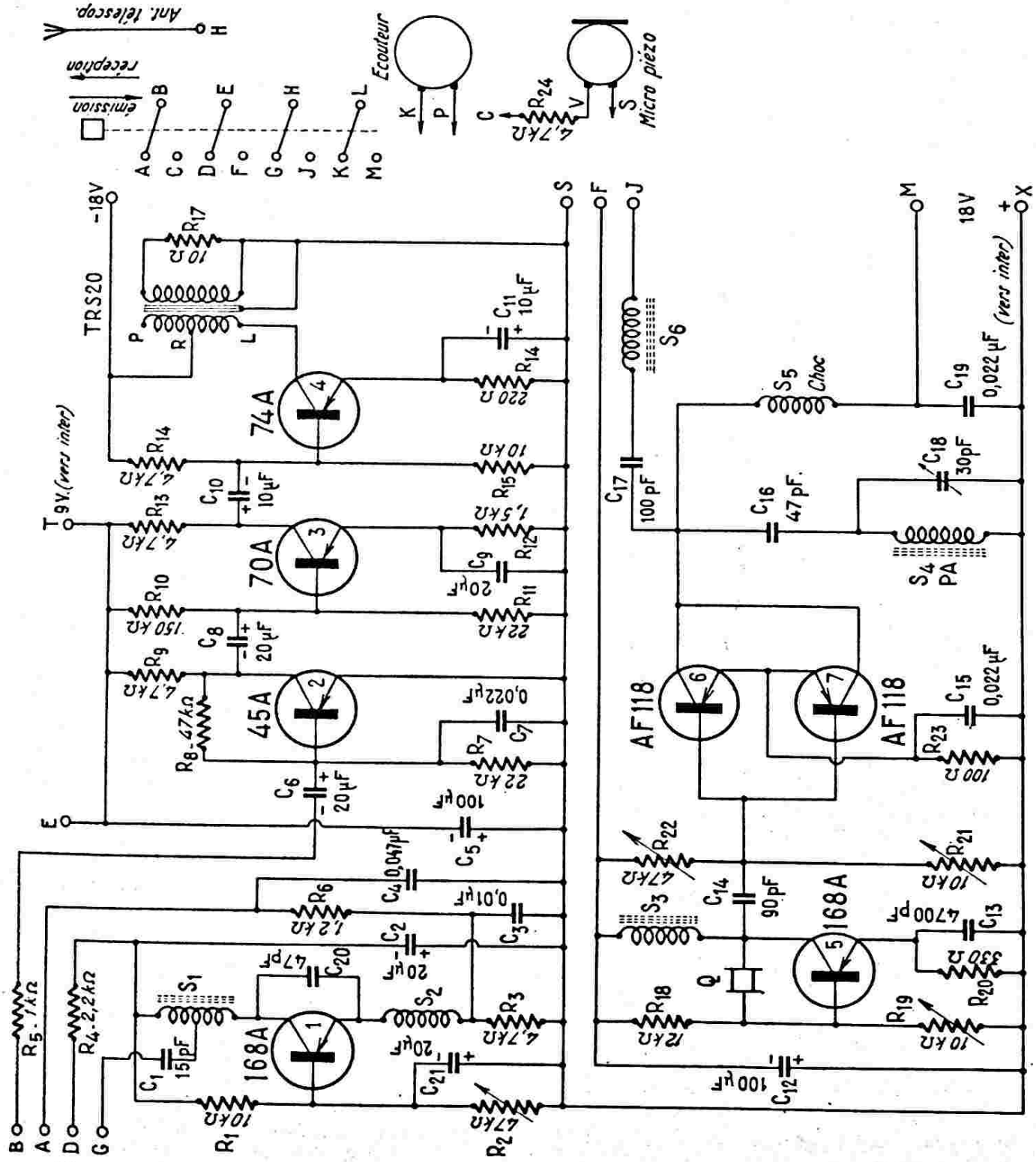



*Fig. XVII-19-7. — 1° Les connexions portant les mêmes lettres sont à relier. 2° Les polarités indiquées pour le condensateur $C_{10}$ sont à inverser.*

L'oscillateur pilote 168A est alimenté par le circuit E F du commutateur sous 9 V, $C_{12}$, de 100 µF assurant le découplage et $R_{22}$ $R_{21}$ la polarisation de base. Le quartz en parallèle, de $T_6$ et $T_7$, ces deux bases étant polarisées par les deux résistances ajustables $R_{22}$ $R_{21}$, entre la ligne d'alimentation — 9 V et la masse.

L'alimentation s'effectue par deux piles de 9 V en série (réf. Leclanché 6NG) ce qui permet de disposer de la tension intermédiaire de — 9 V. La tension totale, de — 18 V n'est utilisée que pour l'alimentation du transistor 74A sur la position réception, et de ce même transistor plus les deux transistors AF 118 du PA sur la position émission.

Le croquis de la figure XVII-19-8 montre la disposition des éléments à l'intérieur du coffret en matière plastique. L'écouteur, d'un diamètre de 50 mm (côté intérieur) est fixé par une rondelle de caoutchouc sur la partie supérieure du couvercle du boîtier, le centre du trou, de même diamètre étant à 30 mm du bord supérieur. La pièce de fixation et d'orientation du microphone de 25 mm de diamètre, est fixée par une vis et un écrou à 20 mm du bord inférieur du couvercle.

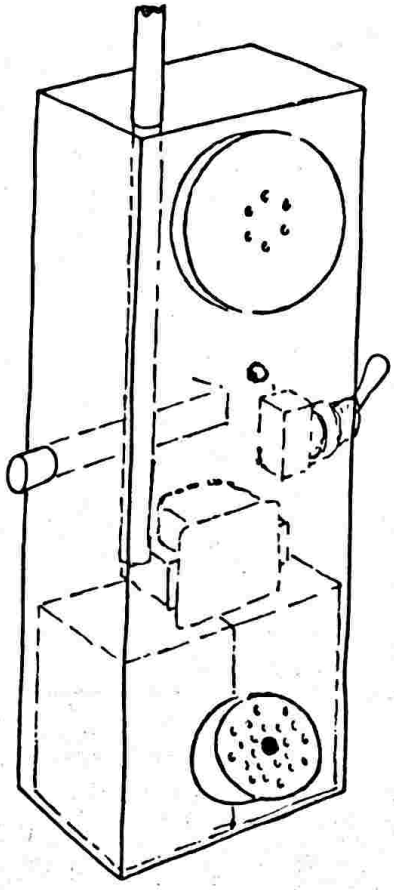


*Fig. XVII-19-8*

L'antenne télescopique traverse la partie supérieure du boîtier par un trou de ∅ 8 mm dont le centre se trouve à 10 mm du couvercle et à 8 mm du côté gauche. Le centre du trou de ∅ 10 mm correspondant au poussoir se trouve à 102 mm de la partie supérieure et à 15 mm du fond du boîtier. L'interrupteur est fixé sur le côté droit à 110 mm de la partie supérieure.

Les dimensions du circuit imprimé 258 correspondent exactement à celles du fond du boîtier. Le circuit est fixé par trois vis et écrous au fond du boîtier, à une distance d'environ 5 mm, obtenue par des rondelles. Cette distance est nécessaire en raison des écrous de fixation de certains éléments.

Le circuit imprimé doit être, bien entendu, entièrement monté avant d'être fixé au fond du boîtier. La figure XVII-19-9, en A, représente la face supérieure de cette plaquette entièrement équipée de ses composants ; la face opposée, en B, comporte le câblage imprimé proprement dit.

Toutes les liaisons entre les cosses du commutateur, les cosses à souder du circuit imprimé, du transformateur, de l'interrupteur des piles, des sorties microphone et écouteur qui sont repérées par les mêmes lettres sont à relier.

L'antenne télescopique est fixée par une petite équerre vissée sur le circuit imprimé à proximité du transformateur TRS20.

Le quartz est soudé directement au circuit imprimé.

Les branchements des fils de sortie des transistors sont tous repérés par les lettres E (émetteur), B (base) et C (collecteur).

La fixation du couvercle est obtenue par une tige filetée de 40 mm de longueur vissée sur le circuit imprimé à proximité du commutateur.

Les bobines d'accord $S_1$, $S_3$, $S_4$, $S_6$ et les bobines d'arrêt $S_2$, $S_5$, sont fournies construites, prêtes à être montées. En ce qui concerne les transistors, nous avons :

$T_1$ : transistor 168A AF116 ;

$T_2$ : transistor 45A OC45 - AF117 - AF127 ;

$T_3$ : transistor 70A OC70 - AC125 ;

$T_4$ : transistor 74A OC74 - AC128 ;

$T_5$ : transistor 168A AF116 ;

$T_6$, $T_7$ : transistor AF118.

La mise au point de deux talkie-walkies du même type est très simple, en raison du pilotage par quartz. Elle consiste tout d'abord à régler la polarisation de base du pilote et du P.A., l'accord du circuit collecteur de ce transistor et du circuit collecteur de l'étage final du P.A. (mandrins à noyaux) de façon à obtenir le maximum de haute fréquence. Chaque récepteur est ensuite accordé en utilisant l'émetteur du deuxième talkie-walkie en réglant le circuit accordé d'entrée. La sensibilité maximum sera recherchée en agissant sur la polarisation de base du transistor détecteur à super-réaction à l'aide de la résistance ajustable spécialement prévue ($R_7$).

Comme nous l'avons dit au début de cet exposé, rappelons encore que l'utilisation d'émetteurs-récepteurs, même de faible

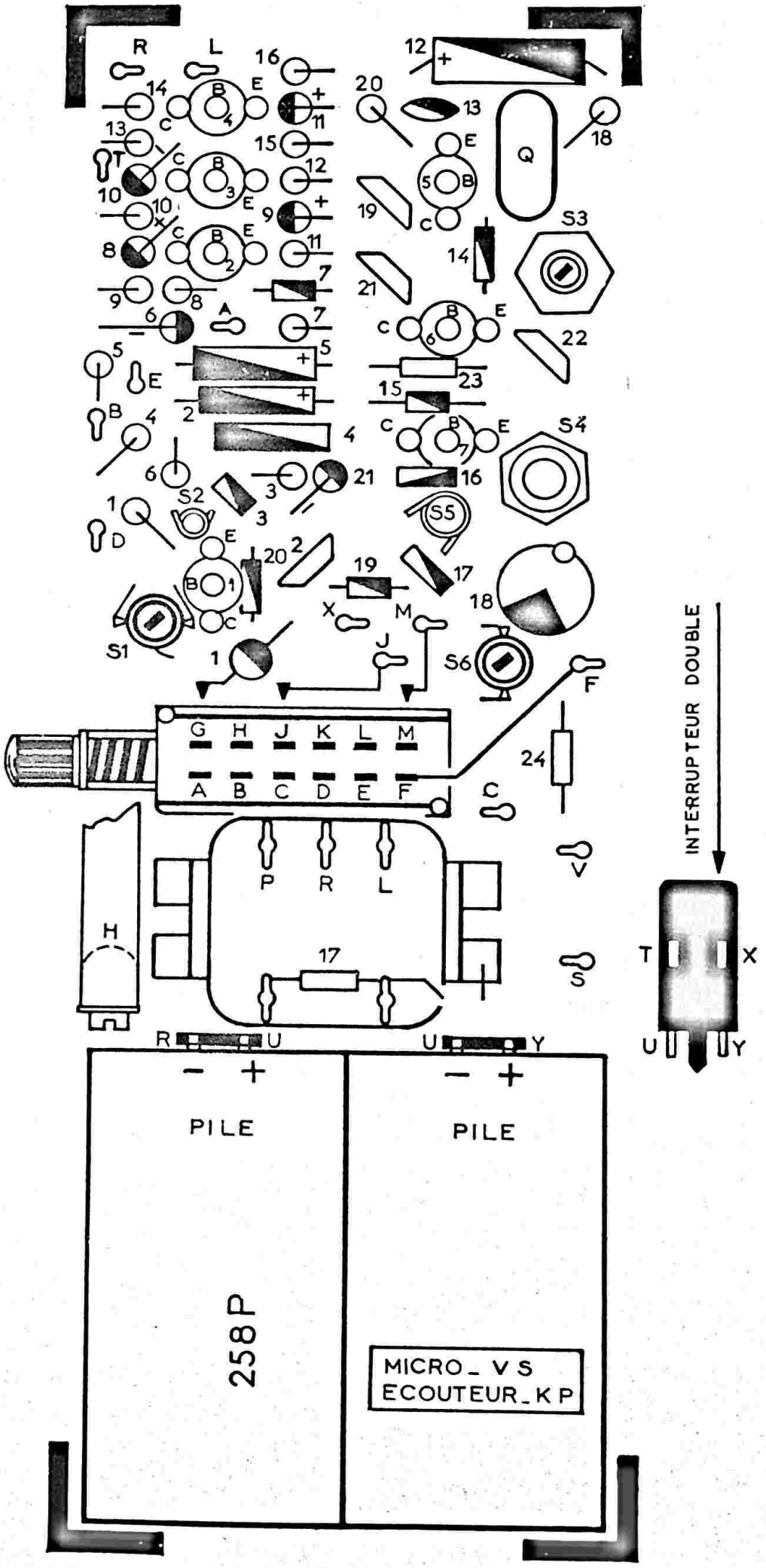



*Fig. XVII-19-9 (A)*

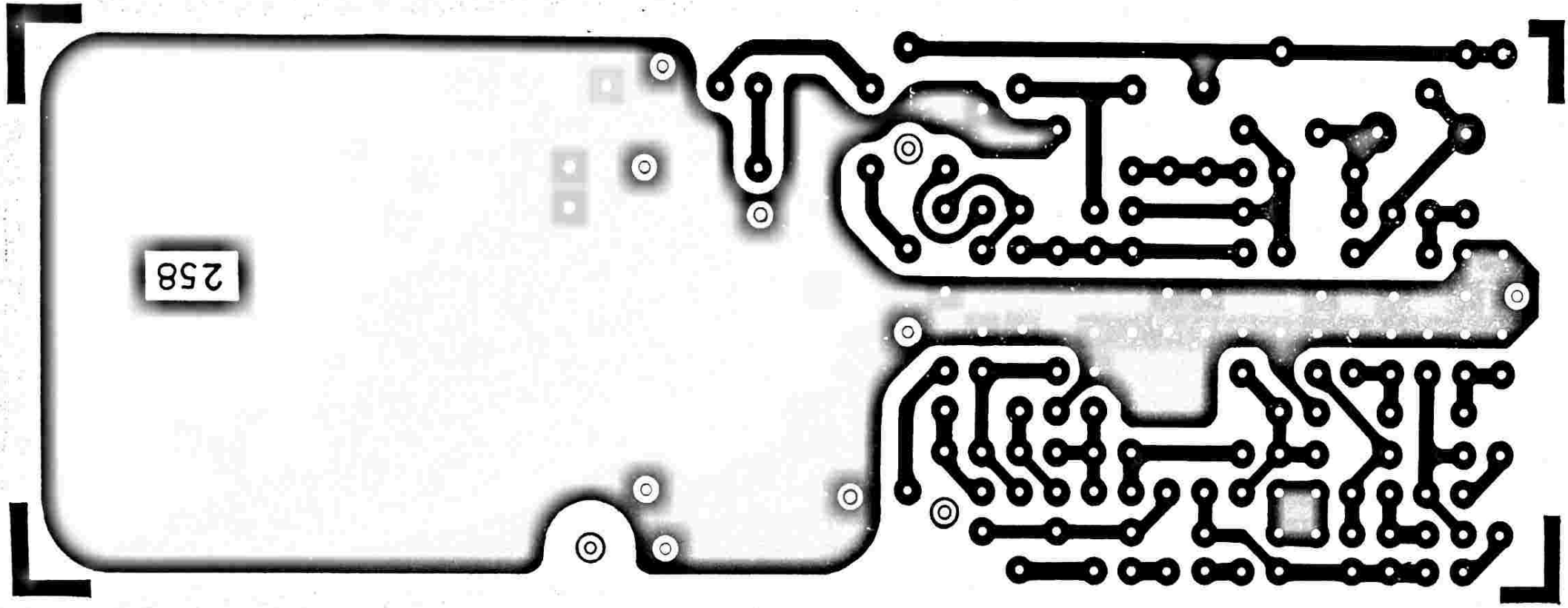



*Fig. XVII-19-9 (B)*

puissance, reste soumise à l'autorisation préalable des P. et T. N'oubliez donc pas de vous mettre en règle avec la Direction générale des Télécommunications.

●

## § 9. — Equipements radiotéléphoniques pour automobiles

**I. — Emetteur-Récepteur mobile 20, 40, 80 m.**

L'appareil proposé comprend essentiellement :

*a*) Une alimentation en boîtier séparé ;

*b*) L'émetteur-récepteur proprement dit.

L'alimentation, dont la description détaillée sera faite plus loin, permet d'alimenter, soit l'émetteur, soit le récepteur (alternativement, au moyen d'un inverseur multiple commutant, en même temps, l'antenne). Normalement, cette alimentation est prévue pour un accumulateur de 6 volts ; néanmoins, un enroulement spécial du transformateur permet également son emploi sur secteur. Muni de cette alimentation, l'émetteur-récepteur peut donc être utilisé sur secteur, à l'arrêt du véhicule (si l'on peut disposer du réseau électrique) ; ce qui économise l'énergie de l'accumulateur, et ce qui permet aussi d'employer éventuellement l'émetteur-récepteur en poste fixe de « secours » à la station.

L'émetteur proprement dit est tout simplement celui qui a fait l'objet de la description de la figure XII-5-1, mais avec un tube 6L6 à l'étage PA.

Quant au récepteur, deux solutions sont à notre disposition :

*a*) Utilisation du récepteur auto-radio de bord (Radiomatic) précédé d'un adaptateur 20, 40, 80 m ; voir chapitre VIII, § 1, numéro 4 (figure VIII-6) ou d'un adaptateur à transistors (voir chapitre VIII, § 4, n° 5).

*b*) Utilisation d'un récepteur à lampes « batteries » pour 20, 40, 80 m : H.F. = 1T4 ; C.F. = 1R5 ; oscillatrice séparée = 1T4 ; M.F. à réaction = 1T4 ; détection grille = 1L4 ; B.F. = 1L4/écoute au casque. Dans ce dernier cas, le chauffage s'effectue en tension redressée et filtrée.

L'une et l'autre de ces solutions donnent de très bons résultats.

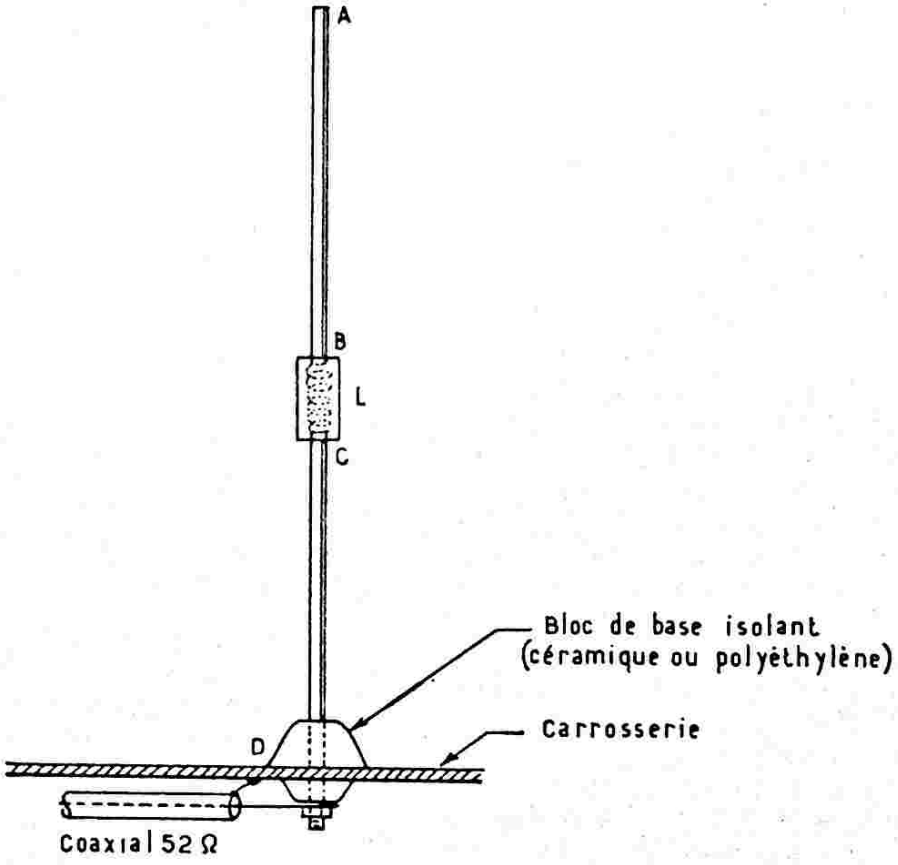



*Fig. XVII-20-1*

L'antenne utilisée est représentée sur la figure XVII-20-1, antenne du type « center loaded ». La tige du bas a un diamètre de 10 à 12 mm ; elle est fixée à la carrosserie ou sur le pare-choc arrière du véhicule à l'aide d'un bloc de passage isolant (en céramique ou en polystyrène) ; sa longueur CD est de 120 centimètres. La tige supérieure a un diamètre de 4 mm ; sa

longueur AB est de 155 centimètres. Ces deux tiges sont en cuivre mince chromé ou en duralumin ; elles sont reliées entre elles solidement mécaniquement (et électriquement, aussi) par l'intermédiaire d'une bobine L qui comporte au total 60 tours de fil de cuivre argenté de 12/10 de mm enroulés sur un tube de carton bakélisé de 70 mm de diamètre ; longueur totale de l'enroulement : 130 mm, soit un espacement de 1 mm environ entre spires (enroulement à chaud, extrêmement rigide).

Un fil souple terminé par une pince crocodile permet de court-circuiter plus ou moins de spires, selon la bande de travail. Pour 80 m, on utilise toute la bobine ; pour 40 m, on utilise 21 tours ; pour 20 m, 6 tours seulement (*référence :* The A.R.R.L. Antenna-Book).

A l'intention des lecteurs désirant utiliser cette antenne sur la bande 15 m, disons qu'il ne faut alors conserver que 4 tours ; sur 10 m, la bobine doit être totalement court-circuitée.

Les nombres de tours indiqués ci-dessus sont ceux que nous avons trouvés nous-même lors de nos essais ; ils peuvent servir de départ, mais ils peuvent aussi varier très légèrement d'une installation à l'autre, d'un véhicule à l'autre. Aussi le mieux est-il pour l'amateur, qu'il détermine lui-même le nombre de tours convenable pour chaque bande de travail en mesurant exactement la fréquence de résonance de l'antenne installée, à l'aide d'un grid-dip-mètre (voir chapitre XXI, § 4). L'ensemble de la bobine L (carcasse d'assemblage et enroulement) est recouvert d'un manchon cylindrique en rhodoïd de protection.

L'impédance à la base D de cette antenne est de 52 Ω ; la liaison à l'émetteur (ou plus exactement au commutateur d'antenne émission/réception) se fait par câble coaxial de 52 Ω (type RG58U) dont l'extrémité de la gaine est soudée à la carrosserie du véhicule.

Dans certaines constructions d'antennes de ce genre, on réalise le réglage de la bobine L, donc l'accord de l'ensemble de l'antenne, non pas par des prises sur ladite bobine, mais par un long noyau plongeur réglable en ferrite ; c'est le procédé qui a été utilisé par la « Webster C° », notamment, pour son antenne « Band Spanner » (de 10 à 80 m).

Pour les équipements mobiles sur ondes décamétriques, citons également l'antenne « B.A5 » d'une hauteur de 2,75 m environ (réalisation de F9BL) : la mise en résonance sur les diverses bandes s'effectue à l'aide de bobines interchangeables de 32 mm de diamètre, et l'accord sur la bande de 80 m est obtenu par l'introduction de bâtonnets de ferroxcube dans des alvéoles spécialement prévus à cet effet dans le bobinage.



*Fig. XVII-20-2*

La figure XVII-20-2 représente l'installation de l'antenne sur le pare-choc du véhicule.

Pour l'utilisation en « mobile » de l'émetteur de la figure XII-5-1, et pour obtenir une charge correcte de l'étage P.A. avec l'antenne que nous venons de décrire, nous avons été obligés de modifier le circuit de sortie comme il est indiqué sur la figure XVII-21. Deux douilles sont montées en parallèle sur le condensateur variable d'antenne $CV_4$, et on le court-circuite à l'aide d'un cavalier CC.

Les caractéristiques des bobines $L_3$ pour les bandes 20, 40 et 80 m, n'ont pas à être modifiées, le condensateur $CV_3$ permettant parfaitement de retrouver la résonance.

Puis, nous avons réalisé une bobine auxiliaire $L_4$ de couplage d'antenne en série avec un condensateur d'appoint $CV_5$ de 150 pF. Pour les trois bandes, la bobine $L_4$ est la même ; elle comporte 3 tours de fil de cuivre de 12/10 de mm, sous isolant synthétique, enroulés « sur air », diamètre intérieur de 35 mm. Cette bobine $L_4$ est couplée à la bobine $L_3$ utilisée ($L_3$ A, B ou C, selon la bande), autour de son côté devenu « froid » du fait du court-circuit CC de $CV_4$.

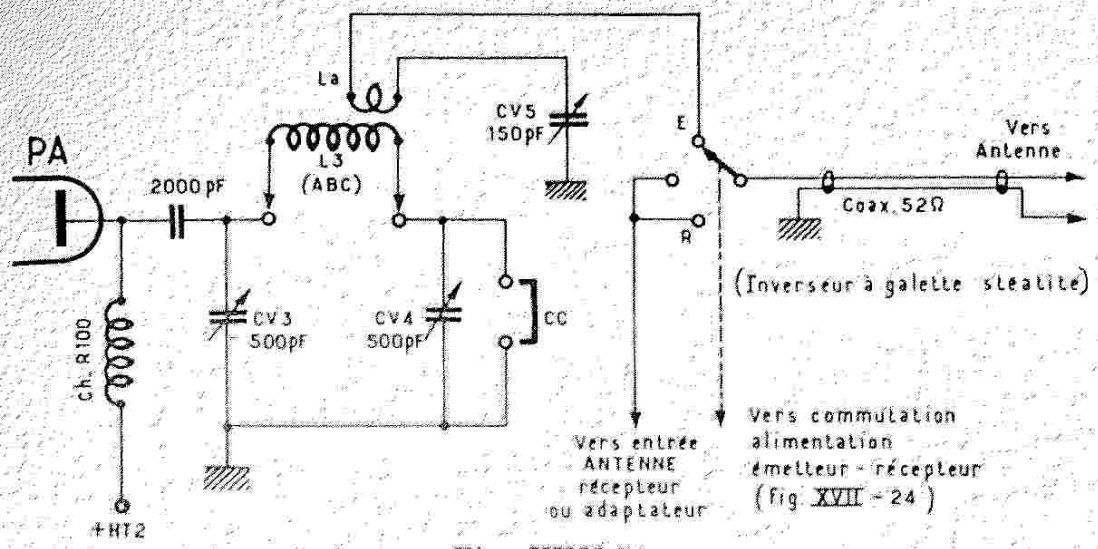



*Fig. XVII-21*

Examinons maintenant le boîtier-alimentation. Le schéma complet de l'alimentation batterie-secteur est représenté sur la figure XVII-22.

En retournant un simple bouchon à court-circuit, l'alimentation peut fonctionner, soit à partir d'une batterie de 6 volts, soit à partir du réseau de distribution électrique alternatif 50 p/s. Pour le trafic, à l'arrêt, et si l'on peut disposer du courant du secteur, cela est particulièrement intéressant, puisqu'on évite de décharger la batterie. Par le jeu de quatre cavaliers court-circuit sur le tableau sélecteur de tension, on peut obtenir les tensions suivantes : 105, 115, 125, 205, 215 et 225 volts. Sur le tableau de sortie de cette alimentation, on dispose en charge des tensions suivantes : + 500 V, + 250 V, chauffage 6 V ; de plus, nous avons une douille « masse » et une douille marquée P, délivrant une tension négative de polarisation. Cette tension négative n'étant pas utile dans notre cas, nous l'avons supprimée en reliant électriquement les deux douilles en question.

Voici les caractéristiques des organes non mentionnées sur la figure XVII-22 :

Vibr. : vibreur simple ;

Sw : interrupteur de mise en service (batterie et secteur) ;

$F_1$ : fusible 500 mA ;

$F_2$ : fusible 7,5 ampères ;

Rect. A.B.C. et D. : redresseur au sélénium (Westalite), 30 disques chacun ou 4 diodes silicium BY100 ;

RFC3 A et B : bobine d'arrêt, fil de 20/100 de mm., deux couches soie, bobiné sur noyau de fer pulvérisé, 100 tours ;

RFC4 : bobine d'arrêt ; fil de 15/100 de millimètre deux couches soie, bobinée sur noyau de fer pulvérisé, 400 tours ;

RFC5 : bobine d'arrêt, fil de 20/10 de millimètre, émaillé, bobiné sur noyau de fer pulvérisé, 40 tours ;

**Nota :** Rappelons ici la possibilité d'employer, pour l'alimentation H.T., un générateur-convertisseur à transistors (voir montage décrit au chapitre VI § 5).

●

Examinons maintenant la partie « réception ». Si l'on adopte la solution « récepteur auto-radio classique + adaptateur », on se reportera au chapitre VIII, §1, numéro 4 ou avec adaptateur à transistors, au chapitre VIII, § 4, n° 5.

Dans le cas du récepteur O.C. autonome, la figure XVII-23 représente le schéma complet du récepteur à lampes batteries que nous avons réalisé. Les caractéristiques essentielles de cet appareil sont les suivantes : Etage amplificateur H.F. = lampe 1T4 ; étage mélangeur convertisseur = 1R5 avec oscillateur séparé 1T4 connecté en triode.

Pour les bobinages, nous avons :

$L_1$ = bobine d'antenne ; $L_2$ = accord H.F. ; $L_3$ = couplage à l'étage C.F. ; $L_4$ = accord C.F. ; $L_5$ = bobine d'entretien de la bobine oscillatrice $L_6$.

Ces bobinages sont montés dans un boîtier compartimenté, comme il est montré sur la figure, afin d'éviter tout couplage indésirable entre étages. Il s'agit évidemment de boîtiers interchangeables, et nous avons un boîtier par bande (20, 40 et 80 m). Les caractéristiques de fabrication de ces bobinages sont celles que nous avons indiquées au sous-titre « Exemple de bobinages réalisables par l'amateur », chapitre VII, § 1-F, et le lecteur voudra bien

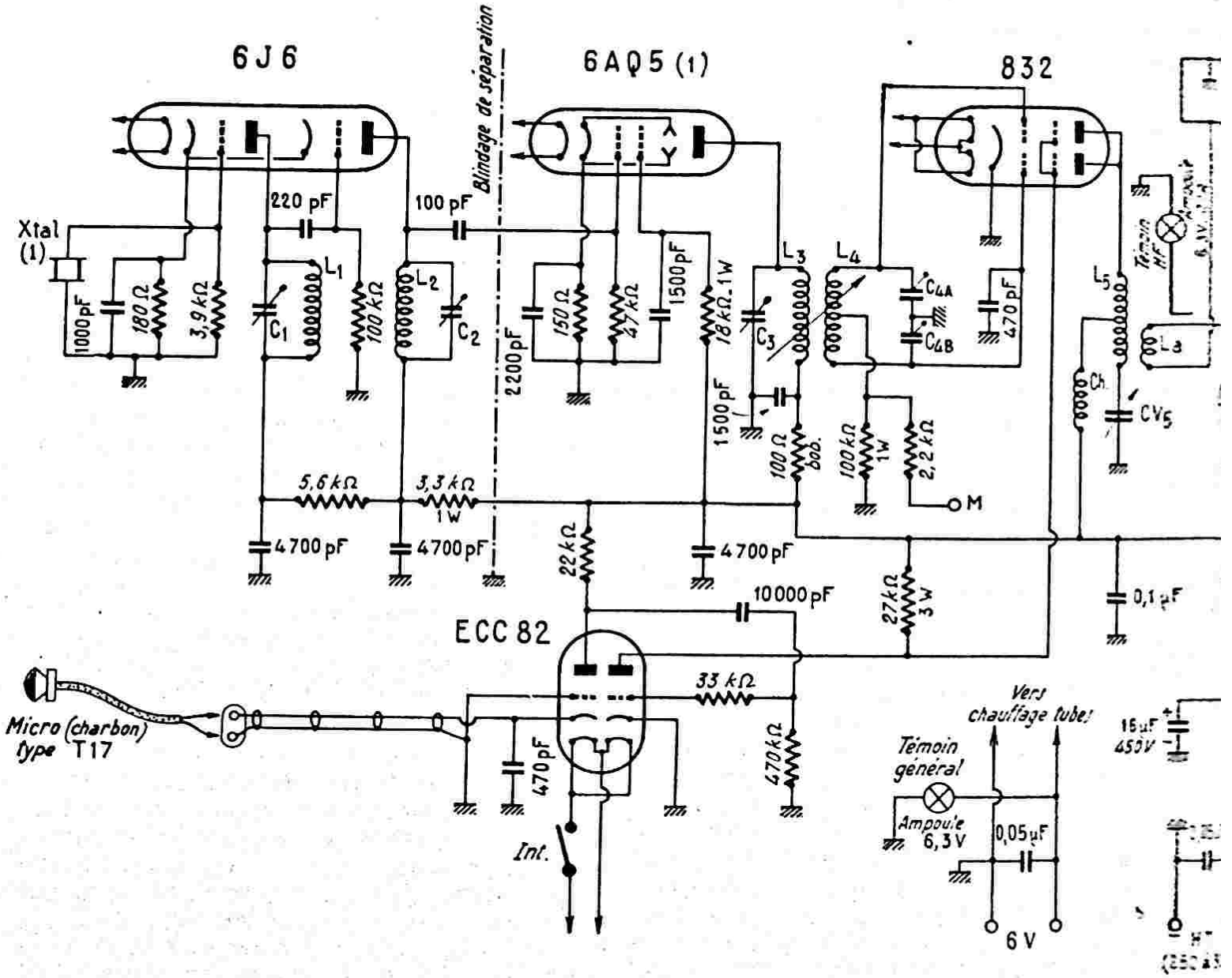
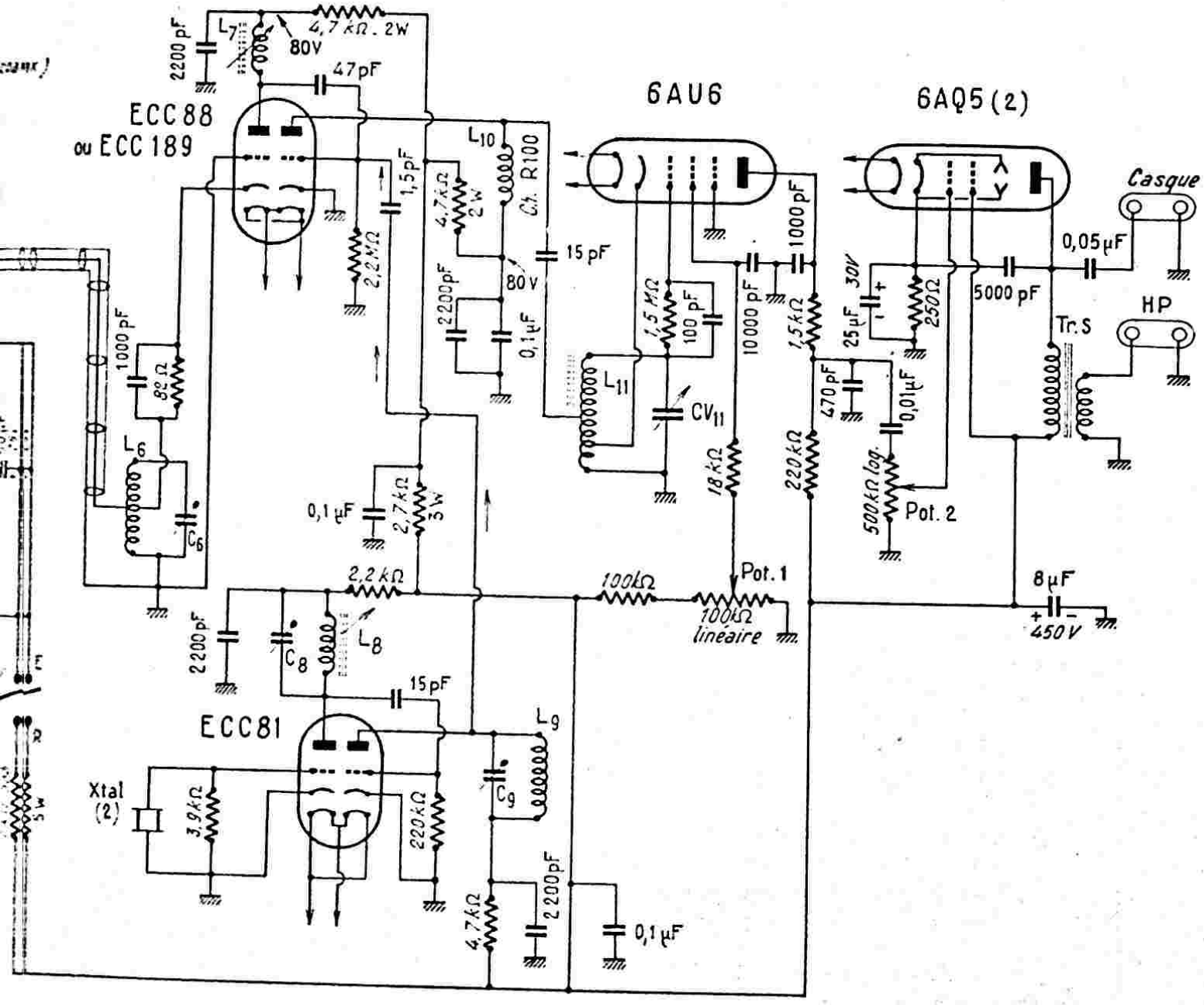



*Fig. XVII-30. — Emetteur-Récepteu*

1° *La résistance du circuit de plaque*

2° *Ce tube 6AU6 doit être blindé (bl*

3° *Le condensateur de découplage d*
*sur les écrans d*




…mobile » 144 *MHz* (*voir page* 736)

…6AU6 *est de* 15 *kΩ* (*et non pas* 1,5)

…indrique *fixé au support de lampe*)

…F' *vers le tube* 832 *est à connecter* …pas *sur* $G_1$)

s'y reporter. Signalons cependant une toute petite différence : L'enroulement d'antenne $L_1$ est bobiné *par dessus* le côté froid de $L_2$ (et non pas à côté). Ensuite, nous avons l'étage amplificateur M.F. avec tube 1T4, puis l'étage de détection-grille avec tube 1L4. Les transformateurs $MF_1$ et $MF_2$ sont des « Isotubes » type 22 de Oréga pour lampes batteries (réglage sur 455 kHz). Dans ces étages, nous avons un potentiomètre de « Commande de gain » et un potentiomètre de « Réaction ». La réaction M.F., d'un montage très spécial, permet d'accroître la sensibilité et la sélectivité ; en « accroché », elle permet également la réception des signaux CW.

Enfin, l'étage final B.F. comporte un tube 1L4, dont le circuit anodique est chargé par le transformateur de sortie Tr.S., adaptateur d'impédance (rapport de transformation abaisseur : 8 environ) pour l'utilisation d'un casque d'écoute du type basse impédance.

Pour être complet, nous représentons le détail des commutations « émission-réception » sur la figure XVII-24.

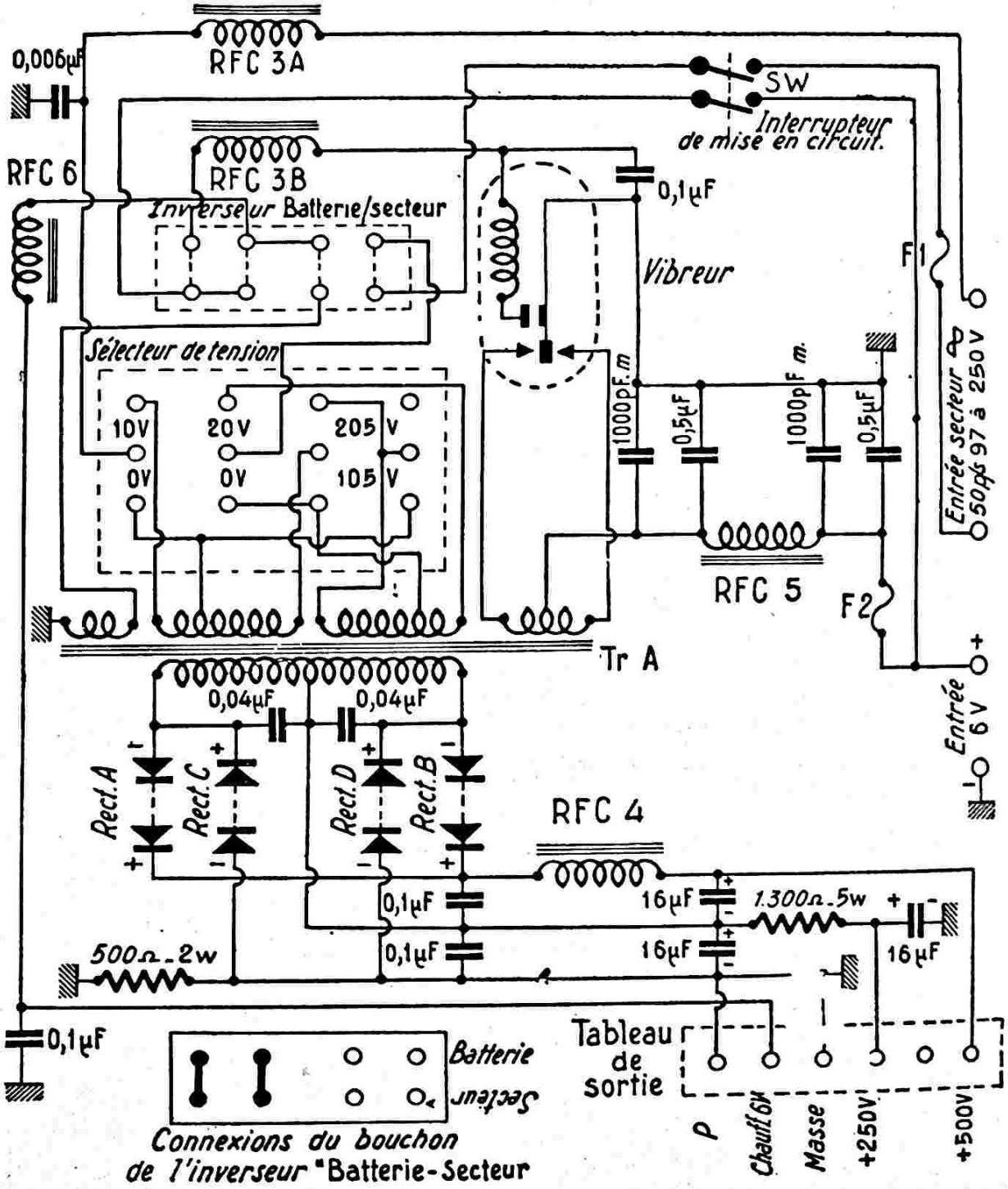



*Fig. XVII-22*

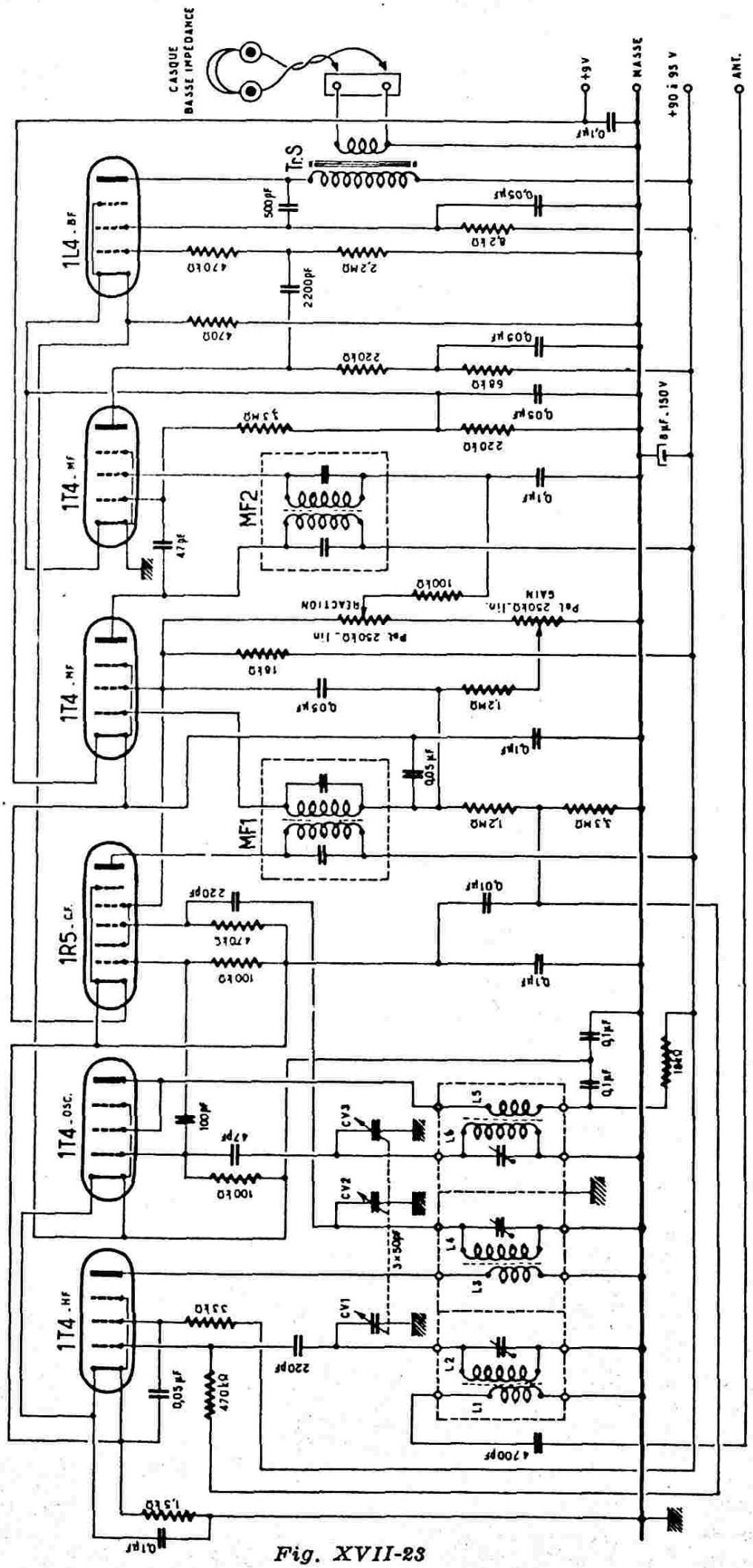

CASQUE
BASSE IMPÉDANCE
+9V
MASSE
+90 à 95 V
ANT.
Tr.S
1L4 . BF
1T4 . MF
1T4 . MF
1R5 . C.F.
1T4 . OSC.
1T4 . HF
MF2
MF1
REACTION
GAIN
Pot. 250kΩ_lin
Pot. 250kΩ_lin
8µF . 150V
CV1
CV2
CV3
3×50pF
L1
L2
L3
L4
L5
L6

*Fig. XVII-23*

Le commutateur général est à 3 positions : E = émission ; R = réception ; une position intermédiaire permet le préréglage de fréquence de l'émetteur.

Dans cette dernière position, le récepteur fonctionne normalement ; mais, en outre, l'étage VFO/6AQ5 de l'émetteur est mis en service, ce qui permet de caler

L'ensemble émetteur-récepteur doit être entièrement blindé ; le montage en coffret métallique cloisonné est absolument obligatoire.

Rappelons que la liaison entre émetteur-récepteur et alimentation doit être faite sous gaine blindée reliée à la masse. Les dimensions du coffret émetteur-récepteur

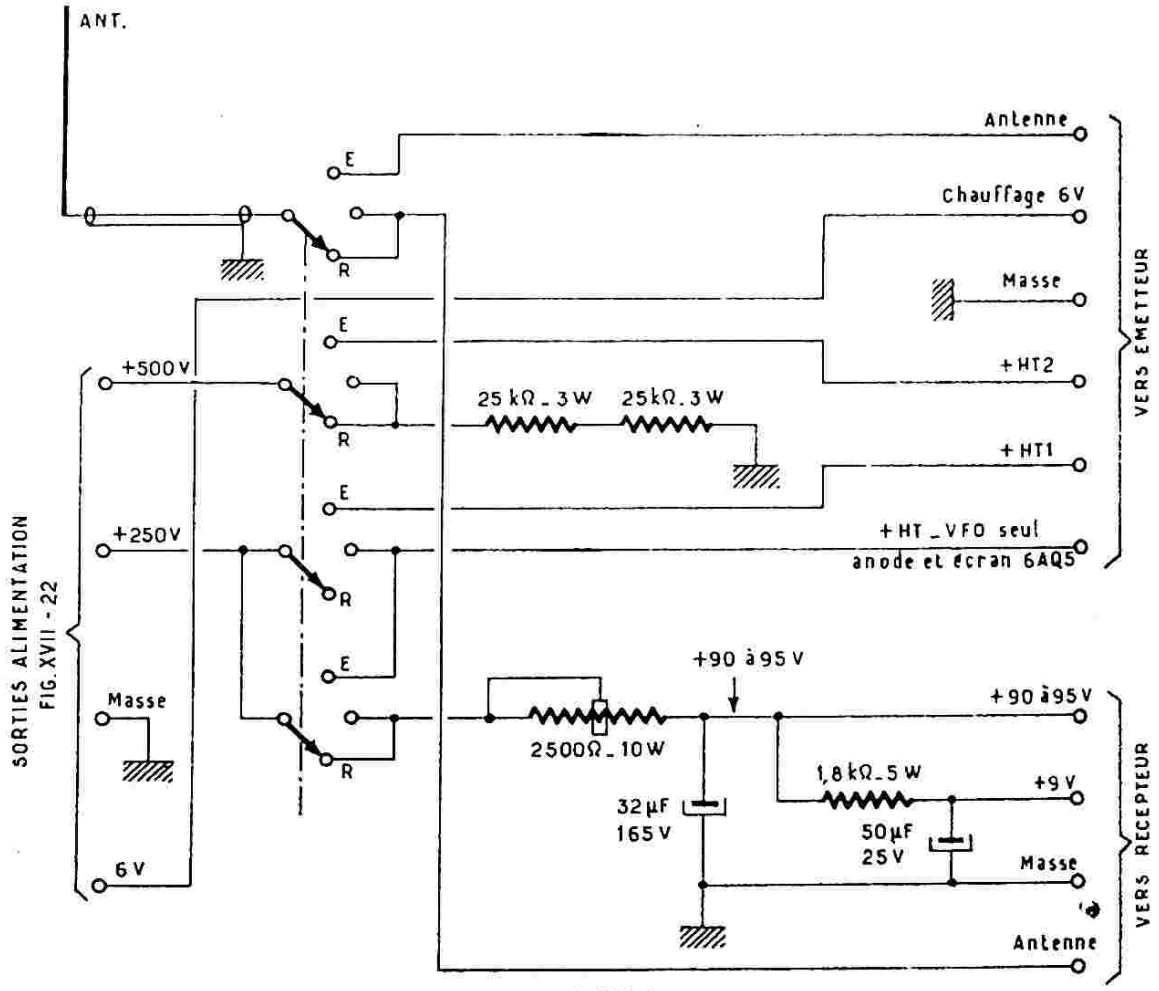



*Fig. XVII-24*

l'émission sur telle ou telle fréquence choisie sur le récepteur. Pour réaliser ceci, l'alimentation H.T. des circuits d'anode et d'écran du tube oscillateur 6AQ5 de l'émetteur (fig. XII-5-1) doit être séparée de la ligne HT1 (250 V) et être connectée sur le commutateur, comme il est indiqué sur la figure XVII-24.

L'alimentation haute tension du récepteur, à 90 V, est obtenue à partir de la sortie « 250 V » en intercalant une résistance de 2 500 Ω bobinée à collier que l'on ajuste pour obtenir la tension requise. L'alimentation du chauffage du récepteur en courant continu de 9 V, est elle-même dérivée de la H.T. précédente par l'intermédiaire d'une résistance de 1 800 Ω.

Le commutateur général de la figure XVII-24 est du type à galette en stéatite.

(ou émetteur-adaptateur, selon la solution adoptée) sont les suivantes : hauteur, 180 mm. ; profondeur, 200 mm. ; largeur, 230 mm. (et l'on doit pouvoir faire plus petit !).

L'alimentation citée plus haut présente les cotes d'encombrement suivantes : 125 × 100 × 280 mm.

Passons à l'installation à bord de la voiture (tout cela dépend, évidemment, du genre de cette dernière). Les dimensions relativement réduites de l'émetteur-récepteur permettront généralement son logement, soit derrière le tableau de bord, soit en-dessous (une équerre de fixation est ordinairement nécessaire à l'arrière du coffret). Quant à l'alimentation, nous préconisons son installation au niveau du plancher, sur le côté, entre la carrosserie et le

revêtement intérieur (ce dernier étant coupé de manière adéquate). L'ensemble émetteur-récepteur et alimentation est évidemment relié à la masse de la voiture par les fixations et le fil négatif de l'alimentation ; cependant, il est recommandé de les relier entre eux par une grosse tresse de cuivre ; puis cette dernière sera bloquée sous un boulon au châssis de la voiture.

La photographie de la figure XVII-25 montre l'aspect de l'installation de la maquette ; en haut, sous le tableau de bord, l'émetteur-récepteur proprement dit (cas de l'ensemble avec récepteur autonome O.C. à lampes batteries) ; en bas, à gauche, l'alimentation.

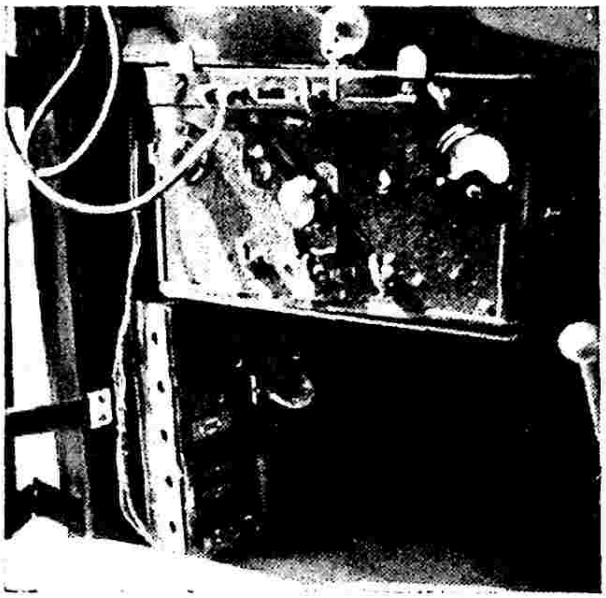


*Fig. XVII-25*

La présente description figure dans notre chapitre « Radiotéléphonie à courte distance ». Bien sûr, on ne saurait prétendre aux grands DX avec une telle installation ; les liaisons restent de *courte distance* par rapport à celles obtenues avec une station fixe, puissante, nantie d'une antenne demi-onde bien dégagée. Mais que l'on ne s'y trompe tout de même pas : Une telle installation mobile permet néanmoins des QSO intéressants, importants même, et confortables.

## II. — Emetteur-récepteur 28 Mc/s.

Il s'agit, bien entendu, d'une installation destinée également à l'équipement radiotéléphonique d'une automobile. Mais, nous ne sommes pas en présence, cette fois, d'un ensemble combiné émetteur-récepteur, mais bien de deux appareils absolument distincts, l'un émetteur, l'autre récepteur.

Etudions, tout d'abord, l'émetteur, dont le schéma est donné sur la figure XVII-26. Il utilise uniquement des tubes à chauffage direct, ce qui permet d'éteindre complètement l'émetteur durant les temps d'écoute, d'économiser ainsi le « jus » de la batterie et d'obtenir, malgré tout, le démarrage instantané de l'émetteur.

L'étage pilote, muni d'un tube 5516, fonctionne en oscillateur quartz à régénération quadrupleur de fréquence, d'où utilisation d'un cristal gamme 7 Mc/s et circuit anodique accordé gamme 28 Mc/s. Ce circuit oscillant est ainsi constitué :

$L_1$ = 12 tours de fil 12/10 de mm., cuivre émaillé, enroulés sur un mandrin stéatite de 15 mm. de diamètre et sur une longueur de 30 mm ;

$CV_1$ = ajustable sur stéatite à air de 30 pF.

La liaison à l'étage final P.A. est électrostatique (condensateur $C_1$ de 100 pF au mica) ; la prise sur $L_1$ se situe environ sur le troisième tour compté à partir de l'anode. En série dans cette liaison, afin d'éviter certaines oscillations parasites, on intercale la bobine d'arrêt $Ch_2$ ; cette dernière est ainsi faite : on bobine 8 tours de fil de 10/10 de mm., cuivre émaillé, sur le corps d'une résistance au carbone aggloméré de 200.000 Ω.

L'étage final P.A. est équipé d'une pentode type 5516 également, modulée dans l'anode. Le circuit anodique $L_2$ $CV_2$ est ainsi fait :

$L_2$ = identique à $L_1$ ; $CV_2$ = ajustable sur stéatite, à diélectrique air, à lames écartées de capacité 30 pF. Il est intéressant de prévoir la possibilité de réglage facile, depuis l'extérieur du châssis, du condensateur $CV_2$, en cas de retouches éventuelles de mise au point (réglage parfait à la résonance).

La bobine d'antenne $L_3$ comporte 5 tours de fil de 6/10 de mm., cuivre émaillé, bobinés sur un mandrin de stéatite de 15 millimètres de diamètre et sur une longueur de 6 mm. Comme le montre la figure XVII-27, le mandrin de $L_3$ est fixé sur un autre mandrin M, de 10 mm. de diamètre ; ce dernier s'emmanche également à l'intérieur du mandrin de $L_2$, permettant ainsi l'ajustage du couplage. Le couplage optimum est obtenu par variation de la distance entre $L_2$ et $L_3$ et, en même temps, par le réglage du condensateur d'accord d'antenne (ajustable $C_3$). Lorsque la puissance de sortie maximum est obtenue, on fixe à la colle forte cellulosique, l'ensemble des mandrins de $L_2$, $L_3$ et M.

L'antenne est une tige télescopique de 2 m. 50 (fouet de jeep), vibrant en 1/4 d'onde. $Ch_1$ et $Ch_2$ sont des bobines d'arrêt 28 Mc/s, environ 100 à 150 tours de fil

20/100 de mm., deux couches soie, bobinés à spires jointives sur un bâtonnet de stéatite de 6 m.. de diamètre.

Le modulateur est excessivement simple ; il est muni de deux tubes 5516 mon-

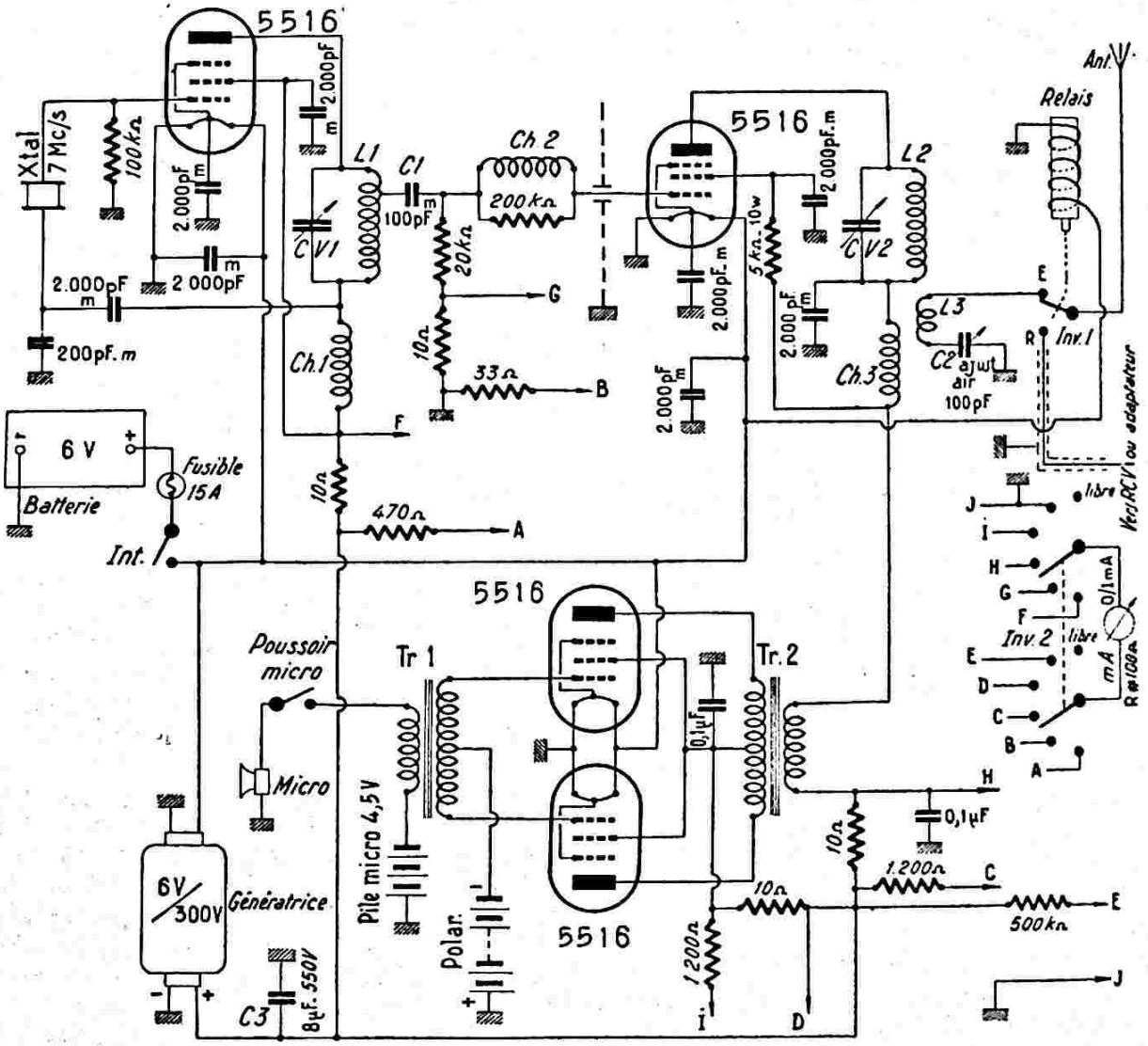



*Fig. XVII-26*

tés en push-pull classe AB2 (polarisés à — 25 volts) et attaqués directement par le microphone charbon. Nous avons : Tr.1,

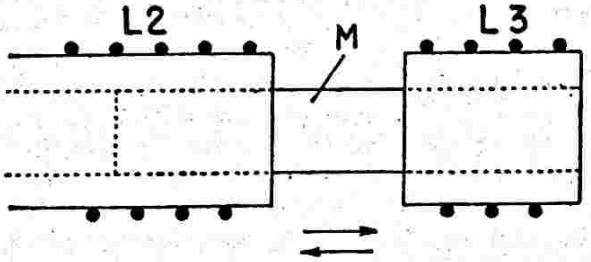



*Fig. XVII-27*

transformateur microphonique adaptateur d'impédances, à deux grilles (rapport 30 à 40), et Tr.2, transformateur de liaison

modulation 10 watts, primaire 10.000 Ω à point milieu, secondaire 4.500 Ω.

Dans notre maquette, nous avons utilisé, comme on le voit, uniquement des tubes 5516 (parce que nous avions ces tubes à disposition) ; la figure XVII-28 montre le brochage de cette pentode à chauffage direct. Mais, on pourra, le cas échéant, utiliser tout autre tube à chauffage *direct*, tels que ceux de la série 2E24, 2E30, etc., etc... ; cela toujours dans le but d'économiser la batterie ! Dans le type 5516, la grille suppressor est reliée au point milieu du filament, à l'intérieur du tube.

L'émetteur est monté sur châssis aluminium et coffret métallique ; il convient de diviser le châssis, par des écrans blindages, en trois compartiments : l'un pour l'étage pilote, l'autre pour l'étage final H.F., le troisième, enfin, pour le modulateur. La partie alimentation — batterie et génératrice — est montée séparément. On peut utiliser soit la batterie de la voiture, soit

une batterie indépendante (6 V - 90 A.). Pour la H.T., il faut compter 300 V — 160 mA) ; on choisira donc une génératrice en conséquence. Cette dernière, afin de diminuer l'encombrement, sera

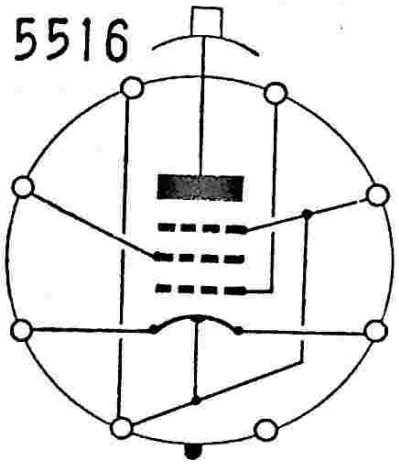



*Fig. XVII-28*

installée sous le capot du moteur, ainsi que le condensateur de filtrage $C_3$ (figure XVII-26).

Prévoir d'excellentes masses par des tresses de cuivre, pour relier les différents organes (ne pas trop se fier à la bonne conductibilité du châssis de la voiture !).

Un seul appareil de mesure mA permet la vérification des différents circuits, au moyen de l'inverseur Inv.$_2$ et des shunts et résistances-série convenables. Les fils portant les mêmes lettres sont à connecter ensemble. On contrôle ainsi : la consommation H.T. de l'étage pilote (AF), le courant $G_1$ de l'étage P.A. (BG), la consommation H.T. de l'étage final H.F. (CH), la consommation H.T. du modulateur (DI) et, enfin, la valeur de la H.T. d'alimentation (EJ). Une sixième position libre a été prévue sur Inv.$_2$. Les valeurs des résistances shunt et série ont été établies pour un milliampèremètre à cadre mobile de déviation totale 1 mA et de résistance interne 100 Ω environ. L'étalonnage du cadran de mA est ainsi très facile.

Notons que, si l'on peut se procurer une génératrice en conséquence, on peut appliquer jusqu'à 475 volts sur l'anode du 5516 P.A.-H.F.

La mise en service de l'émetteur s'effectue de la façon la plus simple qui soit : il suffit de fermer l'interrupteur Int. A ce moment, en effet, la tension est appliquée aux filaments des tubes (chauffage direct) et la génératrice H.T. débite ; de plus, le courant de la batterie est envoyé également sur le relais d'antenne. Ce relais inverseur Inv.$_1$ place l'antenne dans la position E (émission) ; lorsque l'émetteur dans la position E est coupé, un ressort de rappel ramène Inv.$_1$ dans la position R (réception). Il convient de choisir un relais inverseur sur stéatite (pour H.F.). Un câble blindé à faible capacité relie la borne R à la partie « réception ».

Int, étant fermé, l'émetteur est aussitôt prêt à fonctionner ; il suffit de presser le bouton-poussoir placé sur la poignée du microphone-charbon et... de parler !

Voyons, maintenant, la partie « *réception* » de notre installation.

Sur 28 Mc/s, n'importe quel récepteur ne saurait convenir, l'on s'en doute.

Mais pour cette bande, la solution la meilleure consiste incontestablement à utiliser le récepteur auto-radio de bord normal précédé d'un bon adaptateur « 10 mètres ». Dans cet ouvrage, il y a le choix. Reportez-vous au chapitre VIII et adoptez, soit le montage du §1 n° 4, soit l'un de ceux proposés au § 4.

Les filaments de l'adaptateur, comme ceux du récepteur proprement dit, seront chauffés par la batterie et la H.T. prélevée sur le récepteur également.

Il ne reste que la question de la suppression des parasites et, sur 28 Mc/s, le problème est délicat. Nous ne reviendrons pas sur les solutions classiques exposées précédemment, § 1, n° 4 (récepteur mobile) du chapitre VIII.

De plus, il est recommandé de placer un circuit-bouchon (fig. XVII-29), accordé sur 28 Mc/s, en série, dans le fil de la dynamo de charge. L est une bobine en

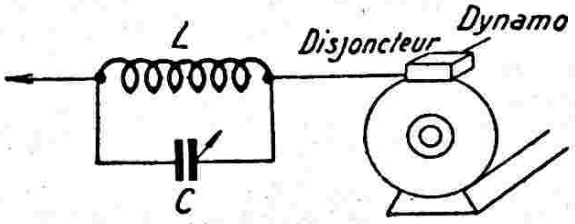



*Fig. XVII-29*

tube de cuivre de 6 mm, comportant cinq tours sur air, sur un diamètre de 40 mm, accordée par un ajustable à air de 100 pF (capacité maximum).

Cet équipement d'émetteur - récepteur mobile (modulation en amplitude) correspond au désir de nombreux amateurs français. Nous sommes certains qu'il ne leur apportera que des satisfactions.

**III. — Emetteur-récepteur pour « mobile » 144 MHz.**

A l'origine, nous avons conçu cet ensemble émetteur-récepteur 144 MHz pour être utilisé en « mobile » sur véhicule automobile.

Néanmoins, cette réalisation simple et compacte peut également être employée en poste fixe, avec une alimentation sur secteur ; elle constitue un excellent montage de début sur V.H.F., et nous la conseillons vivement aux amateurs qui commencent sur cette voie.

A propos de station « mobile », nous précisons bien qu'il s'agit alors d'un ensemble destiné à être monté sur un véhicule, et pouvant fonctionner même durant le déplacement de ce véhicule. On voit la différence par rapport à un ensemble dit « portable ». Un émetteur-récepteur « portable » est un appareil qui peut être transporté partout, et notamment vers des points hauts géographiques lors des « Contests V.H.F. », mais pour lequel les questions d'encombrement et d'alimentation ne se posent pas avec une grande acuité. En effet, dans de tels cas, on peut envisager le transport de stations relativement puissantes ; mais des ensembles de ce genre ne sauraient donner satisfaction en « mobile » parce que trop encombrants et trop gourmands au point de vue watts d'alimentation.

Revenons donc à notre réalisation vraiment conçue pour le « mobile », réalisation qui, elle, pourra éventuellement être utilisée en « portable ».

L'ensemble émetteur-récepteur (sauf l'alimentation) est monté dans un coffret présentant les dimensions suivantes : 260 × 160 × 140 mm. C'est dire que l'on trouve facilement sa place dans toute voiture automobile, soit dans le coffre à bagages, soit tout simplement sur un siège !

L'alimentation pour le chauffage se fait soit sur 6 volts, soit sur 12 volts. Pour la haute tension, il faut prévoir 250 V au moins (ou 300 volts au plus) avec une intensité de l'ordre de la centaine de milliampères. Nous reviendrons d'ailleurs plus en détail sur cette question ultérieurement.

Le schéma général de l'ensemble émetteur-récepteur 144 MHz est représenté sur la figure XVII-30 (voir page 728). Pour bien fixer tout de suite les idées, nous allons indiquer les types de lampes utilisées et leur fonction.

*Section émission :*

6J6 — double triode — oscillatrice pilote quartz et multiplicatrice de fréquence.

6AQ5 (1) — multiplicatrice de fréquence.

832 — double tétrode push-pull (grilles symétriques ; anodes en parallèle) ; amplificatrice V.H.F. finale.

ECC82 — préamplificatrice microphonique et modulatrice système clamp (sur les écrans du tube 832).

*Section réception :*

ECC81 — oscillatrice quartz et multiplicatrice de fréquence pour l'étage changeur de fréquence.

ECC88 — une triode en amplificatrice V.H.F. type « grille à la masse » ; une triode en mélangeuse-convertisseuse pour le changement de fréquence (M.F. variable de 9 à 11 MHz).

6AU6 — détectrice grille à réaction.

6AQ5 (2) — amplificatrice B.F. finale.

Nous allons maintenant reprendre en détails l'examen de chaque étage, en commençant par la section émission.

La multiplication totale de fréquence obtenue est de 8 ; nous partons donc d'un quartz de 18 MHz, pour parler en chiffre rond. En fait, pour situer son émission entre 144 et 146 MHz, le quartz du pilote *Xtal* (1) devra se situer entre 18 et 18,250 MHz.

Il s'agit d'un quartz miniature métallisé, overtone partiel 3, boîtier M13, de la SEPE. Le premier élément triode du tube 6J6 fonctionne donc en oscillateur 18 MHz, le circuit anodique $L_1$ $C_1$ étant accordé sur cette fréquence.

Le second élément triode 6J6 effectue un premier doublage de fréquence, le circuit anodique $L_2$ $C_2$ étant accordé sur 36 MHz. Un autre doublage de fréquence s'opère dans le tube 6AQ5 (1) faisant suite ; son circuit anodique $L_3$ $C_3$ est accordé sur 72 MHz.

Ce circuit est couplé directement au circuit symétrique $L_4$ $C_4$ A $C_4$ B pour l'attaque des grilles du tube final 832 ; bien entendu, le circuit équilibré des grilles est également accordé sur 72 MHz.

La polarisation du tube 832 est assurée par la résistance de fuite des grilles de 100 kΩ connectée entre le point-milieu de $L_4$ et la masse. Une dérivation effectuée à l'aide d'une résistance de 2,2 kΩ aboutit à un point M sur une cosse isolée. Lors de la mise au point de l'émetteur, on connecte provisoirement un voltmètre entre le point M et la masse (contrôleur universel du type 10 000 au 20 000 Ω/V). Pour un réglage convenable des circuits $L_2$, $L_3$, $L_4$, et un couplage correct entre $L_3$ et $L_4$, on doit obtenir une tension négative au point M de l'ordre de 60 à 70 V, ce qui détermine une excitation H.F. satisfaisante pour le bon fonctionnement du tube final 832.

Cet étage final est un montage push-push, grilles symétriques et anodes en parallèle, c'est-à-dire que le fonctionnement de cet amplificateur entraîne obligatoirement un

nouveau doublage de fréquence. Le circuit anodique $L_3$ $CV_5$ est donc accordé sur 144 MHz.

On notera la disposition particulière de ce circuit qui permet d'utiliser la capacité interne de sortie du tube 832 en partie pour l'accord de $L_3$, conjointement avec $CV_5$.

Le couplage à l'antenne s'effectue par l'intermédiaire de la bobine $L_4$, puis via un relais-inverseur commutant automatiquement l'antenne, soit sur l'émetteur, soit sur le récepteur.

Un morceau de fil de câblage isolé par une gaine de souplisso s'approche d'une connexion entre $L_4$ et le relais ; éventuellement, on peut enrouler le fil autour de cette connexion. Par simple capacité, cela provoque l'éclairement du témoin H.F. (ampoule 6,3 V/0,1 A) lorsque l'émetteur est en service.

Les liaisons entre la douille d'antenne, le relais et le circuit d'entrée du récepteur sont effectuées en câble coaxial type 75 Ω de petit diamètre.

Le microphone utilisé est du type « charbon » (genre T17, par exemple). Il est intercalé simplement dans le circuit de cathode de la première section triode du tube ECC82, ce qui évite l'emploi d'une pile d'excitation et d'un transformateur adaptateur.

Le second élément triode du tube ECC82 est monté en modulateur clamp ; sa cathode est reliée directement à la masse ; son anode est connectée directement aux écrans du tube 832 avec résistance commune d'alimentation de 27 kΩ 3 W.

En l'absence de modulation, la tension d'écrans du tube 832 est de 50 à 60 volts ; en crête de modulation, cette tension monte vers 100 et 120 volts environ. La modulation obtenue est énergique, efficace et très profonde ; l'effet de commande de la « porteuse » est également très marqué (d'où économie du courant consommé durant les « blancs » de modulation).

Pour la mise au point de l'étage de sortie H.F., réglage de $L_3$ $CV_5$, couplage entre $L_2$ et $L_3$, il faut que le tube 832 fonctionne normalement. Pour cela, il suffit d'ôter provisoirement le tube ECC82 de son support ; la tension d'écran du tube 832 monte alors aux environs de 150 volts, ce qui permet des réglages plus faciles pour la première mise au point. Par la suite, lorsque l'ensemble est installé, il suffit de retoucher légèrement le réglage de $CV_5$ pour l'obtention de l'éclairement maximum du témoin H.F. durant un coup de sifflet prolongé du microphone.

Un petit perfectionnement intéressant consiste à prévoir un interrupteur-tumbler *Int.* permettant de couper le chauffage du tube modulateur ECC82 lors du réglage de $CV_5$.

Le couplage du fil du témoin H.F. sur la sortie de l'émetteur doit être ajusté pour obtenir l'éclairement juste suffisant de l'ampoule.

Après réglage de $CV_5$, ne pas omettre de refermer l'interrupteur *Int.* afin d'assurer le chauffage du tube ECC82 pour pouvoir moduler.

Le passage d'émission (E) à réception (R) se fait simplement à l'aide d'un unique inverseur tumbler (*Inv.*) Tous les filaments des tubes étant chauffés en permanence, il suffit de commuter la haute tension, soit sur la section émission, soit sur la section réception ; c'est ce que fait cet inverseur.

En position « émission », le courant H.T. traverse la bobine d'excitation du relais d'antenne : le relais colle et l'antenne est connectée sur l'émetteur.

En position « réception », le relais n'est plus excité ; il décolle et l'antenne se trouve automatiquement connectée au récepteur.

Il s'agit d'un relais-inverseur à bobine 12 volts comme il en existe tant sur le marché (surplus, notamment). On choisira de préférence un relais dont les lamelles de contact soient parfaitement isolées et, si possible, montées sur des barrettes de stéatite.

En principe, même en l'absence de modulation de l'émetteur, l'intensité qui circule dans la bobine du relais provoque une tension supérieure à 12 volts aux bornes de cette bobine. Il suffit de ramener cette tension aux 12 volts nécessaires (mais suffisants) en montant une résistance R en parallèle de valeur convenable (à déterminer selon le type de relais employé).

La puissance utile de cet émetteur est d'environ 8 watts H.F. en crête de modulation.

Voici maintenant les caractéristiques des circuits accordés de la section émission que nous venons d'examiner.

$L_1$ = 20 tours de fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm bobinés à spires jointives sur un mandrin ou un simple tube de carton de 12 mm de diamètre.

$C_1$ = condensateur ajustable à air Transco 3/30 pF.

Le circuit $L_1$ $C_1$ s'accorde sur 18 MHz et il convient de noter qu'il est nécessaire qu'il soit réglé correctement pour obtenir l'oscillation du quartz *Xtal* 1.

$L_2$ = 15 tours de fil de cuivre émaillé de 16/10 de mm, bobinés sur air, diamètre intérieur 12 mm longueur de l'enroulement 30 mm.

$C_2$ = condensateur ajustable à air Transco 3/30 pF. Accord sur 36 MHz.

$L_3$ = 7 tours de fil de cuivre émaillé de 12/10 de mm, bobinés sur air, diamètre intérieur 10 mm, longueur de l'enroulement 20 mm.

$C_3$ = condensateur ajustable à air Transco 3/30 pF. Accord sur 72 MHz.

$L_3$ et $L_4$ sont placés côte à côte, axes parallèles, pour avoir le couplage requis.

$L_4$ = 8 tours de fil de cuivre émaillé de 12/10 de mm, bobinés sur air, diamètre intérieur de l'enroulement 10 mm ; longueur 25 mm ; point milieu.

$C_4A$ = $C_4B$ = condensateur ajustable à air Transco = 3/30 pF.

Ce circuit s'accorde sur 72 MHz simultanément par $C_4A$ et par $C_4B$, de façon à réaliser non seulement l'accord, mais aussi un bon équilibrage du circuit (excitation H.F. de même grandeur sur chaque grille).

En même temps, on agit sur le couplage entre $L_3$ et $L_4$ de façon à obtenir une tension négative de l'ordre de 60 à 70 V entre le point M et la masse, comme nous l'avons déjà dit précédemment.

$L_5$ = 4 tours de fil de cuivre émaillé de 20/10 de mm (ou mieux : fil argenté) ; enroulement sur air, diamètre intérieur 16 mm, longueur 25 mm ; point milieu.

$CV_5$ = condensateur variable à air de 25 pF ; commande sortie sur le panneau avant ; lames mobiles à la masse ; entraînement par bouton gradué.

Le circuit $L_5$ $CV_5$ s'accorde sur 144 MHz pour l'obtention de l'éclairement maximum du témoin H.F., l'antenne étant normalement branchée.

$L_a$ = bobine de couplage d'antenne ; 1 tour de fil de cuivre de 16/10 de mm, diamètre intérieur 25 mm ; enroulement autour et au centre de $L_5$.

$C_h$ = bobine d'arrêt V.H.F. ; 30 tours de fil de cuivre émaillé de 6/10 de mm enroulés sur un tube de polystyrène de 6 à 8 mm de diamètre (pas critique).

●

Examinons maintenant la section réception de notre appareil.

L'oscillateur local du changement de fréquence est stabilisé par quartz. La première triode du tube ECC81 fonctionne en oscillatrice avec le quartz *Xtal* 2 (type M13) métallisé miniature S.E.P.E. ; overtone partiel 3, fréquence 33,750 MHz. Le circuit anodique $L_8$ $C_8$ est accordé sur cette même fréquence et rappelons qu'il doit être réglé pour obtenir l'oscillation du quartz.

Nous avons :

$L_8$ = 15 tours de fil de cuivre émaillé de 6/10 de mm, sur mandrin Lipa de 8 mm de diamètre à noyau réglable.

$C_8$ = condensateur ajustable à air Transco 3/30 pF.

Le second élément triode du tube ECC81 effectue un quadruplage de fréquence ; le circuit anodique $L_9$ $C_9$ est donc accordé sur 135 MHz.

Nous avons :

$L_9$ = 3 tours de fil de cuivre émaillé de 12/10 de mm, sur air, diamètre intérieur 10 mm, longueur 10 mm.

$C_9$ = condensateur ajustable à air Transco 3/30 pF.

L'oscillation à 135 MHz est appliquée sur la grille de la triode mélangeuse (deuxième section du tube ECC88) par l'intermédiaire d'une capacité de 1,5 pF céramique ; pratiquement, cette connexion doit être aussi courte et directe que possible.

La triode convertisseuse fonctionne en changeuse de fréquence par détection-grille : cathode à la masse et résistance de fuite de grille de valeur élevée (2,2 MΩ).

Par ailleurs, la première triode du tube ECC88 fonctionne en amplificatrice H.F. avec la grille à la masse, attaque par la cathode. Le circuit d'entrée $L_6$ $C_6$ est accordé une fois pour toutes vers le milieu de la bande à recevoir, disons vers 145 MHz.

On a :

$L_6$ = 4 tours de fil de cuivre émaillé de 12/10 de mm, sur air, diamètre intérieur 10 mm, longueur de l'enroulement 20 mm ; prise intermédiaire pour la connexion du conducteur central du coaxial d'antenne et la liaison à la cathode : 1 1/2 tour par rapport à la masse.

$C_6$ = condensateur ajustable à air Transco 3/30 pF.

Le circuit anodique de cette triode ne comporte qu'une bobine $L_7$ accordée par son noyau réglable vers 145 MHz.

$L_7$ = 3 tours de fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm, sur mandrin Lipa de 10 mm de diamètre avec noyau réglable.

La liaison à la grille de la triode convertisseuse s'effectue par l'intermédiaire d'un condensateur céramique de 47 pF. Le circuit anodique de cette convertisseuse ne comporte qu'une simple bobine d'arrêt $C_{h_2}$, type R100 National.

Par battement avec l'oscillation à 135 MHz injectée, il est bien évident que nous disposons alors d'une « moyenne fréquence » allant de 9 MHz à 11 MHz, selon la fréquence incidente reçue. En effet, pour

la bande V.H.F. 144 — 146 MHz, nous avons bien :

144 — 135 = 9 MHz.

et

146 — 135 = 11 MHz.

C'est donc grâce au réglage entre 9 et 11 MHz de l'étage faisant suite qu'il nous sera possible de nous accorder sur tel ou tel émetteur fonctionnant dans la bande V.H.F.

Cet étage suivant est équipé d'un tube pentode 6AU6 monté en détecteur grille à réaction cathodique et placé à l'intérieur d'un blindage cylindrique. Voici les caractéristiques de son circuit d'accord :

$L_{11}$ = 34 tours de fil de cuivre émaillé de 6/10 de mm sur un mandrin lisse de 10 mm de diamètre, avec noyau réglable ; prise intermédiaire pour la liaison à 10 tours comptés à partir de la masse ; prise intermédiaire pour la connexion de cathode à 5 tours comptés à partir de la masse.

$CV_{11}$ = condensateur variable à air de 50 pF, commande de sortie sur le panneau avant par un prolongateur d'axe jumelé à l'aide d'un flector en stéatite ; entraînement par l'intermédiaire d'un cadran gradué avec bouton démultiplicateur.

Rappelons que pour obtenir le maximum de sensibilité et de sélectivité avec un étage de ce genre, il est nécessaire qu'il fonctionne avec le maximum de réaction, juste avant le point d'auto-oscillation.

façon à être sur 10 MHz pour la mi-course de $CV_{11}$.

Ensuite, dans la liaison à l'étage final B.F. équipé d'un tube 6AQ5, nous avons le potentiomètre Pot. 2 permettant de régler le volume sonore de la réception. Le circuit anodique de ce tube est chargé par le transformateur de sortie Tr.S (impédance primaire = 5 000 Ω ; impédance secondaire selon haut-parleur utilisé) .

Le haut-parleur n'est pas inclus dans le coffret ; il sera monté sur un petit baffle séparé quelconque. Dans l'utilisation en poste mobile sur automobile, on pourra aussi employer le haut parleur du récepteur auto-radio de radiodiffusion, haut-parleur qui sera simplement connecté en parallèle sur la sortie H.P. de l'émetteur-récepteur.

Une prise pour l'utilisation facultative d'un casque est également prévue sur le circuit anodique du tube 6AQ5.

Dans la ligne + H.T. de la section « réception », remarquons la présence d'une résistance bobinée de 1 000 Ω. Cette disposition n'est valable que si l'on dispose d'une haute tension de 300 volts. Pour 250 volts, cette résistance doit être supprimée.

●

Du point de vue alimentation générale, si l'on utlise l'ensemble en poste fixe, il n'y a aucune difficulté. Il suffit de réaliser sépa-

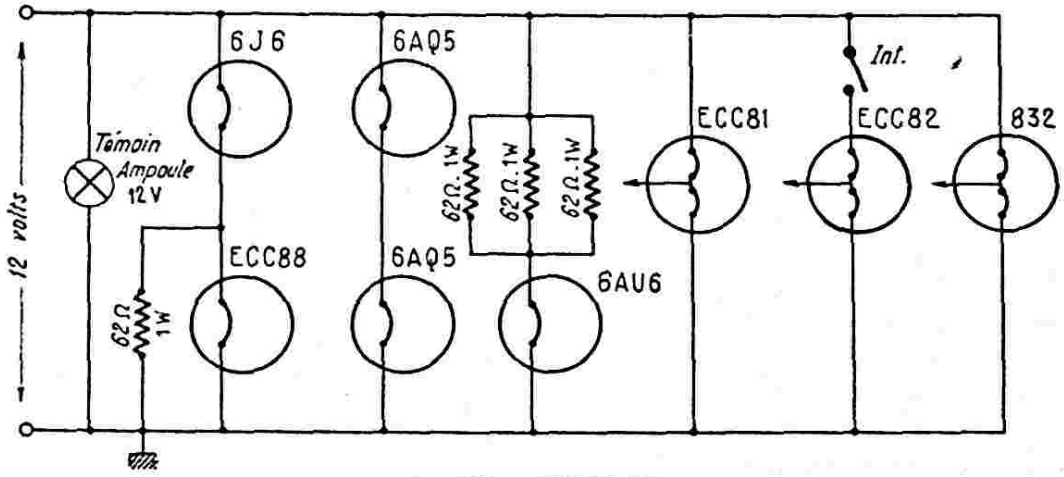



*Fig. XVII-31*

Cette réaction est commandée par l'ajustage de la tension d'écran du tube 6AU6 au moyen du potentiomètre *Pot.* 1. Pratiquement, le taux de réaction tient fort bien sans retouche de 9 à 11 MHz lorsqu'on manœuvre le condensateur variable $CV_{11}$. Néanmoins, nous avons préféré une commande extérieure facilement accessible pour le potentiomètre Pot. 1 de façon à pouvoir régler la réaction toujours au maximum même en cas de variation des tensions d'alimentation.

Un dernier mot concernant le circuit $L_{11}$ $CV_{11}$ : on règle le noyau de $L_{11}$ de

rément une alimentation classique avec transformateur : chauffage à 6,3 V (tous les filaments en parallèle, comme il est montré sur la figure XVII-30) ; H.T. 300 V après filtrage, redressement avec valve genre GZ32.

Pour l'utilisation en poste mobile sur véhicule automobile, le chauffage est assuré par la batterie d'accumulateurs. Le plus souvent, il s'agit d'un accumulateur de 12 volts. Dans ce cas, le câblage des filaments est fait en série parallèle comme nous le représentons sur la figure XVII-31. La haute tension est fournie par une géné-

ratrice, montée dans un boîtier séparé et installée avec les dispositifs habituels de filtrage et de déparasitage. Choisir une génératrice avec primaire selon l'accumulateur du véhicule (6 ou 12 volts) et avec secondaire délivrant 300 volts sous une bonne centaine de milliampères.

En « mobile », on peut aussi envisager l'emploi d'un générateur-convertisseur à transistors.

L'ensemble émetteur-récepteur proprement dit est monté dans un boîtier parallélépipédique en aluminium de 260×160×140 mm. Voir les figures XVII-32 et 33. Une plaque intermédiaire, fixée à 45 mm de la base, forme le châssis sur lequel sont montés la majorité des éléments.

Prévoir aussi une petite plaque-blindage de séparation entre les étages 6J6 et 6AQ5 de la partie émission.

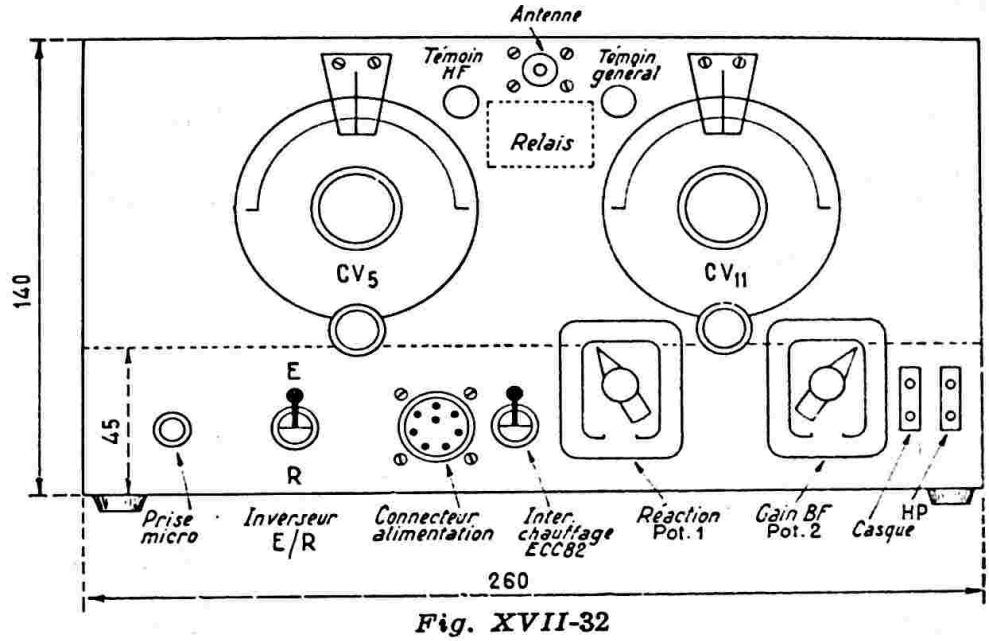



*Fig. XVII-32*

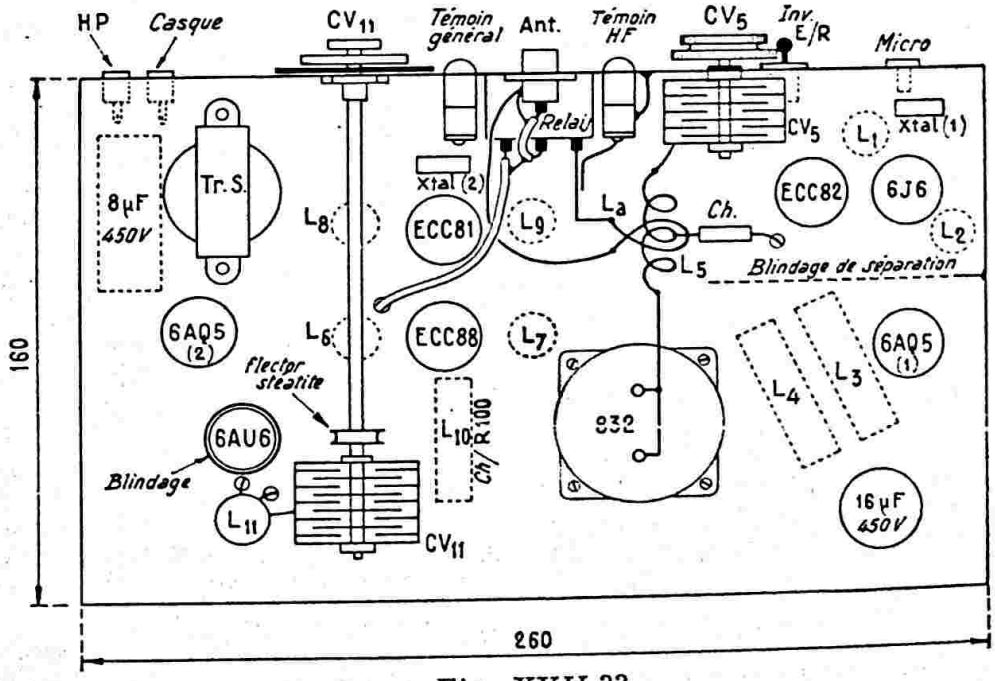



*Fig. XVII-33*

Tous ces types d'alimentations ayant déjà été vus au chapitre VI, nous prions le lecteur de bien vouloir s'y reporter.

Une plaque de fond, munie éventuellement de quatre pieds de caoutchouc, est fixée par vis parker et ferme le dessous de l'appareil.

Le dessus est fermé par une plaque métallique identique, mais munie de charnières, ce qui permet un accès facile aux lampes, par exemple.

Ce coffret doit être obligatoirement métallique, de façon à former un excellent blindage afin de soustraire le détecteur 6AU6 à toute réception directe possible de la bande 9-11 MHz.

Sur ces figures, nous donnons également un aperçu de la disposition pratique des principaux organes, sur le châssis (ou au-dessous), ainsi que sur le panneau avant.

Une petite précision, en passant, vis-à-vis du témoin H.F. (ampoule de 6,3 V 0,1 A). Cette ampoule est montée sans hublot, ni support afin de réduire les pertes possibles par capacité dans le support notamment.

On perce un trou de 10 mm dans le panneau avant et l'ampoule s'y trouve simplement maintenue par son globe de verre et un peu de colle cellulosique.

Les fils (masse et liaison capacitive H.F.) sont soudés directement sur le culot de l'ampoule.

Bien que cela ne soit nullement nécessaire pour le témoin général, celui-ci est monté de la même façon, uniquement par raison de symétrie.

Sauf indication spéciale sur le schéma, toutes les résistances sont du type 0,5 W. Quant aux condensateurs, les types « électrochimiques » sont spécifiés sur le schéma. En outre, les capacités de 5 000 pF et au-dessus, sont du type « papier » ; les capacités inférieures sont du type « mica » ou « céramique ».

Bien entendu, au point de vue câblage, toutes les recommandations habituelles pour les V.H.F. doivent être soigneusement appliquées : connexions directes et excessivement courtes, découplages efficaces, tous les retours à la masse d'un même étage effectués en un seul et unique point du châssis, étage par étage, etc.

●

Il ne reste que la question antenne. Utilisé en poste fixe, il n'y a aucun problème : toutes les antennes V.H.F. classiques préconisées pour 144 MHz peuvent être employées (au choix de l'opérateur). Voir chapitre XIII § 10.

En poste mobile, l'aérien peut aller de la simple « Ground Plane » à la « Yagi » plus ou moins complexe (c'est-à-dire comportant plus ou moins d'éléments directeurs). Mais, en « mobile 144 MHz », le mieux est évidemment l'antenne omnidirectionnelle à polarisation horizontale, et notamment l'antenne « Halo » (voir chapitre XIII § 10 - H).

Dans tous les cas, la liaison entre la douille de sortie de l'émetteur-récepteur et l'antenne doit être faite en câble coaxial type 75 Ω.

Bien entendu, le gain propre apporté par l'antenne reste toujours très apprécié. Mais ce qui compte encore davantage pour les performances d'un poste mobile, ce sont les conditions de « dégagement » dans lesquelles est fait le trafic. Il est bien évident que si vous vous mettez au milieu d'une place publique ou au sommet d'un piton rocheux à 1 500 mètres d'altitude par exemple et parfaitement dégagé, les résultats obtenus n'auront aucune mesure de comparaison.

## § 10. — Conclusion

Avant toute autre chose, rappelons encore que n'importe quel montage de radiotéléphonie mettant en œuvre une « onde porteuse » nécessite une autorisation spéciale de l'Administration des P.T.T., puisqu'en fin de compte, il y a « émission ».

D'autre part, l'amateur ne devra pas songer à réaliser des transceivers sur les bandes autres que celle de 144 Mc/s, car de tels montages ne réalisent pas des émetteurs pilotés. Or, l'Administration admet des auto-oscillateurs de ce genre (faible puissance) uniquement dans cette bande ou les bandes de fréquences plus élevées !), avec réserve, cependant, de modifier cette façon de faire, vu le nombre de plus en plus important d'amateurs sur les ondes ultra-courtes. N'oublions pas aussi de signaler que l'emploi de transceivers est à déconseiller dans un réseau comportant beaucoup d'amateurs (grandes agglomérations, par exemple).

En effet, dans la position « réception », l'appareil fonctionne en super-réaction et, de ce fait, rayonne de l'énergie par l'antenne. Il en résulterait donc d'importants brouillages (et ces derniers sont toujours trop nombreux !). Voir réglementation détaillée au chapitre XXII § 1.

Néanmoins, les montages *transceivers* permettent d'intéressants essais sur U.H.F. pour une dépense relativement faible. En réalisant des connexions haute fréquence très courtes, sans angle vif, avec un gros fil de cuivre non oxydé (12 à 16/10 de millimètres, si possible argenté), et en utilisant des capacités au mica le plus possible, ou céramique, on peut espérer *facilement* des liaisons de 30 à 50 km., si l'un des postes est placé en un point suffisamment élevé, ou bien dégagé. Pour plus de détails au point de vue des réalisations pratiques, voir le chapitre XX, § 1, au numéro 22.

CHAPITRE XVIII

# La modulation de fréquence

## § 1. — Généralités

Avant d'aborder cette importante question de la *modulation de fréquence* (1). tant aux points de vue émission que réception, il est nécessaire de bien fixer les idées sur deux points encore nébuleux dans l'esprit de certains, mais points capitaux pour bien comprendre ce qui se passe dans une onde modulée en fréquence.

Nous connaissons tous la question en matière de modulation en amplitude — émission et réception ; ce sont des ondes H.F. de fréquence fixe, mais d'amplitude variable au rythme de la modulation, tandis que dans le cas d'une onde modulée en fréquence :

*a)* A l'intensité (ou amplitude) de la modulation B.F. correspond l'amplitude de la *variation* de fréquence (incursion ou swing de fréquence) ;

*b)* A la hauteur (ou fréquence) d'une note B.F., par exemple, correspond la *vitesse* de la variation de fréquence.

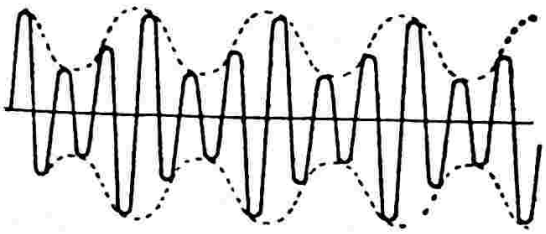


*Fig. XVIII-1*

Mais reprenons notre comparaison entre les ondes modulées en amplitude et celles modulées en fréquence, en approfondissant davantage ces deux procédés. Que nos lecteurs peu familiarisés avec les « maths » ne s'effraient pas à l'avance ; nous ne ferons appel qu'à des connaissances moyennes, sans pour cela perdre de vue le côté pratique, qui sera étudié en même temps.

Dans la modulation en amplitude, on fait varier l'amplitude de l'onde porteuse selon la tension de modulation recueillie par le microphone, puis amplifiée (figure XVIII-1). Si cette figure représente le courant instantané dans le circuit d'antenne d'un émetteur, la valeur de ce courant en fonction du temps s'exprime par la relation

$$i_a = I\,(1 + k.\sin 2\pi f t)\sin 2\pi F t \qquad (1)$$

dans laquelle, on a :

$ia$ = courant instantané dans l'antenne ;
$I$ = amplitude maximum de l'onde porteuse non modulée ;
$k$ = taux de modulation ;
$f$ = fréquence de la modulation ;
$t$ = temps.

Cette équation peut s'écrire également :

$$ia = I \sin 2\pi F t + \frac{kI}{2}\sin 2\pi (F + f)t + \frac{kI}{2}\sin 2\pi (F - f)t \qquad (2)$$

Dans cette relation, on met en évidence les bandes latérales de modulation, par les deux derniers termes, dont la fréquence est égale à la somme et à la différence de la fréquence de modulation et de la fréquence porteuse.

Par contre, comme nous l'avons déjà dit, en modulation de fréquence, l'amplitude de la porteuse est constante, mais sa fréquence varie. La valeur instantanée du courant d'antenne dans un tel système de modulation est donnée par la figure

(1) *Bibliographie* : Radio-News. Fréquency-Modulation de Hund. Radio Française (janvier 1943).

XVIII-2 A (variations périodiques du courant *ia* en fonction de *t*). En XVIII-2 B, nous avons la même représentation du phénomène, mais au moyen de diagrammes vectoriels. Le vecteur *a* représente le courant non modulé « tournant » avec la

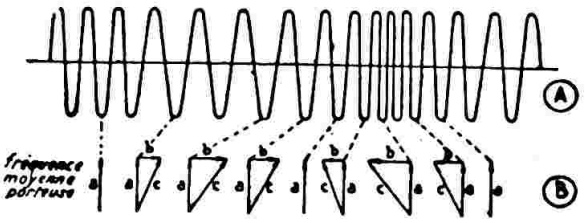



*Fig. XVIII-2*

vitesse angulaire de l'onde porteuse à $2\pi F$. A ce vecteur, la modulation de fréquence ajoute un vecteur *b* faisant constamment un angle droit avec lui et variant sinusoïdalement. La fréquence avec laquelle le vecteur *b* change de sens est égale à la fréquence de modulation *f*. La vitesse avec laquelle la résultante de *a* et *b* tourne, varie constamment autour d'une valeur moyenne égale à celle de la porteuse et l'amplitude de ces variations est proportionnelle à la fréquence de modulation. Un courant modulé en fréquence autour d'une fréquence moyenne porteuse peut être représenté par l'équation

$$ia = I \sin \left(2\pi Ft + \frac{\Delta F}{f} \sin 2\pi ft\right) \quad (3)$$

dans laquelle les symboles sont les mêmes que précédemment, et où $\Delta F$ est la déviation, ou swing de fréquence.

Prenons un autre exemple qui nous permettra, à la fois, et d'être plus explicite, et de faire la comparaison entre la modulation de fréquence et la modulation de phase. Toute onde entretenue pure est caractérisée à un instant *t* par sa fréquence, son amplitude et sa phase, cette dernière définie par rapport à un instant *to*, choisi comme origine. Cette onde est généralement représentée par une sinusoïde, laquelle n'est autre que la courbe des projections, sur un diamètre vertical ou horizontal, du rayon d'un cercle tournant autour du centre d'une vitesse uniforme. Nous prendrons donc cette dernière représentation du « rayon tournant » qui nous permettra des explications plus commodes (fig. XVIII-3-1).

Considérons le point R en rotation sur le cercle de centre O ; c'est ce point, dont le développement de ses projections successives sur l'axe $x\,x'$ permet la construction de la sinusoïde représentative. Admettons qu'à l'instant zéro *(to)*, le point R se trouve en R*o*, point défini par l'angle $\varphi o$. et qu'il tourne avec une vitesse angulaire uniforme $\omega$, soit $2\pi F$. Au bout du temps *t*, l'angle $\varphi$ définissant la nouvelle position du point R, a pour valeur :

$$\varphi = \omega t + \varphi o$$

Pour reprendre ce que nous disions plus haut, la quantité $\varphi$ est la phase de OR', et elle n'est définie d'une façon exacte que lorsqu'on connaît $\varphi o$ ; d'autre part, OR représente l'amplitude de la quantité OR

En modulation d'amplitude, c'est donc la quantité OR qui varie au rythme des signaux B.F., sa rotation étant toujours de vitesse uniforme.

Par contre, dans le cas de *modulation de fréquence*, ou *de phase*, l'amplitude OR reste constante ; c'est la vitesse de rotation qui varie. Dans ces deux procédés de modulation, l'angle $\varphi$ représente des

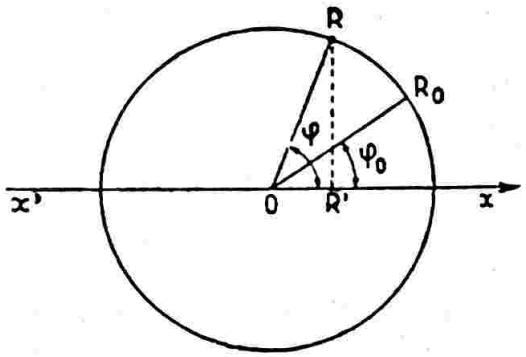



*Fig. XVIII-3-1*

variations au rythme de la B.F., en plus ou en moins d'une valeur moyenne correspondant à la fréquence porteuse sans modulation (fréquence moyenne porteuse). Par conséquent, cet angle $\varphi$ est tantôt plus grand, tantôt plus petit que sa valeur en fréquence moyenne porteuse, soit $\varphi = \omega t + \varphi o$, c'est-à-dire lorsque $\omega o$ et $\varphi o$ sont constants.

On conçoit donc que pour faire varier $\varphi$, on peut agir soit sur $\omega$, soit sur $\varphi o$. Et l'on arrive à voir très exactement la nuance entre la modulation de fréquence et la modulation sur la phase : si c'est $\omega$ qui varie, on a une modulation de fréquence ; par contre, si c'est $\varphi o$, on a une modulation sur la phase. Il y a donc une ressemblance entre les deux procédés, puisqu'ils s'adressent tous les deux, en définitive, à l'angle $\varphi$ ; la petite nuance réside

dans le fait qu'en modulation de phase, on agit sur $\varphi o$ — quantité indépendante du temps — tandis qu'en modulation de fréquence, on opère sur la quantité $\omega$ multipliée par le temps. En résumé, deux procédés de modulation sensiblement différents, mais très voisins quant aux résultats définitifs.

Revenons maintenant à la relation (3) ; le développement de cette formule permet de voir que le courant résultant est constitué de termes ayant les fréquences suivantes : F, $F+f$, $F-f$, $F+2f$, $F-2f$, $F+3f$, $F-3f$, etc... Ce qui montre que, de part et d'autre de la porteuse F, il existe, du fait de la modulation de fréquence, un ensemble de bandes latérales couvrant une gamme étendue.

L'étude mathématique de l'équation (3) montre que, si le nombre de ces bandes latérales est infini, leur amplitude décroît assez rapidement, pour devenir bientôt négligeable ; par exemple, si $f$ est petit devant $\Delta F$, la largeur de bande peut être prise égale à $2\Delta F$, donc largeur de bande beaucoup plus grande que dans le cas de la modulation en amplitude.

En résumé, nous pouvons reprendre ces explications comparatives sous la forme de la figure XVIII-3-2.

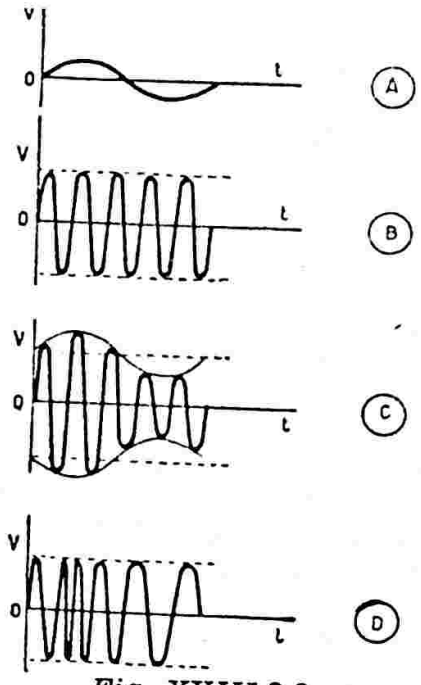



*Fig. XVIII-3-2*

En A, nous représentons le signal B.F. de modulation.

En B, nous avons l'oscillation H.F. à moduler ; axes verticaux = amplitude V ; axes horizontaux = temps $t$.

Si nous modulons en amplitude notre oscillation H.F., le résultat est représenté en C (oscillation haute fréquence de B modulée en amplitude par le signal basse fréquence de A) : la fréquence de l'oscillation H.F. est constante, mais l'amplitude varie.

Par contre, si nous modulons en fréquence, par ce même signal B.F., notre même oscillation H.F., le résultat est représenté en D : l'amplitude de l'oscillation H.F. est constante, mais sa fréquence varie.

Voilà nos idées bien fixées sur ce nouveau procédé de modulation. Nouveau est d'ailleurs un bien grand mot ! Car la modulation de fréquence est connue depuis aussi longtemps que la modulation en amplitude ; mais elle avait été délaissée pour des raisons d'ordre technique, précisément en raison de la largeur de fréquence occupée. Cette argumentation a perdu de sa puissance depuis que l'on a démontré les possibilités des ondes à U.H.F. On ne parle presque plus de *rayonnement direct exclusif !* Des études récentes ayant montré que ces ondes sont réfléchies, diffractées et repropagées dans certaines conditions (haute atmosphère, bâtiments, nappe de fils, niveau de la mer, etc...), les signaux parviennent au récepteur, parfois à des distances extraordinaires, nettement supérieures à la zone de visibilité ; mais il est vrai, à un taux assez faible. On a donc recherché à augmenter ce niveau en utilisant des antennes élevées à effet directif, des émetteurs plus puissants, etc..., et par le procédé d'Armstrong, en supprimant pratiquement le bruit de fond des récepteurs, d'où augmentation considérable de la sensibilité apparente.

Dans la modulation en amplitude, on ne peut dépasser une profondeur de modulation de 100 % ; en effet, au-dessus, il y a coupure de la porteuse. En modulation de fréquence, un son peu intense produit une faible variation de fréquence. Par exemple, pour une note de faible amplitude, la fréquence du courant H.F. variera seulement de 800 cycles/seconde, de part et d'autre de sa valeur, en l'absence de modulation (fréquence moyenne porteuse). Cette même note, mais beaucoup plus grande, produira une grande variation de fréquence, par exemple 50.000 cycles/seconde, de part et d'autre de la fréquence moyenne. Précisons de nouveau que, dans les deux cas, la fréquence de la note étant la même, la *vitesse* de variation est également la même. En modulation de fréquence, au point de vue profondeur de modulation, on peut donc adopter une infinité de solutions donnant sensiblement le même résultat. Par exemple, pour une variation donnée du niveau acoustique à transmettre (écart entre les *pianissimi* et

les *fortissimi*), on peut prévoir des swings de 25, 50, 100 ou 500 kilocycles/seconde, etc... Seules, la « dynamique » de l'émission et la fidélité de transmission guideront notre choix.

Revenons encore à la modulation en amplitude : dans ce cas, la tension de crête à 100 % correspond au double de la porteuse sans modulation ; ce sont ces tensions de crête qui déterminent l'utilisation d'une lampe ; mais comme elles ne sont atteintes que pendant un temps très court, la lampe se trouve très mal utilisée. D'autre part, la modulation, correspondant à la courbe enveloppe de la porteuse, ne doit pas être déformée, d'où impossibilité d'employer des amplificateurs de H.F. modulée en classe C, mais seulement en classe B. En conclusion : rendement rarement supérieur à 33 %.

Et en modulation de fréquence, maintenant ? L'amplitude de la porteuse étant constante, on peut alors adopter les conditions de fonctionnement de la classe C télégraphie. De ce fait, le rendement global monte à 80 % environ. Par exemple, un étage de sortie donnant 30 watts en modulation en amplitude, pourra fournir 100 watts en modulation de fréquence.

En résumé, en faveur de la modulation de fréquence, nous notons :

1° Amélioration importante du rendement de l'émetteur ;

2° Possibilité de réaliser une émission à haute fidélité et à dynamique élevée (si l'on se désintéresse de la largeur du swing de fréquence), d'où nécessité de l'exploitation des ondes ultra-courtes ;

3° Réception antiparasite par écrêtage intégral (amplitude constante), quoique sur O.T.C., les parasites ne soient pas très gênants, à part ceux créés par les bougies de voitures automobiles ;

4° Enfin, les évanouissements sélectifs, qui concernent certaines fréquences du spectre HF et rendent la parole très difficilement compréhensible en modulation d'amplitude, n'ont presque aucun inconvénient en modulation de fréquence, puisque chaque fréquence BF est transmise en utilisant toute la largeur du spectre HF.

## § 2. — Emission

La question se pose d'une façon un peu paradoxale. En effet, la fréquence moyenne, dite porteuse, doit être parfaitement définie ; elle est obtenue, dans les postes commerciaux, à partir d'un quartz, par exemple. Or il s'agit de faire varier au rythme de la modulation, cette fréquence porteuse, alors que le quartz s'oppose justement à toute variation de fréquence.

Un procédé ancien de modulation de fréquence consiste, tout bonnement, à placer un microphone - condensateur MC (microphone électrostatique) en parallèle

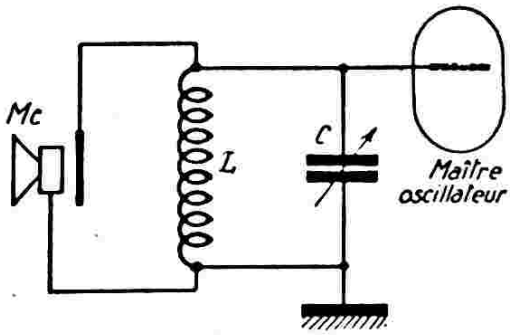



*Fig. XVIII-4*

sur le circuit oscillant LC d'un maître-oscillateur non piloté par quartz (fig. XVIII-4). Mais les résultats sont très médiocres !

Avant d'entrer dans les détails des procédés de modulation de fréquence plus modernes, le lecteur aura intérêt à revoir « *les lampes de glissement* » (chapitre IV, § 14), montages qui sont fréquemment utilisés dans la technique actuelle.

### I. — Procédé Armstrong.

Par un montage déjà ancien, le professeur Armstrong a résolu le problème par l'artifice suivant : il a réalisé un pilote quartz sur une fréquence relativement *basse*, qui fournit un courant H.F. pouvant s'exprimer, on le sait, sous la forme :

$$i = I \cos (2 \pi F t + \varphi),$$

relation dans laquelle F est la fréquence, et $\varphi$ la phase. Et c'est la phase $\varphi$ que Armstrong fait varier périodiquement aux fréquences acoustiques. Il superpose deux tensions à la même fréquence, l'une étant une porteuse non modulée, l'autre étant modulée en amplitude, mais déphasée de $\pi/2$ et débarrassée de la porteuse.

On a donc une oscillation résultante soumise à une légère modulation de phase, qui correspond à un faible swing ; mais elle devient une véritable modulation de fréquence à la suite d'un nombre imposant de multiplications de fréquence.

Puis Armstrong a amélioré ce premier procédé de la façon suivante (fig. XVIII-5) :

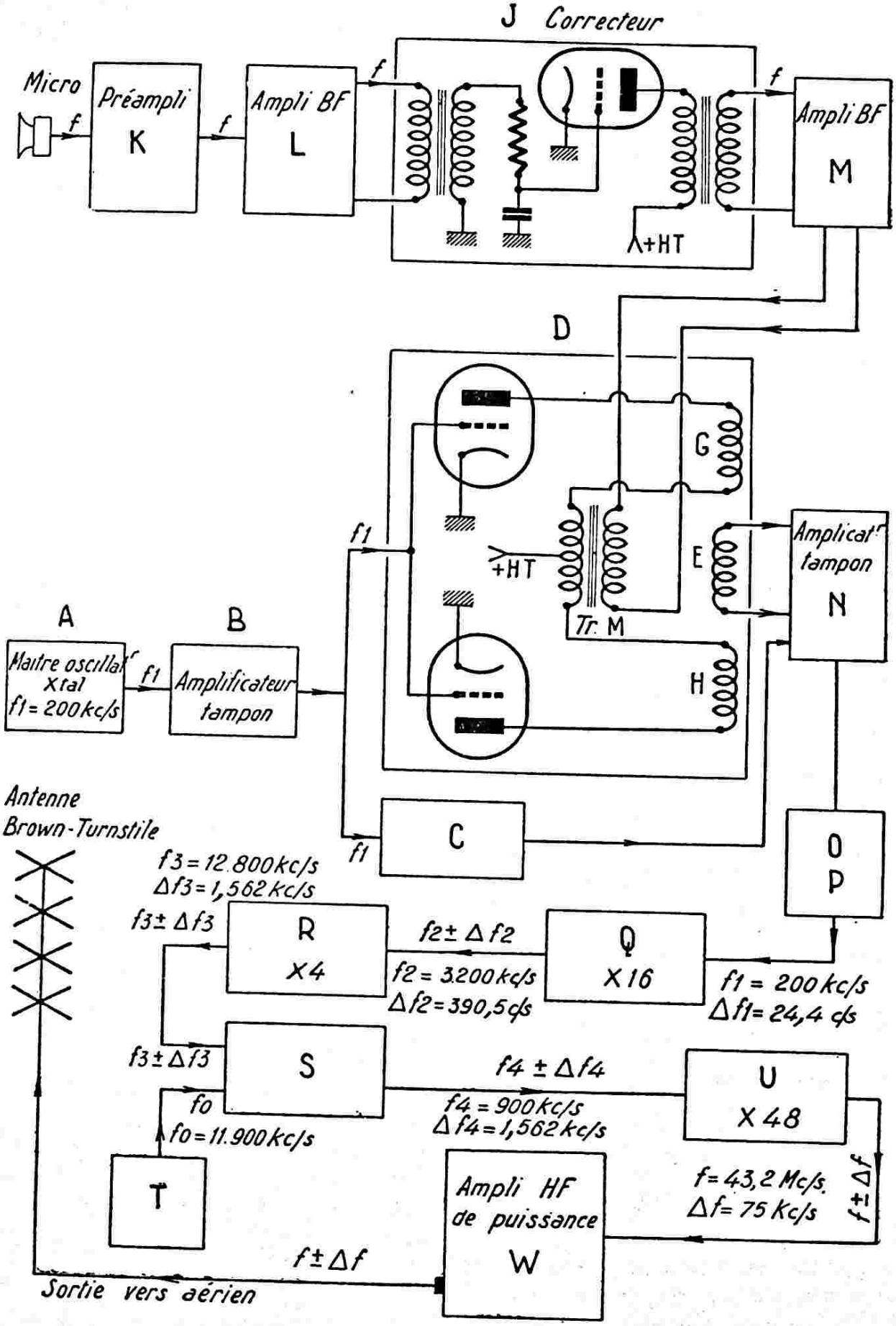

J Correcteur
Micro
Préampli
K
Ampli BF
L
Ampli BF
M
+HT
D
G
E
H
+HT
Tr. M
Amplicat^r tampon
N
A
Maitre oscillat^r Xtal
f1 = 200 kc/s
B
Amplificateur tampon
C
O
P
Antenne Brown-Turnstile
f3 = 12.800 kc/s
Δf3 = 1,562 kc/s
f3 ± Δf3
R
X4
f2 ± Δf2
f2 = 3.200 kc/s
Δf2 = 390,5 c/s
Q
X16
f1 = 200 kc/s
Δf1 = 24,4 c/s
f3 ± Δf3
S
f4 ± Δf4
f4 = 900 kc/s
Δf4 = 1,562 kc/s
U
X48
fo
fo = 11.900 kc/s
T
Ampli HF de puissance
W
f = 43,2 Mc/s.
Δf = 75 Kc/s
f ± Δf
f ± Δf
Sortie vers aérien

Fig. XVIII-5

L'émetteur comporte un oscillateur cristal classique A, travaillant sur une fréquence $F_1 = 200$ kc/s. (Notons que les chiffres choisis pour les fréquences sont des exemples donnant l'ordre de grandeur). Ensuite vient un amplificateur tampon B. Le signal amplifié $F_1$ est partagé en deux circuits à la sortie de cet amplificateur B ; le premier aboutit à un amplificateur C, le deuxième à un modulateur équilibré D. Les bobines G et H sont montées en opposition, de façon à donner au modulateur équilibré une caractéristique telle qu'une force électromotrice n'est induite dans ce modulateur que lorsque le transformateur de modulation Tr.M. est excité. De plus, la tension induite est due seulement aux deux bandes latérales qui résultent d'une modulation d'amplitude (soit les deux derniers termes de l'équation (2), puisque la porteuse a été supprimée). Le couplage inductif de la bobine E avec les bobines G et H produit un déphasage de 90° de la tension induite par rapport à la tension $F_1$ à la sortie de B. Ce système correspond donc bien aux diagrammes vectoriels de la figure XVIII-2B. Dans l'amplificateur tampon haute fréquence N, nous nous trouvons, par conséquent, en présence d'un système de modulation de fréquence. Toutefois, l'étude de l'équation (3) montrerait que l'angle maximum *d* entre les secteurs *a* et *c* de la figure XVIII-2B, varie en raison inverse de la fréquence de modulation. Pour que tout se passe correctement, le dispositif comprend un amplificateur de correction BF (ampli J) monté à la suite du préamplificateur K et de l'amplificateur L de tension microphonique. Son amplification est inversement proportionnelle à la fréquence *f* fournie par le microphone. Sans ce dernier dispositif, l'émetteur aurait nettement une modulation de phase, et non de fréquence. Un dernier étage d'amplification M est utilisé avant l'application des signaux B.F. sur le modulateur équilibré.

Au cours des diverses opérations décrites, un certain niveau de modulation en amplitude parasite se trouve introduit. Ces fluctuations sont éliminées par un tube limiteur de courant O, monté à la suite de l'amplificateur tampon N. Ce tube travaille à saturation ; mais il introduit, d'autre part, des distorsions H.F. ; aussi le fait-on suivre d'un filtre passe-bas P qui coupe ces distorsions.

Le niveau de modulation de fréquence que peut introduire le modulateur équilibré est limité par la distorsion d'amplitude, et l'angle *d* du diagramme vectoriel ne peut être très grand. A la sortie de *P*, tout comme depuis la sortie de D d'ailleurs, nous avons, pour la fréquence moyenne porteuse $F_1 = 200$ kc/s, un swing de fréquence maximum $\Delta F_1 = 24{,}4$ cycles/s. Toutefois, comme il est avantageux d'utiliser une large bande de fréquence pour divers motifs, et entre autres, pour la « dynamique » de l'émission, plusieurs étages multiplicateurs de fréquence suivent P.

Nous avons tout d'abord, pour remplir ce rôle, l'amplificateur multiplicateur Q, qui multiplie la fréquence porteuse $F_1$ et le swing de fréquence par 16. A la sortie de Q, on a donc :

$$F_2 = 16\ F_1 = 3.200 \text{ kc/s}$$

et

$$\Delta F_2 = 16\ \Delta F_1 = 390{,}5 \text{ c/s.}$$

Puis, l'amplificateur R multiplie, de nouveau, ces résultats par 4 ; ce qui fait, à la sortie de R :

$$F_3 = 4\ F_2 = 12.800 \text{ kc/s}$$

$$\Delta F_3 = 4\ \Delta F_2 = 1{,}562 \text{ kc/s.}$$

Tous les étages multiplicateurs doivent, en général, comporter plusieurs tubes en cascade, afin de réaliser correctement les multiplications de fréquence importantes indiquées.

Pour une fréquence porteuse de 12,8 Mc/s, on voit que le swing de fréquence maximum n'est pas encore très élevé. Aussi en S, nous avons un étage convertisseur de fréquence qui permet de diminuer de nouveau la fréquence porteuse. On fait battre $F_3$ avec la tension d'un oscillateur quartz T de fréquence $Fo = 11.900$ kc/s. La fréquence porteuse résultante est égale à la différence $F_3 - Fo = F_4$, soit 900 kc/s. Ainsi, notre fréquence porteuse redevenue faible, va nous permettre de recommencer les multiplications de fréquence, afin d'accroître le swing des déviations. Car avec le convertisseur (méthode du changeur de fréquence), à la sortie de S, nous avons toujours le *même swing*, soit :

$$\Delta F_4 = \Delta F_3 = 1.562 \text{ kc/s.}$$

Une cascade d'amplificateurs multiplicateurs, représentés en U, opère une multiplication de 48 sur la porteuse $F_4$ et la déviation maximum $\Delta F_4$ ; ce qui donne à la sortie de U :

$$F = 48\ F_4 = 43{,}2 \text{ Mc/s}$$

et

$$\Delta F = 48\ \Delta F_4 = 75 \text{ kc/s,}$$

soit un *swing maximum* ou *déviation nominale* déjà appréciable !

Ce swing de 75 kc/s a tendance à être adoptée comme *incursion standard*.

Ensuite, et pour terminer, avant d'envoyer l'énergie sur l'aérien, on trouve un amplificateur de puissance W classe C. Ce dernier étage ne change rien, ni à la fréquence porteuse, ni à la valeur de la déviation ; il est là uniquement pour « faire des watts » ; de son importance dépend la puissance de l'émetteur.

L'ensemble complet est prévu pour utiliser des lampes ordinaires de réception, à l'exception, bien entendu, de l'amplificateur final W ; ce dernier est équipé d'un ou de plusieurs tubes de puissance, et est prévu pour laisser passer la large bande de fréquences utilisée par le signal.

En manière de conclusion : procédé assez complexe, surtout du point de vue de l'amateur.

### II. — Procédé par tube à réactance.

Un tube monté en réactance variable (self ou capacité), selon les principes exposés chapitre IV, § 14 et commandé par l'amplificateur B.F., commande, à son tour, un maître-oscillateur pilote et lui impose une modulation de fréquence. Mais un maître-oscillateur non piloté par cristal n'étant pas suffisamment stable, on est obligé d'effectuer une correction automatique de la fréquence moyenne porteuse (tout au moins dans les stations commerciales).

Le schéma de principe d'un tel montage est donné sur la figure XVIII-6. Voici, en quelques mots, comment fonctionne la correction automatique de fréquence : on fait battre la fréquence moyenne porteuse à contrôler avec celle d'un quartz dit « quartz de référence » ; la fréquence résultante est appliquée à un discriminateur (nous avons vu au chapitre IV, § 15, le montage de tels circuits). Selon son principe, le discriminateur délivre une tension continue proportionnelle à l'écart entre la fréquence résultante et la fréquence de réglage du discriminateur. C'est cette tension continue qui, appliquée également sur le tube modulateur à réactance, corrige la fréquence du pilote.

Nous verrons plus loin un montage de tube modulateur à réactance permettant une modulation de fréquence directement sur un maître-oscillateur à quartz (modulation à bande étroite, cependant !).

### III. — Procédé de la self-inductance saturée.

Ce système a été très employé dans de nombreuses séries d'émetteurs à modulation de fréquence de l'U.S. Army. Le courant H.F. en provenance du pilote et le courant B.F. modulateur sont superposés

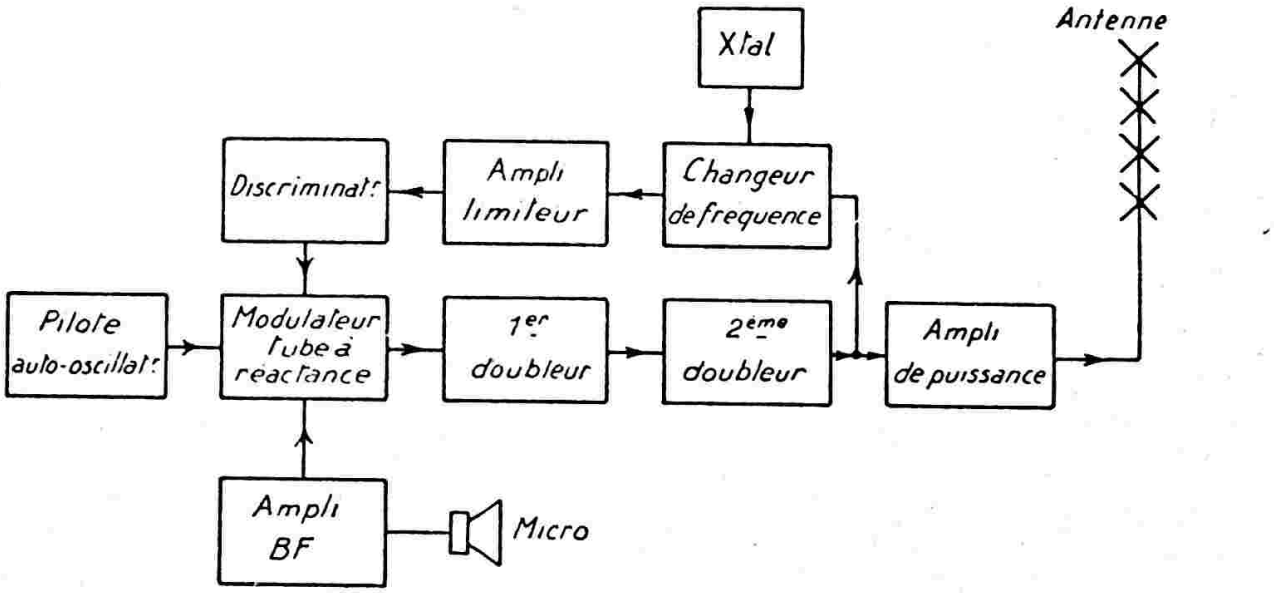



*Fig. XVIII-6*

dans une self-inductance à noyau de fer (souvent toroïdale) à faible courant de saturation. La figure XVIII-7-1 donne une idée de la forme du courant qui passe dans cette bobine ; en effet, chaque fois que la saturation cesse, des pointes de tension E, E', E'', etc... y sont induites. Ces impulsions, nées au rythme du courant B.F, sont, par conséquent, modulées en *position* par rapport au temps *t* (donc modulation de phase). De ces impulsions, on réalise une composante sinusoïdale qui se trouve

modulée en phase. Disons cependant que la construction de la self-inductance, âme du procédé, est très délicate.

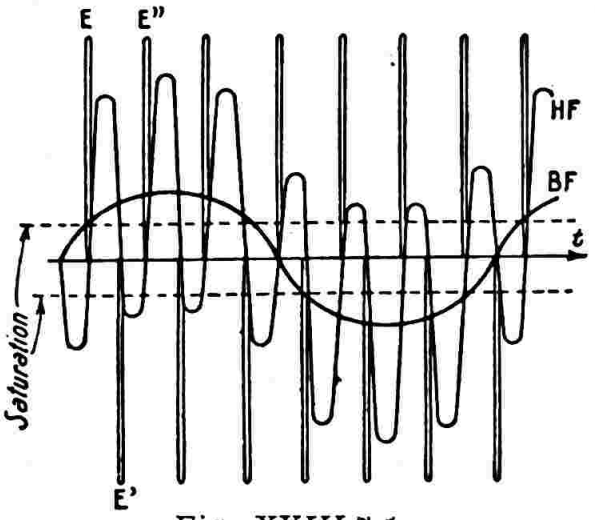



*Fig. XVIII-7-1*

## IV. — Procédé de la diode modulatrice.

En parallèle sur le circuit oscillant de pilotage (VFO), on place un condensateur C dont l'effet de dérive de fréquence est commandé par une diode, cette dernière étant elle-même commandée par les signaux B.F. (fig. XVIII-7-2). Il est possible de régler la largeur du swing en ajustant le condensateur C. Voilà l'explication toute simple d'un système également simple, mais extrêmement intéressant et efficace.

Nous arrêterons là cette petite revue théorique des procédés de modulation en fréquence et en phase, tout en précisant cependant qu'ils ne sont pas les seuls employés ; il y en a encore d'autres plus ou moins complexes et plus ou moins intéressants.

### Quelques réflexions.

Avant d'entrer dans le domaine pratique tant attendu par l'amateur, accordons-nous quelques minutes de réflexion sur ce que nous venons d'étudier ensemble, afin d'avoir des idées très précises sur cette question de modulation.

Nous avons vu plus avant qu'en développant mathématiquement la relation (3), on constate une infinité de bandes latérales séparées par des intervalles égaux à la fréquence $f$ de modulation. Nous avons dit *infinité*, au point de vue mathématique, car les amplitudes de ces bandes latérales diminuent très rapidement lorsque leur rang croît, de telle sorte que, pratiquement, on peut les limiter à un certain nombre. C'est cette importante remarque qui permet de parler de la *bande de fréquence* occupée par un émetteur modulé en fréquence ou en phase.

Si l'on se limite à considérer $n$ bandes latérales espacées de la fréquence de modulation $f$, on a un spectre de largeur totale $l = 2\ n\ f$.

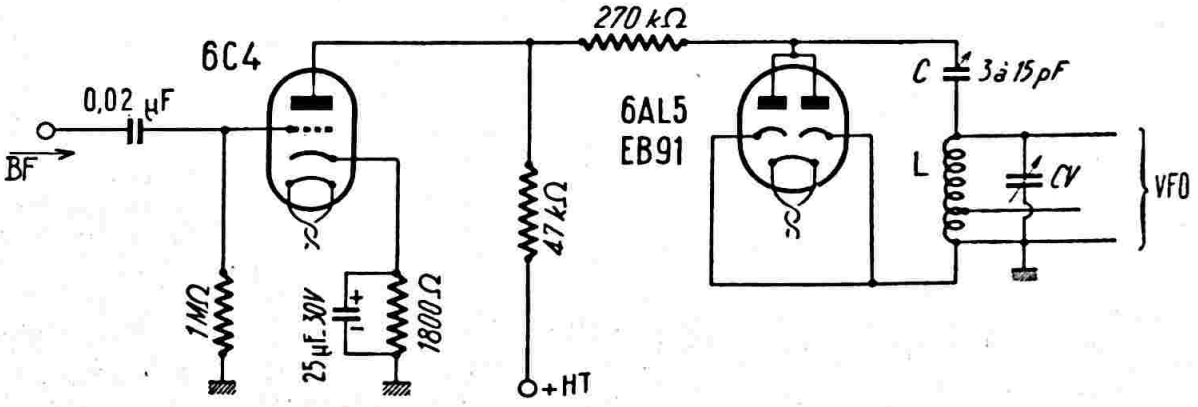



*Fig. XVIII-7-2*

Naturellement, la diode à vide 6AL5/EB91 peut parfaitement être remplacée par une diode à cristal de germanium type OA85 ou OA95 par exemple, ou mieux par une diode « varicap » (types BA102, BA111, etc.) — diodes au silicium à variation de capacité en fonction de la tension.

En modulation de fréquence :

$$l = 2\ (\Delta\omega)$$

relation dans laquelle $\omega$ est égal au swing de fréquence multiplié par $2\ \pi$.

Et en modulation de phase :

$$l = 2\ (\Delta\varphi)\ f$$

On voit que la largeur du spectre est indépendante de la fréquence B.F. de

modulation $f$ dans le cas d'une onde modulée en fréquence ; mais que, par contre, cette largeur en dépend dans le cas d'une onde modulée sur la phase. En réalité, la largeur du spectre constitué par $n$ bandes latérales est fonction de $f$ : une diminution de cette fréquence de modulation correspond à une réduction de l'intervalle entre les bandes latérales successives et à un accroissement du nombre de ces bandes.

On n'a pas intérêt à faire une émission modulée en fréquence sur une bande étroite. Nous parlons ici vraiment au point de vue exploitation, et non « amateurisme ». En fait, avec un fort swing, outre une meilleure « dynamique » de l'émission, il sera plus facile de se protéger contre les parasites, les brouilleurs et le bruit de fond, comme nous le verrons plus loin au § 3, consacré à la réception. Il ne faut cependant rien exagérer, en raison de la place importante qu'occuperaient de tels émetteurs aux swings imposants ! On est conduit à adopter un compromis et l'on se borne aux environs de 75 kc/s pour l'incursion maximum de fréquence (au point de vue stations commerciales, répétons-le).

Néanmoins, en modulation de fréquence à bande étroite, ou N.B.F.M. (narrow band frequency modulation), si on ne peut pas obtenir un effet très appréciable de réduction du bruit de fond et des parasites à la *réception*, il n'en reste pas moins vrai qu'à l'*émission*, on obtient un accroissement notable du rendement de l'émetteur qui peut fonctionner en régime C télégraphie.

Quelle que soit la valeur de la fréquence de modulation $f$ à transmettre, dans un émetteur à modulation de fréquence, tout le spectre H.F. est occupé (puisque le nombre de bandes latérales croît lorsque la fréquence diminue). Par contre, en modulation de phase, la largeur du spectre est fonction de $f$ ; le nombre de bandes latérales est invariable et les fréquences graves du registre sonore ne mettent en jeu qu'une partie restreinte de la bande passante. Sur ce point, la modulation de fréquence est plus intéressante que la modulation de phase.

Modulation de phase, modulation de fréquence : deux procédés différents qui aboutissent au même résultat, c'est-à-dire à l'incursion de la fréquence d'émission de part et d'autre de la fréquence moyenne ; c'est d'ailleurs pour cela que cette terminologie est souvent obscure dans beaucoup d'esprits. Rappelons que, dans un cas comme dans l'autre, l'expression « profondeur de modulation » ne signifie plus rien ; on parle alors d'*index de modulation*, cet index étant égal au quotient de la déviation maximum par la fréquence B.F. la plus élevée à transmettre. Dans une station d'émission d'amateur, cet index de modulation devra être raisonnablement situé entre 0,6 et 0,9.

Pour terminer, voici un extrait de la réglementation actuelle française concernant la modulation de fréquence :

« Ce procédé est admis sous réserve que l'excursion de fréquence ne dépasse pas $\pm$ 3 kc/s dans les bandes inférieures à 30 Mc/s, et $\pm$ 50 kc/s dans la bande 144 Mc/s. Dans les bandes déci et centimétriques, la seule limite imposée est que la plage de modulation ne déborde pas la gamme allouée aux amateurs. »

**Réalisations pratiques.**

A) *Bande 144 Mc/s.*

Nous donnons (fig. XVIII-8) le schéma complet d'un petit émetteur à modulation de fréquence pour la bande 2 mètres, et d'une puissance d'une vingtaine de watts input.

Cet *émetteur d'expérience* ne possède pas sa fréquence moyenne porteuse stabilisée par un quartz et se contente simplement d'un pilotage E.C.O. Ce serait un défaut s'il s'agissait de postes de radiodiffusion à grande puissance ; par contre, cette solution est admissible pour une installation d'amateur.

Le courant du micro cristal est amplifié par la pentode 6J7, et la tension recueillie est appliquée aux bornes d'un potentiomètre $P_1$, de 100.000 ohms. Par le jeu du curseur, une partie plus ou moins grande de cette tension est appliquée à la grille 3 de l'heptode 6L7. Cette dernière est montée en lampe de glissement, par variation de la self-induction dynamique ; sa pente varie sous l'action des tensions B.F. appliquées à la grille, et l'espace cathode-anode se comporte comme une self-induction variable. Puisque cet espace est branché en parallèle sur le circuit d'accord de l'oscillateur E.C.O. 6AQ5, la H.F. produite voit sa fréquence moyenne varier au rythme des signaux B.F., et c'est bien là le but recherché.

Le reste du schéma est tout à fait classique. Le circuit d'accord E.C.O. est réglé sur 36 Mc/s ; on réalise un premier doublage dans son circuit anodique, en l'accordant sur 72 Mc/s, et un second doublage dans le circuit anodique du tube tampon suivant (tube 1.232), accordé sur 144 Mc/s. Enfin, la lampe de puissance 7C5 fournit à l'antenne le courant H.F. amplifié. On la

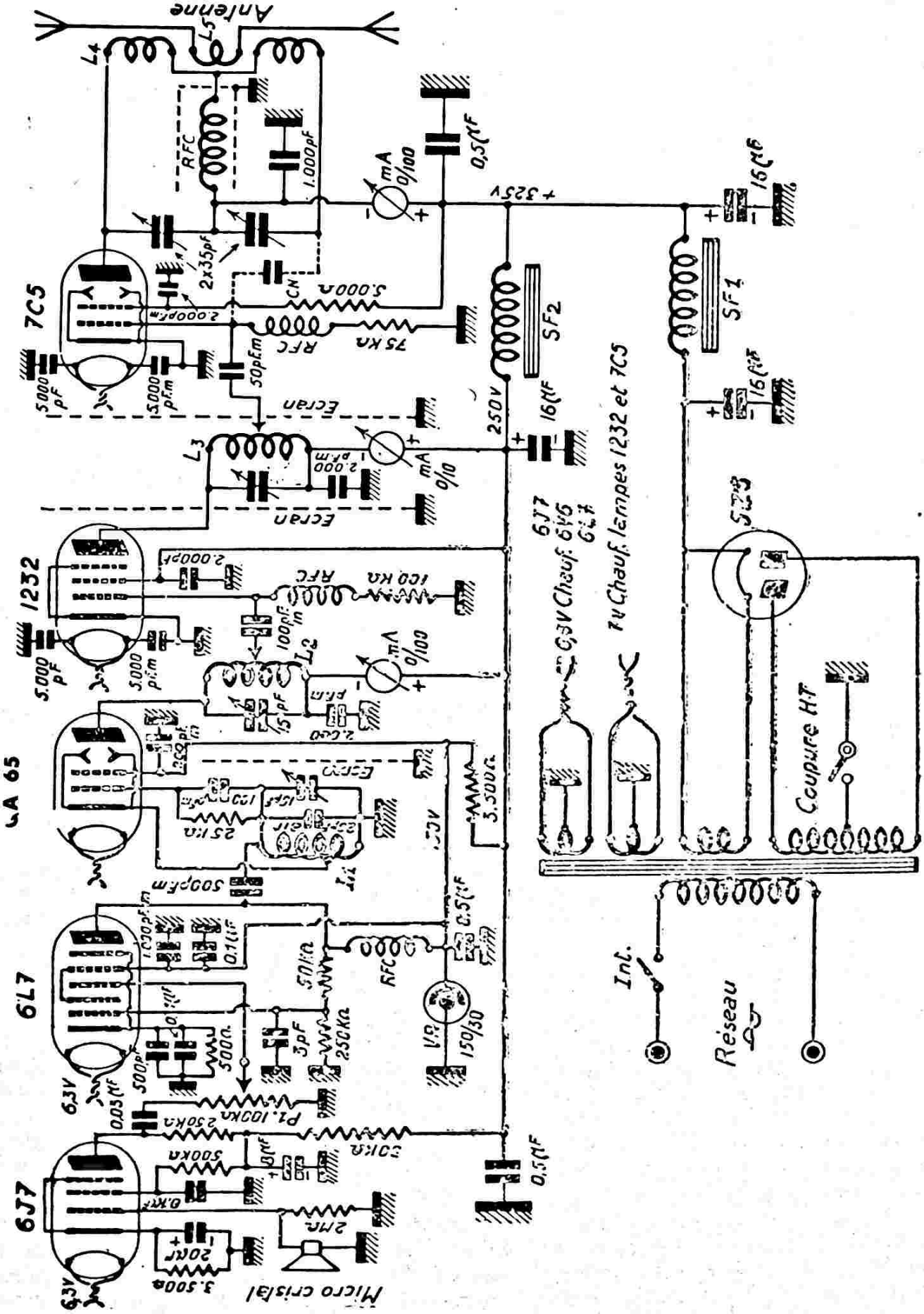

Antenne
L4
L5
RFC
1.000pF
mA 0/100
0,5μF
+325V
16μF
2x35pF
CN
5.000Ω
7C5
2.000pF.m
RFC
75KΩ
SF2
SF1
50pF.m
5.000 pF
5.000 pF.m
Ecran
250V
16μF
L3
2.000 pF.m
mA 0/10
Ecran
1232
2.000pF
RFC
100KΩ
100pF.m
L2
mA 0/100
5.000 pF
5.000 pF.m
15pF
2.000
GA 65
Ecran
25KΩ
3.500Ω
500pF.m
6L7
1.000pF.m
0.1μF
50KΩ
RFC
0.5μF
500Ω
3pF
250KΩ
VR
150/30
6,3V
500pF
0.03μF
P1. 100KΩ
250KΩ
6J7
500KΩ
0.5μF
2MΩ
20KΩ
3.500Ω
Micro cristal
6,3V
6J7
6V6
6L7
0,3V Chauf.
1V Chauf. lampes 1232 et 7C5
SF3
Coupure HT
Int.
Réseau

Fig. XVIII-8

neutrodynera si besoin est, par la capacité CN, de quelques picofarads, indiquée en pointillé. Rien n'empêche, d'ailleurs, soit d'utiliser une lampe plus puissante en finale, soit de placer à la suite un autre étage P.A. plus important.

Voici les caractéristiques des bobinages à réaliser :

$L_1$ : 6 spires de fil émaillé 8/10, bobinées sur un mandrin de carton bakélisé de 25 mm. de diamètre ; longueur du bobinage : 25 mm. ; prise de la cathode à 2 tours côté masse.

$L_2$ : 4 spires de fil émaillé 8/10, bobinées sur un mandrin de 15 mm. de diamètre ; longueur du bobinage : 6 mm ; accord par CV de 15 pF en parallèle.

$L_3$ : 3 spires de fil émaillé 8/10, bobinées sur un mandrin de 15 mm. de diamètre ; longueur du bobinage : 30 mm.

$L_4$ : 4 spires de 16/10 émaillé, bobinées sur air, diamètre 10 mm., longueur totale de 28 mm., avec un espace de 10 mm. au milieu, pour le couplage de $L_5$ : 2 spires de 16/10.

La haute tension d'alimentation de l'étage E.C.O. et de la lampe 6L7 de glissement est stabilisée par un tube régulateur au néon VR 150-30.

Les bobinages RFC sont des bobines d'arrêt U.H.F. de 80 à 100 tours de 30/100 deux couches soie, sur mandrin stéatite de 8 mm. de diamètre. Prévoir des blindages-écrans verticaux entre les différents étages, comme indiqué sur le schéma.

Lorsque le potentiomètre $P_1$ est au maximum, l'amplitude du swing de fréquence est de 35 kc/s environ autour de la fréquence moyenne porteuse de 144 Mc/s environ. Enfin, la mise au point s'effectue, comme de coutume, à l'aide des divers milliampèremètres « mA » placés dans chaque circuit à accorder.

Il est à noter que l'on peut remplacer les tubes 1232 et 7C5 par des tubes plus courants : respectivement, par les types 6BA6 et 6AQ5. On obtient des résultats équivalents. L'antenne utilisée est une « folded dipôle » (avec réflecteur) alimentée par un twin lead 300 Ω.

Pour les tubes BF, on pourra naturellement remplacer le 6J7 par un 6AU6, et le 6L7 par un 6AB7.

B) *Bande 7 Mc/s.*

L'émetteur décrit précédemment peut être modifié facilement pour l'exploitation en N.B.F.M. des bandes d'ondes décamétriques, et notamment de la bande 40 m.

Pour le travail sur plusieurs bandes, il suffit de faire fonctionner les étages intermédiaires, soit en tampon, soit en multiplicateur de fréquence. Cependant, l'oscillateur E.C.O. aura toujours son circuit anodique accordé sur l'harmonique 2 du circuit grille. Sans aucune autre multiplication de fréquence, il est possible d'obtenir un swing maximum de 8 kc/s ; aussi, par la manœuvre du potentiomètre de modulation, réglera-t-on ce swing à la valeur maximum permise, soit 3 kc/s. On voit qu'en N.B.F.M., les incursions de fréquence requises sont faciles à obtenir. Nous ne parlerons pas de la valeur des bobinages et des C.V. équipant chaque circuit accordé ; nos lecteurs ont déjà eu de multiples exemples dans les pages de cet ouvrage.

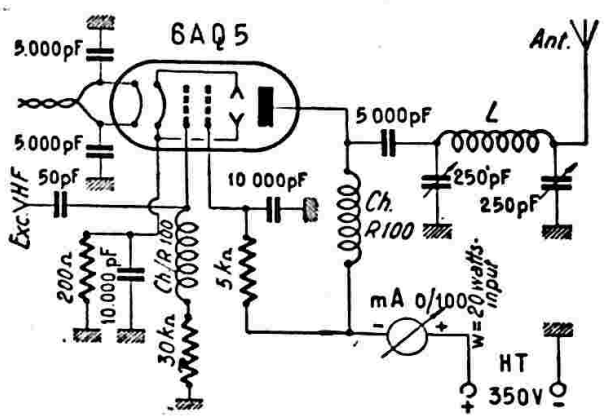



*Fig. XVIII-9*

Naturellement, les bobines d'arrêt ne seront plus du type pour U.H.F., mais tout simplement des classiques « R100 ». A titre documentaire, la figure XVIII-9 donne le schéma de l'étage final de cet émetteur, étage équipé d'un tube 6AQ5 et établi avec circuit de sortie « Jones » donnant une grande liberté dans le choix de l'aérien.

Pour la bande 40 m., L = 20 tours de fil 16/10 émaillé sur un mandrin en stéatite de 30 mm. de diamètre, bobinés sur 40 mm. de longueur.

Si l'on se limite, comme il se doit, à un swing de ± 3 kc/s, l'emploi de cet émetteur est d'ailleurs très comique... car les amateurs s'apercevant qu'il ne s'agit pas d'une modulation en amplitude sont vraiment peu nombreux !

Le *rendement* de l'émetteur est d'ailleurs excellent, et peut être encore amélioré... si l'on ne craint pas la modulation type « téléphone ». Le procédé consiste à écrêter, à couper toutes les petites « dentelles » positives et négatives des ondes vocales, dentelles donnant le caractère propre à la modulation de chacun, mais inefficaces

dans la transmission. Cet écrêtage est obtenu par un tube double triode 6N7 monté comme il est indiqué sur la figure XVIII-10 entre la sortie de l'amplificateur B.F. et l'attaque de la lampe à réactance. Le tube écrêteur est suivi d'un filtre passe-bas coupant toutes les fréquences supérieures à 3.000 c/s.

L = 800 m H = 450 tours de fil 3 à 4/10 de mm émaillé sur une section magnétique de 1 cm² ; puis faire l'ajustage au pont de mesure.

Naturellement, le système écrêteur de la figure XVIII-10 convient pour n'importe

**Blocs pour modulation à bande étroite.**

Nous ne nous étendrons pas davantage sur la réalisation d'émetteurs complets pour la modulation de fréquence. En effet, tous les émetteurs prévus pour la modulation d'amplitude que nous avons décrits au cours des chapitres précédents, peuvent très rapidement être transformés en émetteur à modulation de fréquence. Pour cela, on leur adjoint un bloc spécial pour N.B.F.M. dont trois exemples de montage vont être décrits dans les lignes suivantes.

Il suffit de connecter à la sortie de ces blocs les étages séparateurs réalisant les

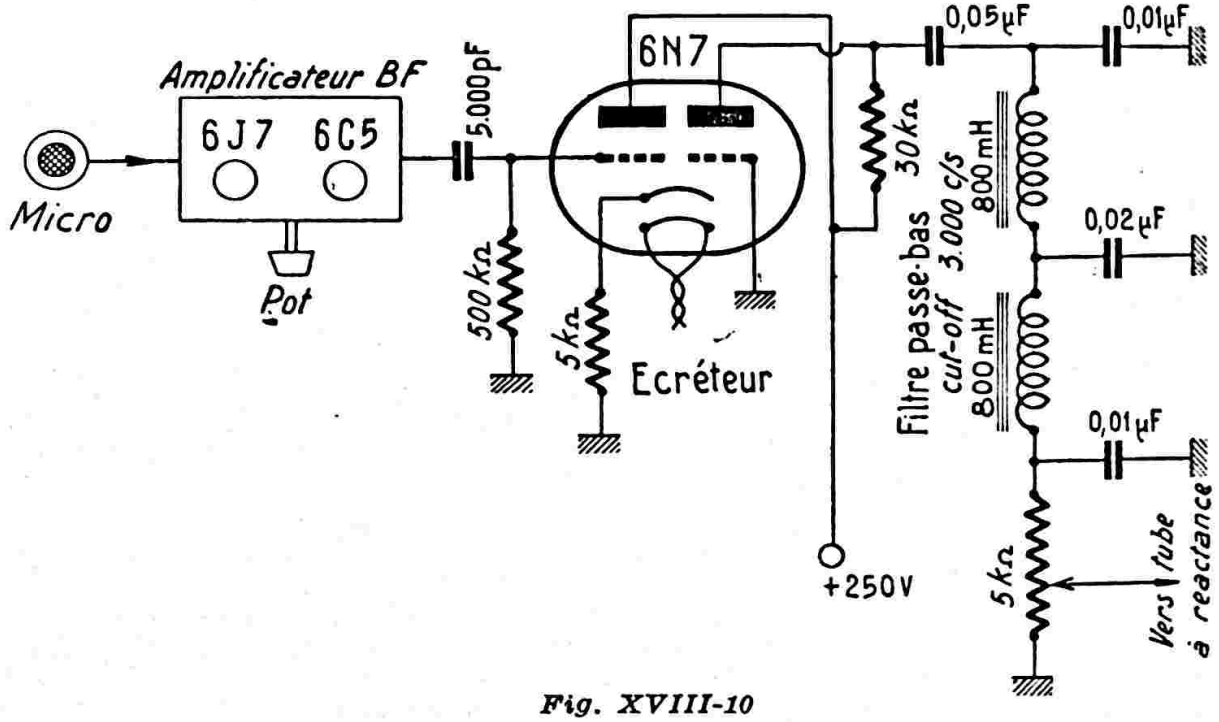



*Fig. XVIII-10*

quel montage de tube à réactance et pourra être utilisé dans tous les blocs pour N.B.F.M. que nous allons voir dans la suite. Avec ce dispositif, la modulation perd naturellement beaucoup de son caractère propre ; mais, d'une part, grâce à l'écrêteur, il ne subsiste que la partie efficace des ondes vocales, et, d'autre part, avec le filtre, on est certain de ne pas « passer » les infinités d'harmoniques produites par l'écrêtage des signaux. En résumé, il ne reste que la partie efficace, utile à l'intelligibilité de la parole. Les amateurs cherchant les *rendements élevés* ont atteint leur but ; ceux qui préfèrent la *qualité* élimineront ce dispositif écrêteur et son filtre. (On se souvient que ces dispositifs écrêteur - filtre peuvent être employés aussi sur la modulation en amplitude ; voir chapitre X, § 9.)

doublages, triplages ou quadruplages successifs de la fréquence, afin de faire travailler l'étage final dans la bande désirée; nous ne reviendrons pas sur cette question maintenant bien connue de nos lecteurs (chapitre V).

L'étage pilote de l'émetteur modulé en amplitude, de même que l'amplificateur B.F. de modulation, seront isolés et non utilisés (fig. XVIII-11). Encore plus simplement, on pourra adopter le système de la diode modulatrice directement sur le VFO, montage séduisant et efficace de la figure XVIII-7-1.

A. — *Pilotage par oscillateur « électron-coupled »* (fig. XVIII-12).

La sortie fournit des oscillations modulées en fréquence sur une fréquence moyenne porteuse de l'ordre de 14 à 15 Mc/s.

Le montage est simple : nous avons deux lampes amplificatrices de tension en cascade, 6J7 et 6C5 (la 6J7 étant attaquée par le microphone à cristal). La sortie de la 6C5 module la lampe de glissement

une déviation linéaire de 1,5 kc/s pour une attaque de 2 volts de pointe sur la grille de la 6L7.

La valeur du swing de modulation en fréquence *à la sortie de l'émetteur*, dépend

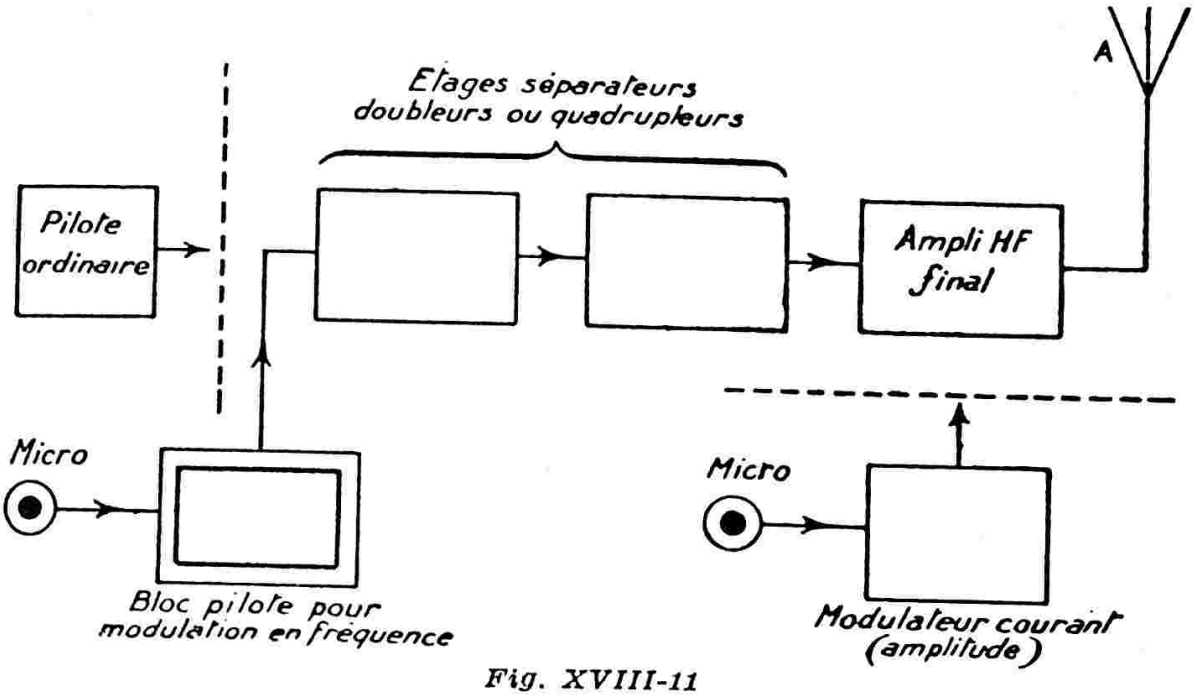



*Fig. XVIII-11*

6L7 ; nous ne reviendrons pas sur le mode de fonctionnement de ce tube. Cette 6L7 fait varier la fréquence de l'oscillateur

évidemment de la multiplication de fréquence qui suit le bloc pilote modulé, ainsi que de la valeur de tension de commande

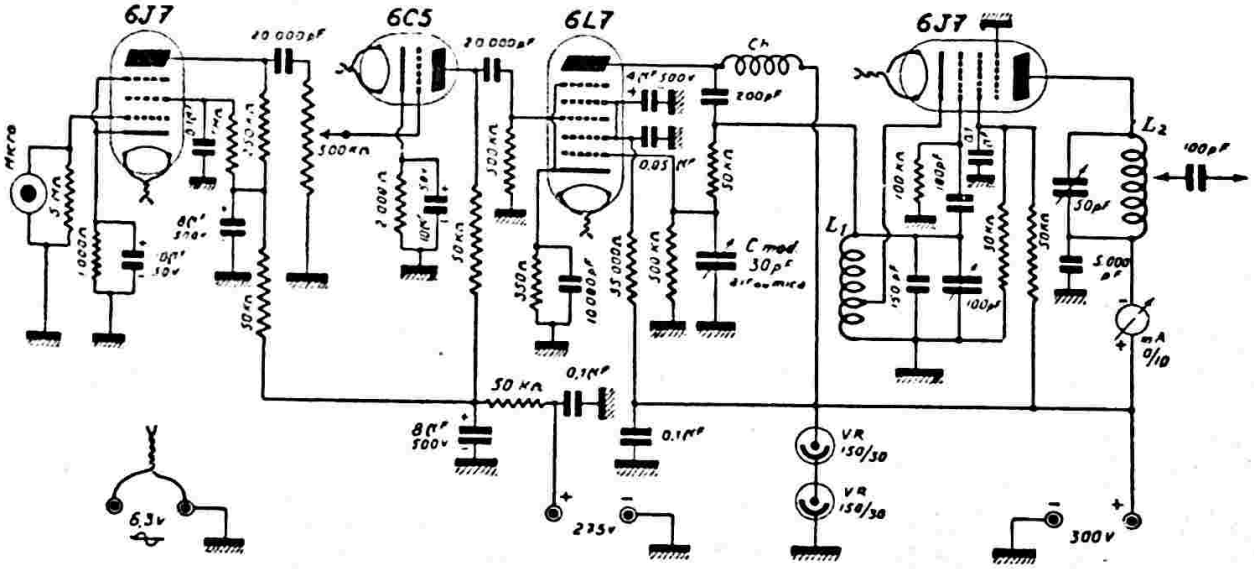



*Fig. XVIII-12*

pilote E.C.O. — 6J7, de part et d'autre de la fréquence moyenne porteuse, au rythme de la modulation.

La sensibilité du modulateur est commandée par le réglage de *C. mod.* (30 pF air ou mica ajustable). Au *maximum* de sensibilité (swing de fréquence), c'est-à-dire au réglage de capacité *minimum*, on obtient

du tube à réactance 6L7 (tension réglable par le potentiomètre grille 6C5).

De toute façon, on peut compter pour une déviation linéaire, sur un swing *maximum* d'environ 6 kc/s à 28 Mc/s, 15 kc/s à 72 Mc/s et 30 kc/s à 144 Mc/s.

Il est d'ailleurs recommandé, pour obtenir une déviation linéaire, de ne pas accor-

der les circuits de l'émetteur exactement à la résonance, mais *légèrement* sur le bord de celle-ci.

La partie amplificatrice B.F. est alimentée par une tension redressée et filtrée de 275 volts ; quant au tube pilote et au tube modulateur (lampe de glissement), on leur applique 300 volts redressés, filtrés et stabilisés par deux tubes régulateurs à gaz VR 150 — 30 montés en série.

Voici les caractéristiques des bobinages :

CH = bobines d'arrêt habituelles : 2,5 mH (type R100, par exemple).

$L_1$ = 11 tours de fil cuivre 10/10 de mm. émaillé, enroulés sur un mandrin de 25 mm. de diamètre et sur une longueur de 20 mm. ; prise cathode à 3 tours côté masse ; circuit accordé entre 7 et 7,5 Mc/s.

$L_2$ = 10 tours de fil cuivre 10/10 de mm. émaillé, enroulés sur un mandrin de 30 mm. de diamètre ; écartement de 1,5 mm. entre spires ; circuits accordés entre 14 et 15 Mc/s.

Mais il est bien évident que l'on peut très bien prévoir le circuit $L_1$ accordé sur 3,5 Mc/s, et le circuit $L_2$ sur 7 Mc/s (établir alors les bobinages en conséquence).

B. — *Pilotage par oscillateur quartz* (fig. XVIII-13).

C'est un montage voisin du précédent ; mais ici la fréquence moyenne porteuse est définie par un quartz, ce qui permet une grande stabilité. Malheureusement, et l'on s'en doute, il faut se contenter d'un swing de fréquence encore plus faible. On arrive néanmoins à créer une faible dérive de fréquence, au rythme de la modulation, sur un oscillateur quartz, en adoptant le montage indiqué.

Pour obtenir un swing intéressant sur les bandes U.H.F., on choisit un quartz de fréquence peu élevée (par exemple 3,5 Mc/s), ce qui nécessite une forte multiplication de fréquence et entraîne, en même temps, une multiplication du swing initial. La coupe du quartz intervient également : avec une coupe AT, on obtient une déviation de l'ordre de 200 cycles à 3,5 Mc/s, ce qui donne un swing de 1.600 cycles/seconde à 28 Mc/s, par exemple. Avec un cristal de coupe X, on obtient environ un swing de 1.000 cycles, toujours à 28 Mc/s ; et avec un cristal de coupe Y, 2.500 cycles à cette même fréquence porteuse moyenne. Cette dernière coupe est donc la plus favorable pour l'obtention d'un swing assez intéressant (environ 12 kc/s sur 144 Mc/s).

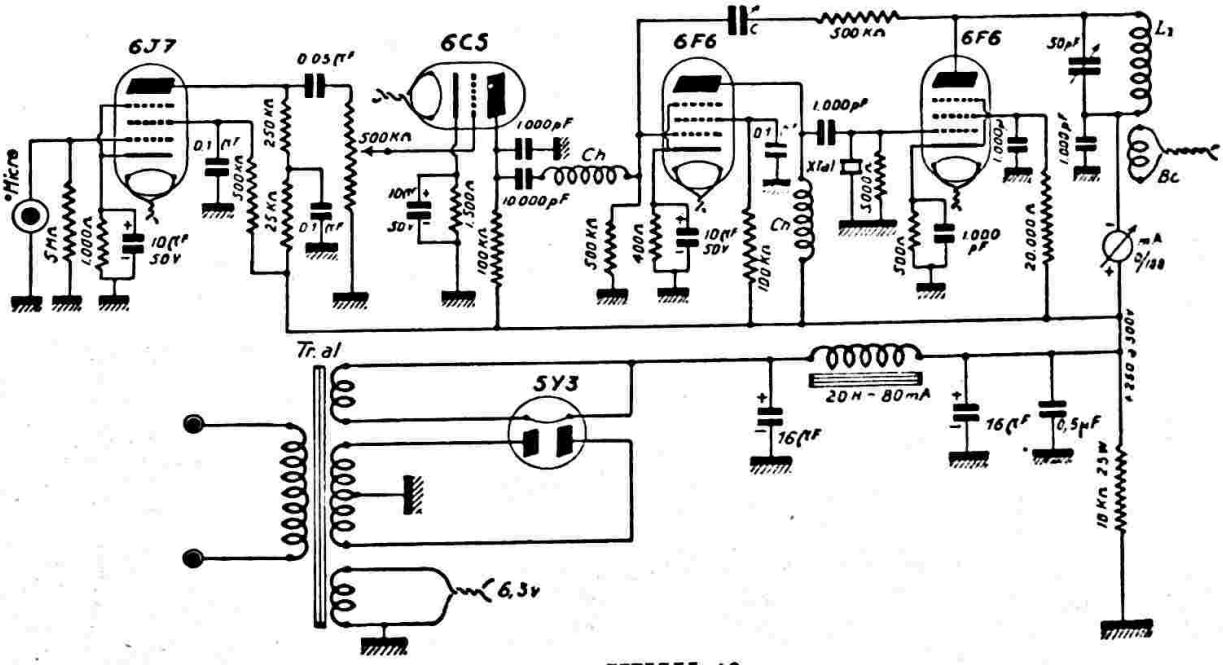



*Fig. XVIII-13*

L'amplificateur B.F. est toujours équipé des deux tubes en cascade 6J7 et 6C5 ; mais ici, la lampe de glissement (lampe modulatrice) est une 6F6. L'oscillateur pilote quartz est également équipé d'une 6F6.

**Notes :**

1° Sur la figure XVIII-12, les tubes 6J7 pourront être remplacés par des 6AU6 ou des EF86, le 6C5 par un 6C4 et le 6L7 par un 6BA7.

2° Même remarque peut s'appliquer au montage suivant (fig. XVIII-13) où, de plus, les tubes 6F6 pourront être remplacés par des EL84.

Les bobinages CH sont les bobines d'arrêt habituelles de 2,5 mH. Le condensateur C est un ajustable en céramique (diélectrique air) de 30 pF de capacité maximum ; sa valeur optimum de réglage se situe aux environs de 5 pF.

Enfin, on a $L_1$ = 56 tours de fil cuivre émaillé 4/10 de mm. bobinés sur un mandrin de 22 mm. de diamètre, et sur une longueur de 35 mm. ; puis BC = bobine de couplage côté froid pour l'excitation de l'étage multiplicateur suivant (8 tours même fil, même diamètre).

Même remarque que précédemment en ce qui concerne $L_1$, qui doit être accordé sur le côté proche de la résonance.

C. — *Modulateurs équilibrés à réactance.*

Le schéma de principe d'un modulateur de ce genre est donné sur la figure XVIII-14.

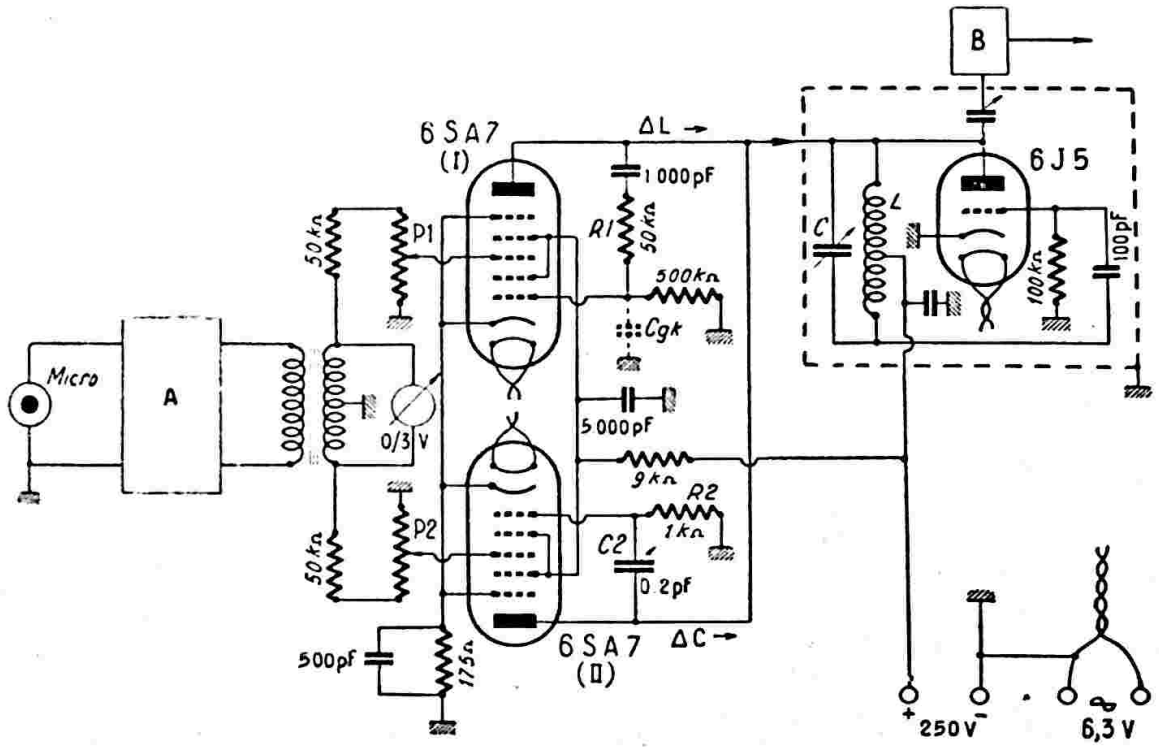



*Fig. XVIII-14*

A la sortie de l'amplificateur B.F. de tension A, nous avons deux tubes 6SA7 montés en opposition, dont l'un (I) travaille en modulateur à réactance inductive, et l'autre (II), en modulateur à réactance capacitive. Ces deux tubes commandent un maître-oscillateur Hartley équipé d'un tube 6J5 et lui imposent le swing de fréquence recherché. Cet oscillateur est accordé sur une fréquence de départ $F_1$ de 5.000 kc/s environ. On a C = condensateur variable de capacité maximum 25 pF et L = 32 tours de fil cuivre émaillé de 8/10 de mm. bobinés sur un diamètre de 25 mm. ; prise à 8 tours. Selon l'habitude, le pilote est suivi de nombreux étages B séparateurs multiplicateurs de fréquence, afin de faire « tomber » la fréquence de sortie dans les bandes U.H.F. d'une part, et d'autre part, d'obtenir un swing de fréquence intéressant.

Pour avoir un équilibre parfait des tubes modulateurs, on doit satisfaire l'égalité suivante :

$$\frac{\frac{1}{\Omega C_2}}{R_2} = \frac{R_1}{\frac{1}{\Omega C g k}}$$

C $g$ $k$ est la capacité interne dynamique grille-cathode du tube 6SA7 (I), capacité représentée en pointillés sur le schéma ; $C_2$, ajustable 0 à 2 pF ; $\Omega = 2\pi F_1$ ; d'autre part, on doit faire :

$$R_1 \geqslant \frac{5}{6{,}28\ C g k}.$$

Pour obtenir une incursion de fréquence bien symétrique de part et d'autre de la fréquence moyenne, on ajuste soigneusement les potentiomètres de grille $P_1$ et $P_2$ de 50.000 ohms.

D'autre part, il est à noter que l'on peut tout aussi bien réaliser le déphasage

pour l'attaque des tubes 6SA7 par un tube déphaseur 6SC7, ou 6SN7, etc..., selon le montage de la figure XVIII-15. Le reste du schéma, à la suite des tubes 6SA7, est inchangé.

D'autre part, un microphone piézo attaque une préamplificatrice 6J7, suivie d'une amplificatrice de tension constituée par un élément du tube double triode 6SN7. Le second élément de ce tube fonctionne en déphaseur pour l'attaque du push-pull modulateur 6SA7. Les signaux BF déphasés sont alors appliqués aux grilles 3 des 6SA7, si bien que lorsqu'une alternance BF positive arrive sur l'une des grilles 3 des 6SA7, et que par suite on augmente la conductance de ce tube, l'autre grille 3 reçoit une alternance négative. La sortie HF du tube 6SA7 recevant l'alternance positive, sera prédominante, et la phase en sera modifiée. Mais, remarquons, à la sortie du tube déphaseur 6SN7, le circuit atténuateur composé de résistances 100 kΩ et de condensateurs de 1.500 pF ; ce circuit apporte une atténuation voisine de 6 db par octave dans le milieu de la gamme des fréquences vocales. Comme nous l'avons dit précédemment, dans l'étude du procédé Armstrong, on obtient, avec ce système, un gain inversement proportionnel à la fréquence de modulation recueillie par le microphone. Sans ce dispositif, l'émetteur aurait une modulation de phase, et non de fréquence. Le swing de fréquence est bien proportionnel à l'amplitude des signaux BF, et non à leur fréquence.

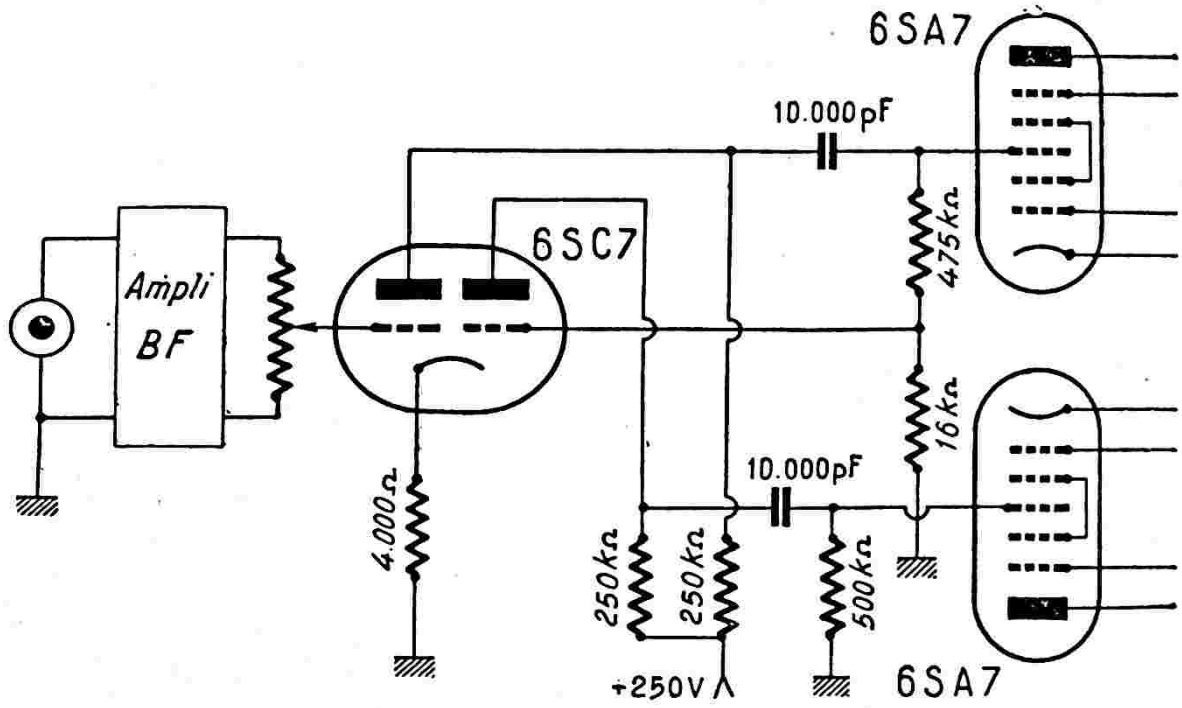



*Fig. XVIII-15*

La figure XVIII-16 donne, enfin, le schéma complet d'un montage de ce genre pour émetteur modulé en fréquence à bande étroite (modulation appliquée à un oscillateur quartz). Le principe reste le même, quoique le montage soit un peu différent ; nous allons l'étudier ensemble.

L'oscillateur quartz est équipé d'un tube 6AC7 (oscillateur Pierce entre grille et écran). Le circuit accordé plaque est réalisé avec un point milieu, de façon à obtenir, aux extrémités de $L_1$, des oscillations déphasées de 180° pour l'attaque des grilles 1 des tubes 6SA7. Mais dans la liaison de l'une des 6SA7, nous avons une simple résistance de 10.000 ohms, et dans la liaison de l'autre, deux capacités en série de 10 pF avec une résistance-shunt de 15.000 ohms. Ces organes permettent d'agir sur la phase des oscillations disponibles aux bornes de $L_1$, si bien que les attaques des grilles sont décalées seulement de 120° environ. Puisque les deux attaques $E_1$ et $E_2$ ne sont plus exactement en opposition (*fig. XVIII-17*), une composante résultante apparaît dans le circuit anodique (les deux plaques 6SA7 sont réunies en parallèle) ; cette résultante Er représente l'oscillation normale de sortie *non modulée*.

Remarquons encore le couplage direct (système Loftin-White) entre les deux éléments du tube 6SN7 ; cela est possible en

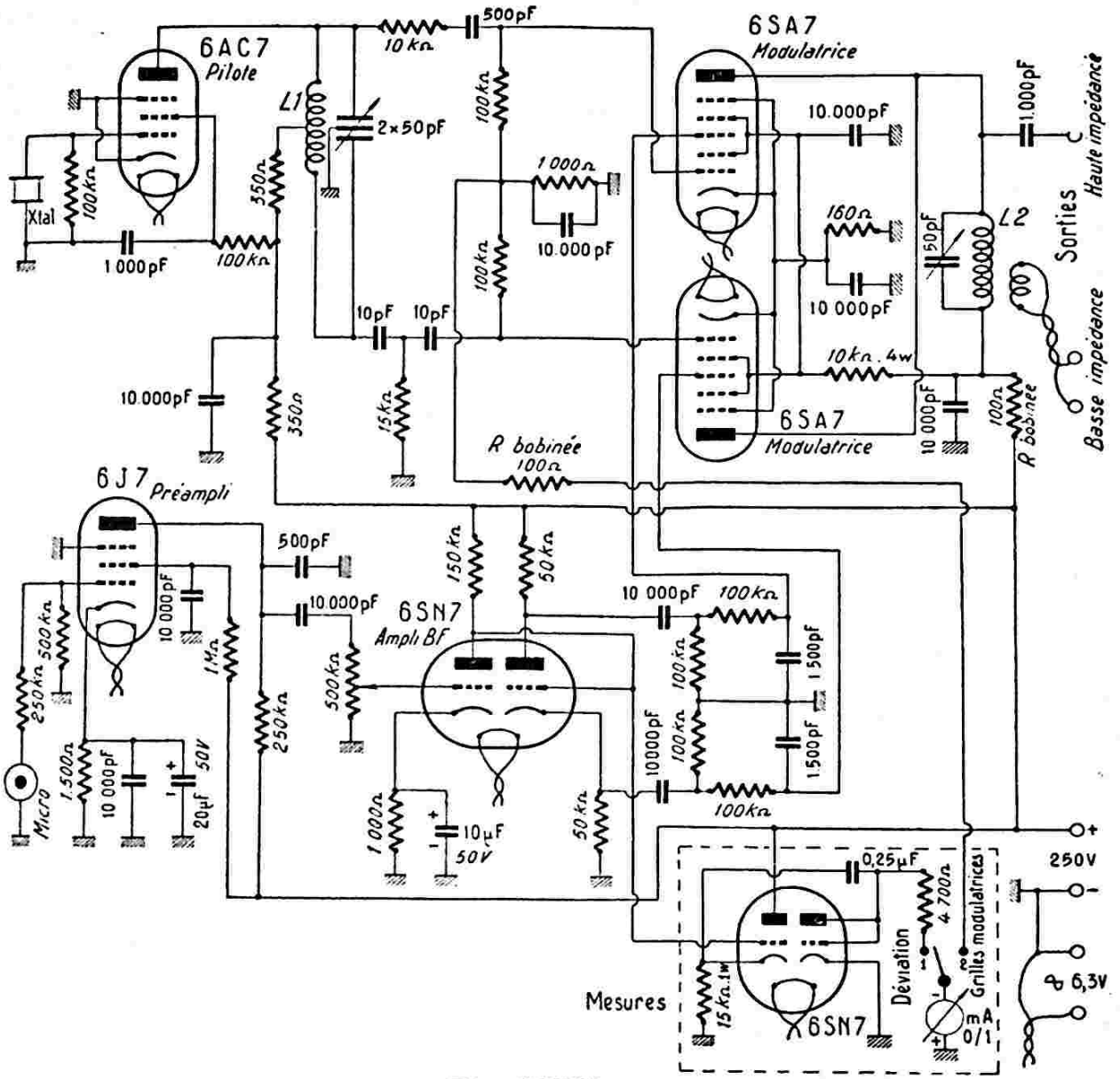



*Fig. XVIII-16*

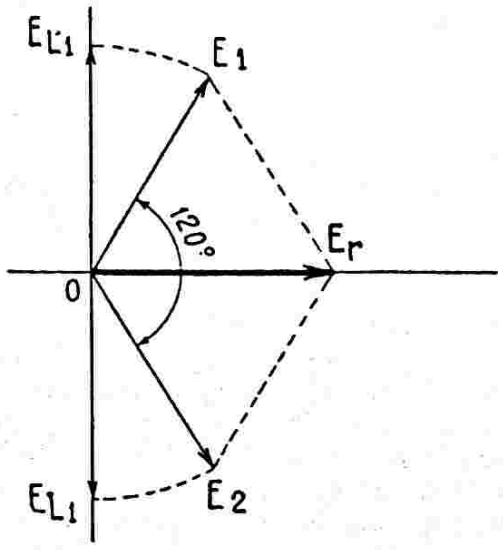



*Fig. XVIII-17*

raison de la tension très élevée de la cathode du second élément (environ 70 volts) du fait de la présence de la résistance de 50.000 Ω, résistance nécessaire pour la liaison à partir de cette électrode. On obtient, malgré tout, une polarisation d'une dizaine de volts pour la grille de cet élément triode déphaseur.

La section « mesures », encadrée de pointillés, est facultative, mais néanmoins très utile pour la mise au point. Cette partie comporte une double triode 6SN7, dont l'élément de gauche est monté en « cathode-follower » et l'élément de droite, en redresseur, pour la lecture sur le milliampèremètre mA. déviation totale 1 milliampèremètre. Par la manœuvre de l'inverseur Inv., ce milliampèremètre permet de mesurer le courant grille des tubes modulateurs et d'apprécier le swing de fréquence.

Le quartz Xtal est choisi dans la bande 3,5 à 4 Mc/s environ ; d'autre part, les circuits anodiques $L_1$ et $L_2$ sont accordés sur ces mêmes fréquences. L'inverseur Inv étant en position 2, on règle $L_1$, par le condensateur split-stator, de façon à obtenir un courant grille total pour les deux 6SA7

de 0,3 à 0,7 mA environ (suivant les possibilités du quartz !). Deux sorties sont prévues, suivant le mode de couplage désiré :

*a*) sortie haute impédance, pour couplage capacitif (environ 50 volts H.F. dans la bande considérée, soit de 3,5 à 4 Mc/s).

*b*) sortie basse impédance, pour couplage par ligne.

Par l'intermédiaire d'étages séparateurs multiplicateurs successifs, il sera facile d'amener la fréquence moyenne porteuse dans la bande désirée.

Plaçons maintenant l'inverseur *Inv* en 1, et graduons le cadran du milliampèremètre de 0 à 10 (en d'autres termes, multiplions par 10 la graduation existante). Nous pouvons alors évaluer facilement le swing de fréquence, par lecture directe : déviation totale 10 = swing de fréquence de 10 kc/s sur la bande 28 Mc/s (ou pour toute autre bande, si l'on se limite à une multiplication de 8 à partir de la fréquence du cristal).

Disons, enfin, pour en terminer avec ce modulateur, que tous les condensateurs d'une capacité de 10.000 pF et au-dessous, sont à diélectrique mica.

*Nota.* — Quel que soit le bloc pour modulation de fréquence employé, il va de soi que la *puissance rayonnée* par l'émetteur dépend uniquement du ou des *étages amplificateurs P.A.* faisant suite aux étages multiplicateurs de fréquence. Ces étages multiplicateurs, et de puissance, sont d'un montage courant, étages similaires à ceux employés dans le cas de la modulation en amplitude, mais, naturellement, réglés comme pour le régime classe *C* télégraphie (puisque l'amplitude des signaux H.F. est constante). Il est cependant recommandé, pour obtenir une variation linéaire du swing, de ne pas accorder les circuits de ces étages exactement à la résonance, mais *légèrement* sur le bord de celle-ci. On peut également amortir lesdits circuits accordés en les shuntant par des résistances de l'ordre de 20 à 90 kΩ. La valeur de ces résistances doit être d'autant plus faible que l'incursion de fréquence du swing devient importante.

D. — *Modulation de phase.*

La modulation de phase peut être obtenue, par l'amateur, selon le procédé simple suivant (fig. XVIII-18) : On dispose du modulateur à réactance de la figure XVIII-12, mais la sortie du tube 6L7 n'est plus appliquée sur l'étage pilote. Le tube à réactance 6L7 est connecté sur le circuit anodique L.CV. du premier étage intermédiaire FD de l'émetteur dont il fait varier légèrement l'accord au rythme de la modulation, ce qui entraîne une variation de phase. Le circuit anodique L.CV. sera soigneusement accordé en l'absence de modulation. La rotation de phase peut atteindre 30° ; ce qui signifie qu'un seul

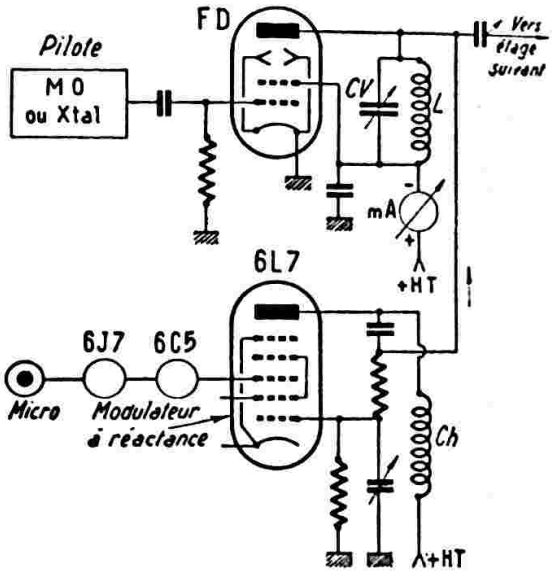



*Fig. XVIII-18*

étage *doubleur de fréquence* faisant suite à l'étage FD nous fera bénéficier d'une modulation largement suffisante (du point de vue « amateur », naturellement).

**Antennes.**

Au point de vue antennes spéciales pour émetteur à modulation de fréquence, il n'y a que peu de choses à dire. En effet, n'importe quel aérien d'émission convient en général assez bien pour rayonner une onde modulée en fréquence, pourvu que celui-ci soit, évidemment, taillé pour vibrer sur la fréquence moyenne porteuse. *Cela est particulièrement exact pour la N.B.F.M., pour laquelle tous les aériens vus au chapitre XIII conviennent.*

Naturellement une antenne spécialement établie pour un émetteur modulé en fréquence (*à déviation importante* — sur U.H.F.) devra laisser passer correctement, sans trop d'affaiblissement, la bande plus ou moins large du swing.

Aussi allons-nous voir un aérien spécialement construit pour ce genre d'exploitation (swing important) qui, outre sa bande passante assez large, permet un gain très appréciable par rapport à un dipôle simple, par exemple.

Cet aérien porte le nom de « Brown-Turnstile » (*Brown*, du nom de l'ingénieur qui l'a réalisé ; et *turnstile*, pour sa ressemblance — vu d'en bas — avec les barbelés de clôture).

L'allure générale de l'antenne est donnée par la figure XVIII-19 ; pour plus de clarté, nous n'avons pas représenté les feeders. On voit qu'elle est constituée par de multiples doublets disposés en croix et en étages.

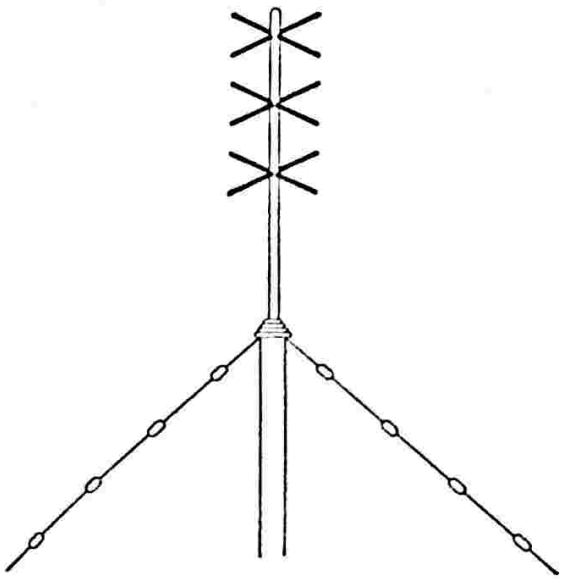


*Fig. XVIII-19*

Le nombre d'étages — trois, sur la figure — est d'ailleurs laissé au choix de l'installateur ; nous reviendrons plus loin sur le gain obtenu avec l'accroissement de ce nombre.

Tous les doublets sont évidemment alimentés par la même source H.F. modulée

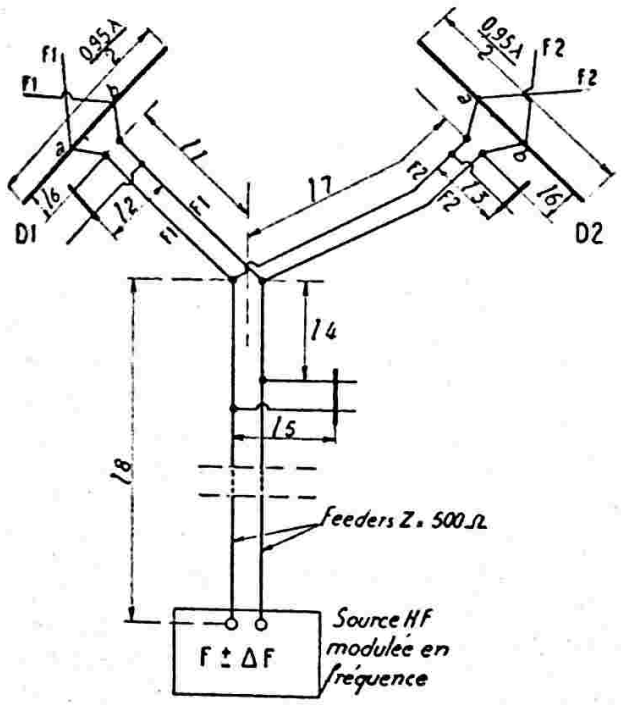



*Fig. XVIII-20*

en fréquence ; mais nous allons voir que leurs phases sont en quadrature.

La figure XVIII-20 montre le détail de l'alimentation des dipôles par les feeders doubles et barres de correction. Les diverses longueurs des feeders et barres de correction sont données par les formules suivantes :

$l_1$ = longueur quelconque (mais cependant ne rien exagérer) ; $l_2 = k_2 \lambda$ ; $l_3 = k_3 \lambda$ ; $l_4 = k_4 \lambda$ ; $l_5 = k_5 \lambda$ ; $l_6 = k_6 \lambda$. ; $l_7 = l_1 + 0{,}95 \frac{\lambda}{4}$ ; $l_8$ = longueur quelconque.

Les feeders d'alimentation ont une impédance caractéristique de 500 Ω ; ils sont réalisés en fil de cuivre de 30/10 de mm. maintenus écartés à une distance de 186 mm.

Pour un feeder d'impédance caractéristique 500 Ω, les facteurs $k$ ont les valeurs suivantes :

$k_2 = k_3 = 0{,}085$ ; $k_6 = 0{,}355$ ; $k_1 = 0{,}4$ ; $k_5 = 0{,}15$.

On remarquera la différence de longueur entre $l_1$ et $l_7$, différence sensiblement égale à $\lambda/4$, apportant précisément le décalage de 90° entre les phases des dipôles $D_1$ et $D_2$.

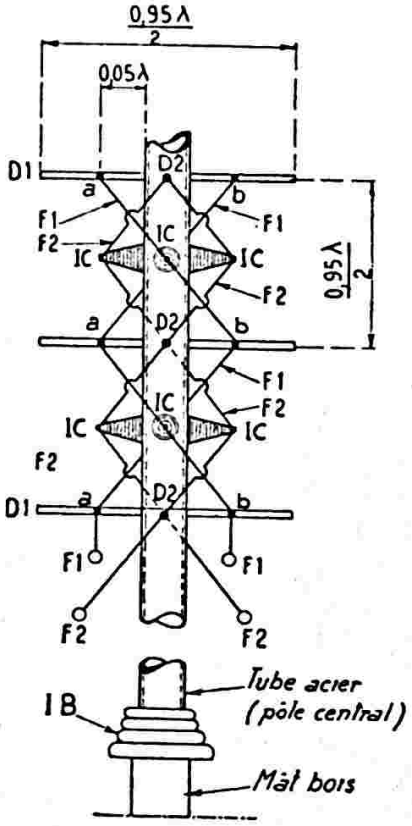



*Fig. XVIII-21*

Les détails de construction de l'aérien et d'installation des feeders au sommet sont donnés par la figure XVIII-21. Les dipôles, placés en croix, perpendiculaires dans un plan horizontal, sont fixés directement sur un petit tube d'acier, formant pôle central, maintenu au sommet d'un mât en bois,

ou d'un pylône quelconque, par un isolateur de base Ib. Les points d'attaque *a* et *b* des feeders, sur chaque dipôle, sont distants du tube d'acier d'une longueur de 0,05 λ ; les dipôles sont constitués par des tiges de cuivre ou de laiton de 12 mm. de diamètre. Des isolateurs-colonnettes Ic, fixés sur le tube d'acier, maintiennent les feeders doubles $F_1$ et $F_2$ excitant respectivement les dipôles $D_1$ et $D_2$.

Chaque étage de dipôles en croix est distant de l'autre d'une hauteur de 0,95 λ/2. Le nombre de ces étages est laissé au choix de l'amateur ; néanmoins, on a intérêt à en utiliser le plus possible. En effet, le tableau ci-dessous donne le gain en champ et le gain en puissance, suivant le nombre d'étages utilisés, par rapport à un dipôle simple :

| Nombre d'étages | Gain en champ | Gain en puissance |
|---|---|---|
| 1 | 0,707 | 0,5 |
| 2 | 1,12 | 1,24 |
| 3 | 1,444 | 1,995 |
| 4 | 1,64 | 2,69 |
| 5 | 1,87 | 3,5 |
| 6 | 2,07 | 4,28 |
| 7 | 2,24 | 5,02 |
| 8 | 2,38 | 5,67 |
| 9 | 2,50 | 6,25 |
| 10 | 2,60 | 6,76 |

Ce type d'aérien prévu pour F.M. à swing important ne concerne évidemment pas l'amateur.

Sur la figure XVIII-22, nous représentons le montage de l'antenne type « double cône dipôle » également très intéressante. pour

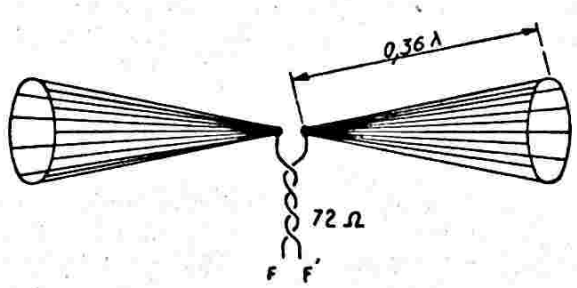



*Fig. XVIII-22*

la transmission des larges bandes de fréquence, mais d'une réalisation plus simple. La longueur de la génératrice d'un cône est égale à 0,36 λ ; l'angle d'ouverture des cônes est de l'ordre de 20°. Ainsi réalisé, ce dipôle double cône vibre en 3/4 d'onde et son impédance centrale est d'environ 65 à 68 ohms. On pourra, néanmoins, faire la liaison à l'émetteur à l'aide d'un feeder à deux conducteurs courant d'impédance caractéristique 72 Ω. La construction de cette antenne est facile au moyen de deux cercles métalliques sur lesquels on soude une série de génératrices en fil de cuivre nu ; le tout est ensuite peint au vernis incolore.

En résumé, pour la modulation de fréquence à bande étroite (N.B.F.M. sur 10, 15, 20, 40, 80 m, V.H.F. ou U.H.F.) toutes les antennes vues au chapitre XIII conviennent, parce que présentant une largeur de bande amplement suffisante. Sur V.H.F. ou U.H.F., l'antenne omnidirectionnelle type GRS (chapitre XIII § 10 - G) est évidemment toute indiquée, qu'il s'agisse de swing étroit ou de swing large, puisque prévue pour *toutes bandes*.

Naturellement, comme de coutume, à la *réception*, nous utiliserons la même antenne qu'à l'émission.

## § 3. — Réception

Les détecteurs habituels ne permettent pas de restituer les signaux B.F. d'une onde modulée en fréquence (ou en phase). En effet, si nous faisons agir une onde modulée en fréquence sur un détecteur ordinaire, on obtient uniquement une composante continue, puisque *l'amplitude* de cette onde est constante. Il faut, en fait, transformer les variations de fréquence en variations de courant (ou de tension). Pour cela, on peut adopter la solution suivante, vue ici d'une façon très simple et toute théorique : on fait agir l'onde modulée en fréquence sur un circuit oscillant qui lui présente la partie montante (ou descendante) de sa courbe de résonance (voir fig. XVIII-23). Les fréquences les plus élevées, se rapprochant de la résonance, donnent des amplitudes plus grandes que les fréquences plus basses. A l'intensité de la modulation correspond l'amplitude de la variation de tension détectée ; d'autre part, à la vitesse du swing de fréquence correspond la vitesse des variations d'amplitude dues à la hauteur (ou fréquence) du son. Si la courbe de résonance du circuit est droite dans la partie du swing de fréquence, la modulation est reproduite sans distorsion après cette « détection » appelée, dans ce cas, « *démodulation* ».

Une amélioration du système précédent, résidant dans l'agrandissement du domaine utilisable pour la démodulation, donc en

même temps l'obtention d'une meilleure linéarité, consiste à employer un convertisseur équilibré (fig. XVIII-24). Ce convertisseur comporte deux circuits accordés, A et B, l'un sur la fréquence F + Δ F, l'autre sur F — Δ F, donc symétriques par rapport à la fréquence moyenne porteuse F. On obtient une courbe amplitude-

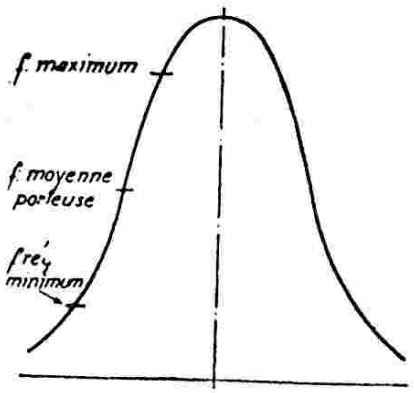



*Fig. XVIII-23*

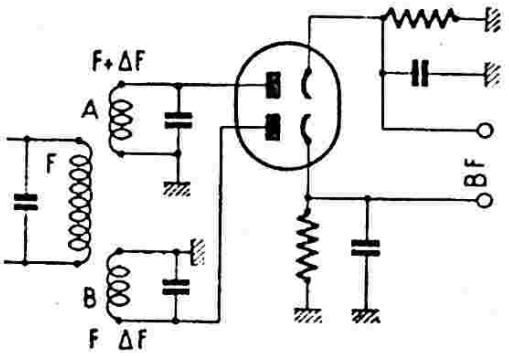



*Fig. XVIII-24*

fréquence sensiblement linéaire entre F + Δ F et F — Δ F. La double - diode assure la détection de la modulation d'amplitude résultant de la modulation de fréquence.

Ce système est assez délicat, car il exige des circuits A et B d'une parfaite stabilité ; aussi lui préfère-t-on le montage discriminateur que nous verrons ensuite, peut-être plus complexe, mais plus certain quant aux résultats. C'est le montage de la figure XVIII-25 que le professeur Armstrong avait employé dans ses premiers récepteurs présentés en même temps que ses émetteurs (vers 1936). Nous allons, d'ailleurs, étudier succinctement un de ces récepteurs.

Il comporte un étage amplificateur H.F. ; puis vient un premier changeur de fréquence, convertisseur amenant l'oscillation incidente à la valeur constante de 6 Mc/s, ensuite, nous avons un amplificateur M.F. à 6 Mc/s, suivi d'un second changeur de fréquence intermédiaire à 400 kc/s. La sortie du dernier amplificateur M.F. 400 kc/s attaque un dispositif limiteur de courant, analogue à celui de l'émetteur Armstrong vu précédemment (tube travaillant à la saturation). Ce limiteur supprime les variations d'amplitude qui ont pu se produire entre l'émetteur et la sortie du dernier amplificateur M.F. (variations d'amplitude pouvant résulter du bruit de fond ou du fading, par exemple). Précisons que l'amplificateur M.F. a une bande passante maximum de 100 kc/s. Le signal atteint ensuite deux circuits résonnants, constitués chacun par une résistance, un condensateur, et une inductance en série L'un de ces circuits est accordé sur la fréquence minimum du signal à fréquence modulée ; l'autre, sur la fréquence la plus élevée. De cette façon, si la fréquence moyenne est 400 kc/s, et si les fluctuations dues à la modulation de fréquence sont comprises entre 350 et 450 kc/s, l'un des circuits est accordé sur 350 kc/s, et l'autre sur 450 kc/s. La réactance de ces circuits varie en fonction de la fréquence, et dans l'intervalle où ce détecteur travaille, ces variations doivent être pratiquement linéaires.

En fin d'analyse, les variations de réactance entraînent des variations de tension en fonction de la fréquence. Après une nouvelle amplification, chacune de ces tensions est appliquée à une redresseuse diode à caractéristique linéaire, dont les sorties sont mélangées par deux transformateurs à fer. Ces transformateurs B.F. sont montés en opposition avec secondaires en série, de façon que les variations de fréquence produisent à la sortie des variations de tension. A la suite de ces transformateurs, nous avons finalement un amplificateur B.F. à haute fidélité attaquant un haut-parleur.

Il nous reste à voir comment ce dispositif permet d'éliminer les parasites. Nous avons déjà vu que ceux qui résultent des fluctuations de l'amplitude sont éliminés directement par les étages limiteurs de courant du récepteur. Cela posé, lorsque le récepteur ne reçoit aucune onde porteuse, les parasites s'étendent sur toute la largeur de la bande passante de l'amplificateur comprise entre les limites de 350 à 450 kc/s, dans notre exemple. Lorsque le récepteur est attaqué par une onde porteuse, la situation change. En effet, ces parasites battent avec l'onde porteuse, de ce fait, ils prennent une importance notable dans les circuits B.F., alors qu'auparavant, ils étaient très faibles. Toutefois, une circonstance favorable permet de diminuer cette cause de troubles. En l'oc-

currence, seuls les parasites dont la fréquence diffère de celle de la fréquence moyenne de moins de 10.000 cycles/seconde, en plus ou en moins, peuvent produire avec celle-ci un battement audible. Les autres sont inaudibles et ne sont d'ailleurs pas transmis par les étages B.F. Toujours avec notre exemple, la bande occupée par les parasites s'étend donc de 390 à 410 kc/s. C'est ici qu'interviennent les limiteurs de courant. Pour chacun d'eux, ils développent une fréquence-image symétrique par rapport à la porteuse. Ainsi, pour un parasite à 410 kc/s, le limiteur introduit un parasite correspondant à 390 kc/s et cette action est telle que les deux parasites sont en opposition de phase. Il s'ensuit que, sur le circuit de sortie, ces deux parasites se neutralisent. Il ne subsistera donc, en fin de compte, que les bruits parasites déjà présents avant l'introduction de la porteuse qui, ainsi que nous l'avons dit précédemment, sont extrêmement faibles.

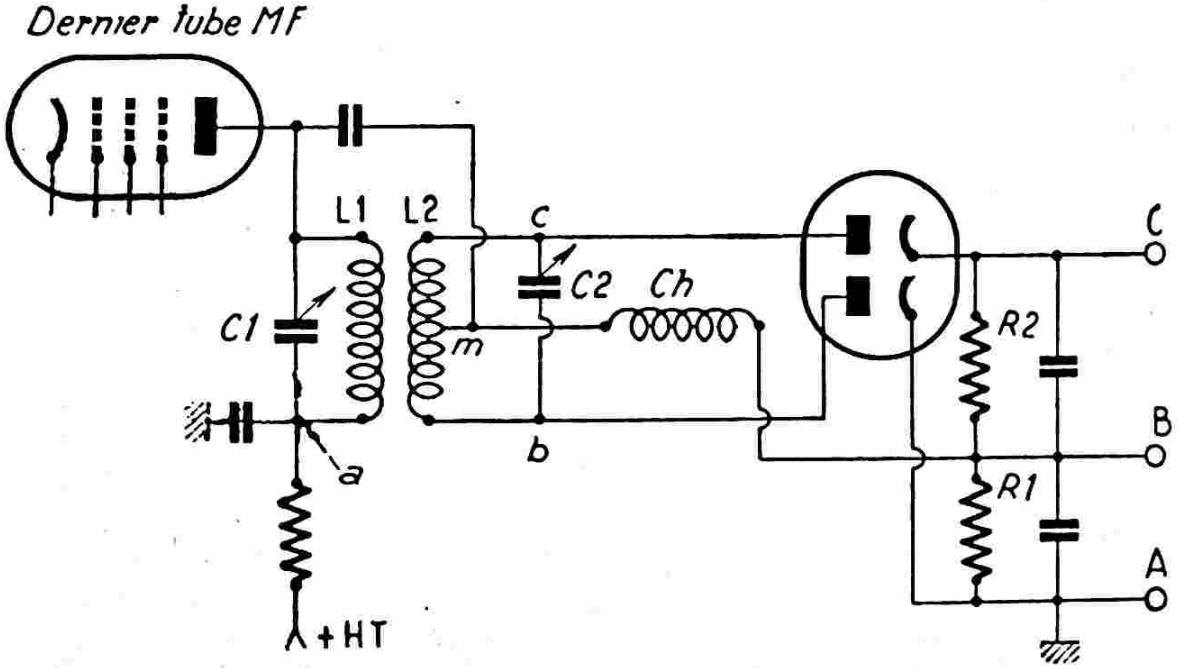



*Fig. XVIII-25*

**Circuit discriminateur.**

Ce montage détecteur, qui se retrouve actuellement sur presque tous les récepteurs destinés à l'écoute des ondes modulées en fréquence, n'est rien d'autre que le discriminateur monté sur les récepteurs à correction automatique d'accord.

Dans un transformateur M.F. ordinaire, il existe une différence de phase de $\pi/2$ entre les tensions apparaissant aux bornes du primaire et du secondaire accordés sur la même fréquence. Cette différence de phase varie, lorsque la fréquence appliquée varie. Donc, si les primaire et secondaire sont disposés de telle manière que les tensions à leurs bornes s'ajoutent, la tension résultante prise aux bornes de l'ensemble sera plus grande d'un côté de la fréquence de résonance que de l'autre. On obtient alors une courbe de résonance telle que $E_1$ ou $E_2$, suivant le signe de l'induction mutuelle entre primaire et secondaire (fig. XVIII-26) ; il convient de noter que la résonance se produit sur une fréquence autre que la fréquence d'accord commune F des deux circuits.

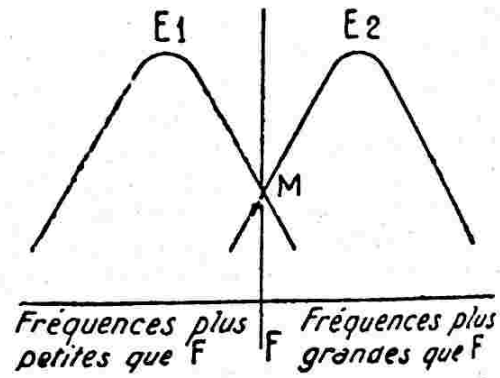



*Fig. XVIII-26*

Dans notre schéma figure XVIII-25, les tensions de *c* et *b* par rapport à la prise médiane *m* sont déphasées de $\pi$ (en opposition). Si l'on appelle $E_1$ la tension entre les points *a b*, et $E_2$ la tension entre les

points *a c*, ces deux tensions varieront respectivement et simultanément suivant les courbes $E_1$ et $E_2$ de la figure XVIII-26.

Appliquons à l'entrée du circuit une oscillation ayant la fréquence d'accord F de $L_1$ $C_1$ et $L_2$ $C_2$ ; on se place sur les deux courbes de résonance au point M. Les tensions $E_1$ et $E_2$, apparaissant entre A et B, d'une part, et entre A et C, d'autre part, sont égales en amplitude. Les composantes continues des courants de détection de $E_1$ et de $E_2$ circulent dans $R_1$ et $R_2$ et si $R_1 = R_2$, le point C est, à cet instant, au même potentiel que A, soit zéro.

masse, nous avons une tension continue qui est la somme des tensions continues de détection de sens opposés. Par conséquent, *outre les signaux B. F. disponibles à ce point*, nous pouvons utiliser cette composante continue, après un circuit découpleur, pour la commande automatique d'accord (ou correction de fréquence) du récepteur.

De plus, au point milieu B des circuits de charge des diodes, nous avons, toujours par rapport à A, une tension négative qui, elle, est fonction de l'intensité des signaux reçus. En d'autres termes, c'est la tension de commande de gain.

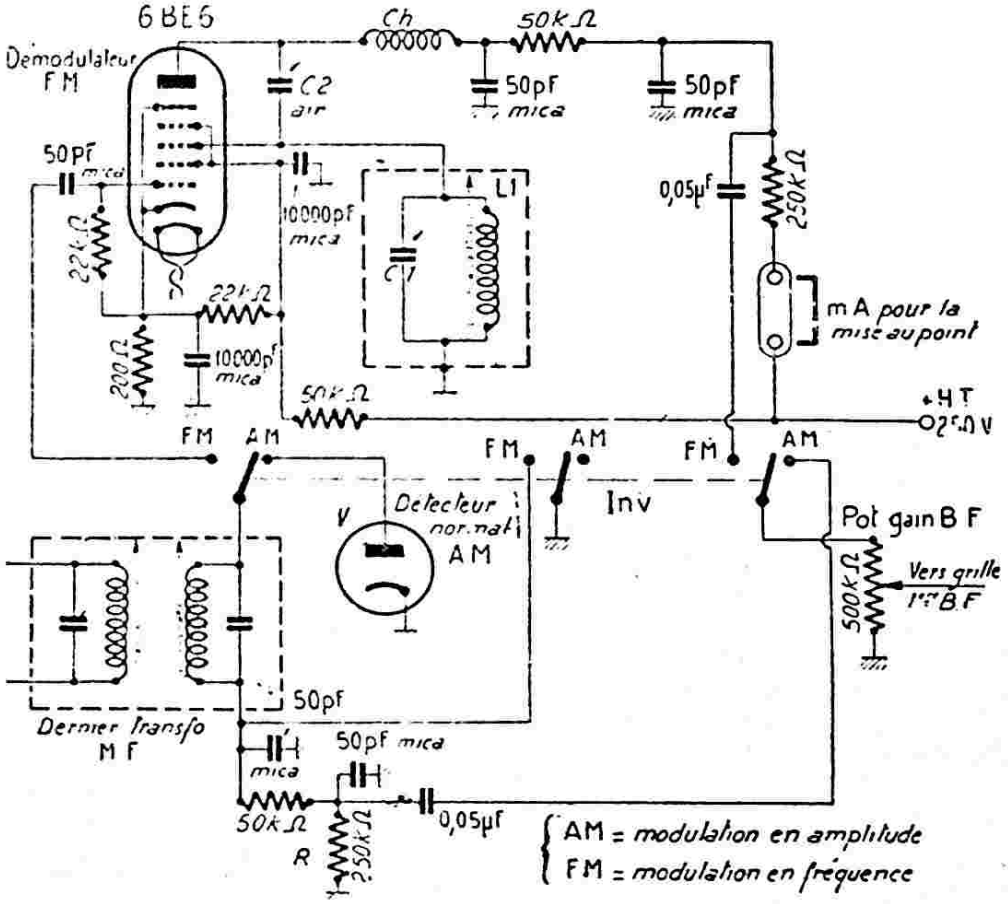



*Fig. XVIII-26-1*

Appliquons maintenant, à l'entrée de notre dispositif, une tension ayant une fréquence différente de F, soit F + ΔF, ou F — ΔF ; une des deux tensions $E_1$ ou $E_2$ l'emportera sur l'autre en amplitude suivant que, dans l'hypothèse de notre diagramme, la fréquence d'attaque est plus petite ou plus grande que F. Si $E_2$ l'emporte, la tension du point C sera positive par rapport à A ; si c'est $E_1$, la tension en C sera négative par rapport à A.

Nous atteignons bien, alors, le but recherché, soit la transformation d'une variation de fréquence en une variation de tension. Au point C, par rapport à la

La bobine d'arrêt CH a pour but d'éviter le court-circuit H.F. des tensions disponibles sur $L_1$, par le circuit de cathode de la diode inférieure ; pratiquement, on remplace cette bobine d'arrêt par une résistance de 70 kΩ à 100 kΩ.

**Adaptateur pour réception NBFM avec démodulateur à induction.**

Ce dispositif permet la réception normale et confortable de la NBFM à l'aide d'un récepteur de trafic prévu pour la modulation en amplitude. Cet adaptateur, représenté sur la figure XVIII-26-1, se monte à la suite du dernier transformateur MF du

récepteur normal. Un inverseur **Inv.** à faibles pertes (galette stéatite) — 3 circuits, 2 positions — permet le passage rapide de l'écoute de la modulation en amplitude (AM) à l'écoute de la modulation en fréquence (F.M.), et inversement.

En position AM, rien n'est changé au récepteur ; nous avons le dernier transformateur de l'amplificateur moyenne fréquence, le tube diode V détecteur normal, la cellule en $\pi$ (50 pF, 50 kΩ, 50 pF), la résistance de charge R de détection et le potentiomètre Pot, réglant le gain B.F.

En position FM, la base du dernier transformateur moyenne fréquence est reliée à la masse, tandis que l'autre extrémité est appliquée à la première grille du tube heptode 6BE6 fonctionnant en tube démodulateur à induction.

Indiquons brièvement le mode de fonctionnement de ce tube.

Le signal appliqué à la première grille $G_1$ module le faisceau électronique issu de la cathode. Le faisceau arrive sur la seconde grille de commande $G_2$ négative par rapport à la cathode et se trouve retardé. Ce faisceau modulé par $G_1$ induit par capacité un courant sur $G_3$, courant amplifié par l'accord de $L_1$ $C_1$ sur la fréquence du signal appliqué. Mais le courant H.F. dans $G_3$ est décalé de 90° par rapport au courant incident. Etant donné qu'en FM, la fréquence du signal incident varie au rythme de la modulation, la différence de phase entre les deux grilles $G_1$ et $G_3$ varient également. Or, comme ces deux grilles commandent le courant anodique du tube, nous sommes donc bien arrivés à transformer une variation de fréquence en variation de tension aux bornes de la résistance de charge anodique du 6BE6.

**Ch** est une bobine d'arrêt comportant environ 1.500 à 2.000 tours en une galette nid d'abeilles.

$L_1$ $C_1$, circuit accordé (soit par $L_1$, soit par $C_1$) sur la fréquence du canal M.F., monté dans un boîtier.

$C_2$ condensateur ajustable à air Transco 3-30 pF.

Pour la mise au point, on intercale aux broches « mA » du circuit anodique 6BE6, un milliampèremètre. Ce dernier est évidemment supprimé par la suite, et les broches court-circuitées par un cavalier.

Le condensateur ajustable $C_2$ dit condensateur de réaction, est placé à son réglage de capacité minimum. On attaque l'entrée du canal M.F. par un signal de fréquence convenable, et l'on accorde le circuit auxiliaire $L_1$ $C_1$. On trouve un minimum et un maximum de courant anodique accusé par le milliampèremètre. Mais le réglage correct de $L_1$ $C_1$ ne se trouve ni sur l'un, ni sur l'autre, mais en un point plus près du minimum que du maximum.

On cherche ensuite à augmenter la sensibilité du démodulateur (plus grandes variations possibles du courant anodique pour une F.M. donnée). Pour cela, on augmente insensiblement la capacité de $C_2$... jusqu'en un certain point de capacité où la sensibilité maximum est atteinte ; au delà de ce point, la sensibilité rediminue. Après chaque retouche de $C_2$, il est bien évident que l'on doit refaire le réglage de $L_1$ $C_1$.

L'emploi d'un tube limiteur précédant le tube démodulateur ne s'est nullement révélé nécessaire.

Les variations de tension provoquées par la F.M. et mises en évidence aux bornes de la résistance anodique de 250 kΩ sont appliquées à l'amplificateur B.F. habituel à travers un condensateur de 0,05 µF et le potentiomètre Pot. de 500 kΩ.

Ce dispositif simple de démodulation est très intéressant pour la modulation de fréquence à bande étroite, mais l'est aussi pour la modulation de fréquence à large bande. Dans ce dernier cas, il faut évidemment que le canal M.F. du récepteur puisse laisser passer le swing important sans trop d'affaiblissement. Quant au démodulateur proprement dit, la courbe de courant plaque en fonction du swing de fréquence montre une plage linéaire très étendue. Néanmoins, en cas de swing très important, et pour augmenter cette zone linéaire, il convient de réduire le coefficient de surtension du circuit auxiliaire en l'amortissant par une résistance (résistance en parallèle sur $L_1$ $C_1$).

**Récepteurs pour ondes modulées en fréquence.**

Il est peut-être nécessaire de rappeler qu'un simple petit récepteur à super-réaction permet, non seulement l'écoute des ondes modulées en amplitude, mais aussi de celles modulées en fréquence. En effet, dans ce dernier cas, à l'accord exact, la modulation est presque inaudible, incompréhensible : mais, si l'on se règle sur le *bord* de l'émission, la modulation apparaît : les variations de fréquence se traduisent alors par des variations d'amplitude. C'est une solution évidemment un peu simpliste, mais qui peut, cependant, rendre quelques services pour des essais rapides, et ce, même pour des swings relativement importants.

On peut songer à quelque chose de mieux, au changeur de fréquence, par exemple. A ce sujet, disons que l'on peut

utiliser un récepteur de trafic changeur de fréquence ordinaire (établi pour l'écoute de la modulation en amplitude), pourvu qu'il soit muni d'un filtre-cristal dans les circuits moyenne fréquence. En fait, lorsque le condensateur de neutrodynage (condensateur de variation de phase) neutralise exactement la capacité du support du cristal, la courbe de résonance est parfaitement symétrique. Mais si la capacité dudit condensateur reste trop forte, ou trop faible, la courbe de résonance prend la forme, bien connue de nos lecteurs, de l'arc de réjection (voir fig. IV-21). La réponse n'est donc pas identique de part et d'autre de la résonance. C'est cette propriété que l'on met à profit pour l'écoute de la modulation de fréquence ; par ce procédé, on transforme le signal produit en phase, en signal à modulation en amplitude. Il convient de remarquer que, dans ce cas, la transformation a lieu dans l'étage M.F., et non dans la détection, comme dans les montages vus précédemment. Ce procédé ne reste cependant applicable que dans le cas de la réception d'émissions à modulation de phase, ou à modulation de fréquence à *bande étroite*.

Mieux même, avec la N.B.F.M. que l'on fait actuellement (± 3 kc/s) sur les bandes d'ondes de 10, 15, 20, 40 et 80 m., le récepteur habituel de la station (pour réception des ondes modulées en amplitude) convient parfaitement sans aucune modification : il suffit simplement de se régler très légèrement sur le « bord » de l'onde moyenne porteuse, et non pas à l'accord exact indiqué par l'œil cathodique par exemple, en l'absence de modulation. Comme nous l'avons dit précédemment, en N.B.F.M., à part ce léger déréglage nécessaire, il est difficile de se rendre compte pratiquement que l'on est en présence d'une émission modulée en fréquence, même avec un récepteur ordinaire. Nous voulons dire naturellement : « difficile à l'*oreille* », car l'examen panoramique révèle tout de suite la modulation de fréquence.

Toutes ces solutions empiriques de réception de la N.B.F.M. sont bonnes ; mais il est possible d'obtenir des résultats *excellents* par l'utilisation d'un bloc de « démodulation » pour les ondes modulées en fréquence (même à bande étroite).

Naturellement, avec des swings importants (U.H.F.), l'emploi d'un tel démodulateur spécial est obligatoire.

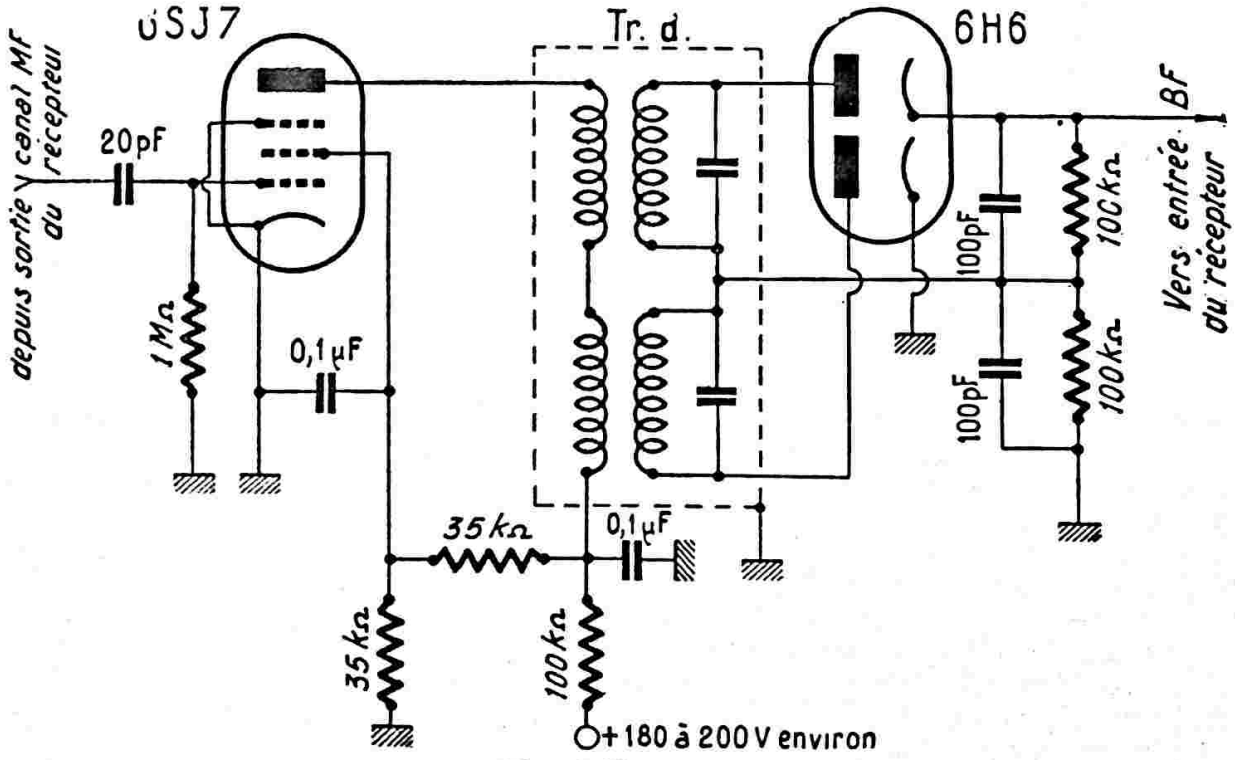



*Fig. XVIII-27*

Aussi, allons-nous voir maintenant la construction d'un bloc démodulateur spécial pour N.B.F.M. et pouvant transformer tout récepteur changeur de fréquence pour ondes modulées en amplitude en récepteur pour ondes modulées en fréquence à bande étroite.

Le schéma en est donné sur la figure XVIII-27. Cet adaptateur pour N.B.F.M. s'intercale entre la sortie du canal M.F.

du récepteur et l'entrée B.F. Il comporte un tube 6SJ7 fonctionnant en limiteur d'amplitude et un tube 6H6 en démodulateur ; le transformateur discriminateur utilisé est un « National » type SA/4842 (455 kc/s—M.F. du récepteur).

Mais, on pourra peut-être préférer un récepteur spécialement établi pour l'écoute des émissions modulées en fréquence (cas de la modulation à large bande sur U.H.F.). Dans ce cas, un tel récepteur ne diffère en gros du récepteur ordinaire que par la bande passante importante des étages M.F., le limiteur d'amplitude (écréteur), et le démodulateur remplaçant le détecteur courant.

Nous allons donc reprendre l'excellent récepteur pour ondes à V.H.F. de la figure XV-8.

Il nous faut amortir les primaires et secondaires des trois transformateurs moyenne fréquence ($MF_1$, $MF_2$ et $MF_3$ en y soudant en dérivation six résistances de 80.000 ohms (une résistance en parallèle sur chaque enroulement), afin d'accroître la bande passante. Précisons, d'ailleurs, que plus le swing de l'émission est important, plus la valeur de ces résistances doit être faible.

Puis, nous modifions la partie détection, comme le montre la figure XVIII-28. Un inverseur *Inv*$_1$ est prévu, et grâce à lui, notre système fonctionnera, soit sur des émissions modulées en fréquence (FM), soit sur des émissions modulées en amplitude (AM).

Dans le premier cas, le tube 6AU6 fonctionne en limiteur d'amplitude ; il travaille en classe C, et le réglage du palier d'écrêtage se fait par P, de 5.000 ohms. Le démodulateur-discriminateur est équipé d'une EB91 ; attention de **ne pas amortir** également les circuits accordés $D_1$ et $D_2$ du discriminateur (comme nous avons fait aux transfos MF). Les enroulements $D_1$ et $D_2$ sont réglés, comme les transfos MF, sur 2.000 kc/s, et couplés assez lâche (bobines parallèles et à 30 mm. d'axe en axe dans le même plan).

La tension d'antifading est disponible à la borne C.A.V.-F.M., et on y connectera les retours de $MF_1$ et $MF_2$ ; bien que le fading soit assez peu gênant dans les bandes U. H. F., cette précaution évitera toujours la saturation du récepteur, en cas d'écoute d'une station locale puissante (*Inv*$_3$ sur C.A.V.-F.M.). Cet inverseur *Inv*$_3$ offre, d'ailleurs, la faculté de supprimer la commande automatique de volume, en effectuant les retours de $MF_1$ et $MF_3$ directement à la masse (position M).

Dans le deuxième cas — récepteur d'ondes modulées en amplitude, *Inv*$_1$ en AM — la détection s'opère par la 6AU6, qui travaille en diode entre cathode et $G_1$. Les signaux B.F. apparaissent aux bornes de la résistance de charge $R_1$ de 200.000 ohms. La tension d'antifading est alors appliquée à $MF_1$ et à $MF_2$, en plaçant *Inv*$_3$ sur C.A.V. — A.M.

Dans les deux positions de l'inverseur *Inv*$_1$, la H.F. résiduelle est limitée par un filtre passe-bas composé d'une résistance de 50.000 ohms et d'un condensateur de 500 pF, l'attaque B.F. est réglable par le potentiomètre de 500.000 ohms.

Naturellement, avec les circuits M.F. amortis, dans ce dernier cas, la réception ne sera pas très sélective (tout dépend d'ailleurs de l'amortissement réalisé, nécessité par le swing maximum de la modulation). Il reste évidemment, à l'amateur difficile, l'élégante solution de disposer de deux canaux amplificateurs M.F. et détecteurs, comme le montre d'ailleurs, schématiquement, la figure XVIII-28. Le canal M.F. représenté en haut de la figure est classique, non amorti, donc très sélectif ; il est suivi d'une détection ordinaire par diode avant l'attaque de la grille du premier tube B.F. On passe d'un canal à l'autre par l'inverseur *Inv*$_3$ (en A, réception des ondes modulées en amplitude ; en F, réception de celles modulées en fréquence).

**Démodulation par détecteur de rapport.**

Un autre procédé de démodulation très utilisé en F.M. met en œuvre le montage dit à « détecteur de rapport » que nous représentons sur la figure XVIII-29.

Le discriminateur du dernier étage moyenne fréquence est le bobinage F7 (boîtier-blindage non représenté).

Un enroulement tertiaire est couplé à l'enroulement primaire ; les circuits primaire et secondaire sont accordés sur la valeur moyenne fréquence médiane, c'est-à-dire généralement sur 10,7 MHz pour un récepteur spécial F.M. La tension du secondaire est décalée de 90° par rapport au primaire. Le secondaire comporte une prise médiane reliée à l'enroulement tertiaire couplé au primaire. Une plaque et une cathode de la duo-diode EB91 reçoivent d'une part une partie des tensions secondaires, d'autre part une tension provenant du primaire par l'enroulement tertiaire. Lorsque la fréquence M.F. n'est pas modulée, c'est-à-dire qu'elle correspond exactement à 10,7 Mc/s, le rapport des tensions

détectées par les deux diodes est égal à l'unité. Aucune tension B.F. n'apparaît. Si la fréquence change, les tensions appliquées sur les diodes ne sont plus les mêmes, le rapport des tensions est différent de l'unité

tance de charge de 27 kΩ. Il court-circuite les variations d'amplitude de faible durée telles que celles provoquées par les parasites. On obtient ainsi, en dehors de l'effet

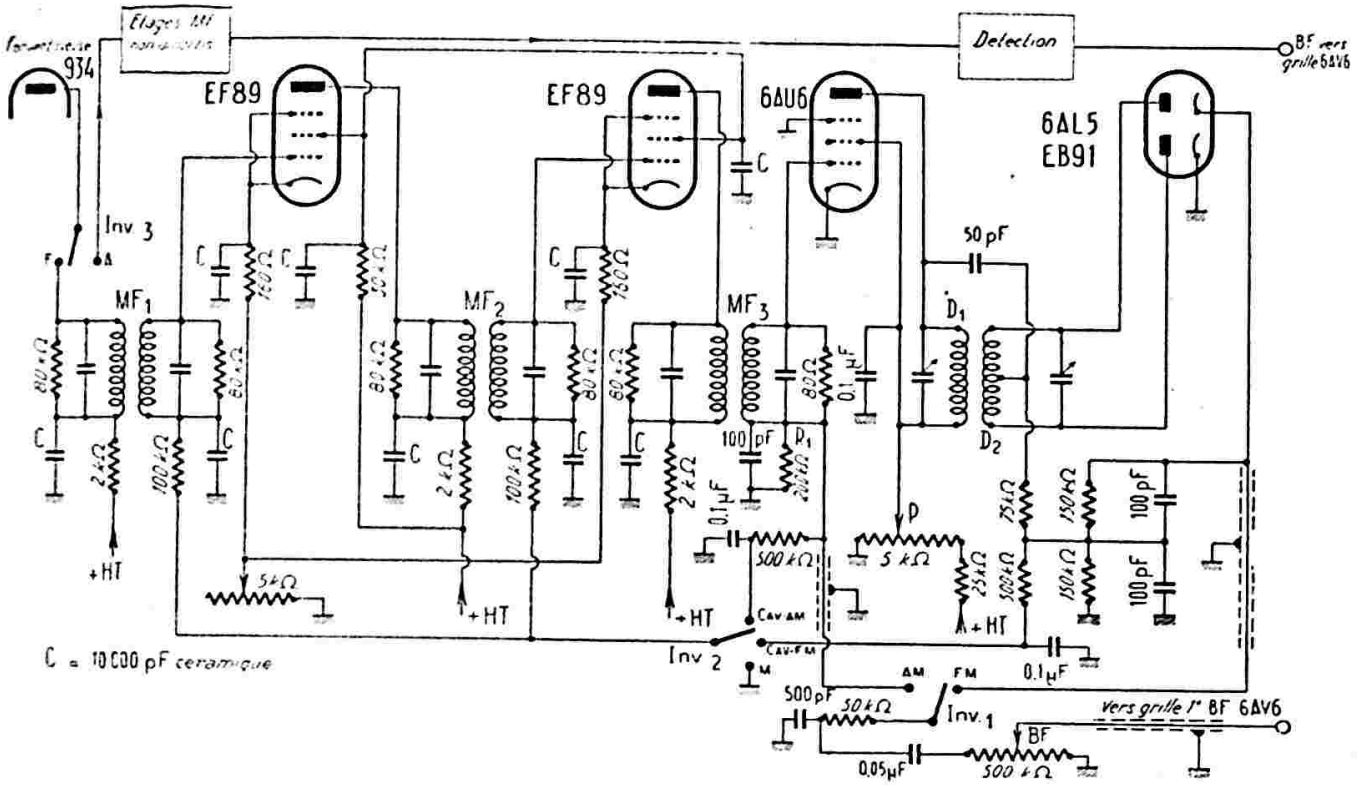



*Fig. XVIII-28*

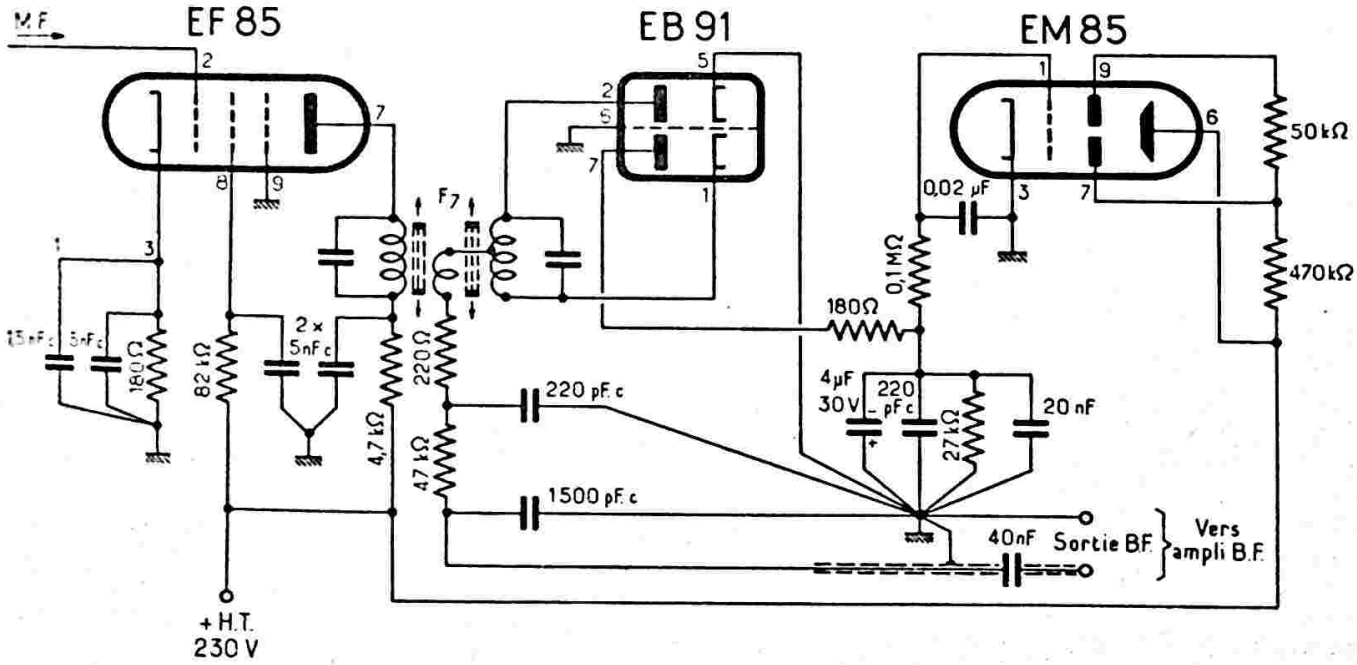



*Fig. XVIII-29*

et une tension B.F. variant au rythme de la modulation apparaît sur la prise médiane du secondaire. Le condensateur électrolytique de 4 µF - 30 V (valeur minimum ; 10 ou 16 µF est mieux) shunte la résis-

de discrimination, un effet limiteur rendant le récepteur moins sensible aux parasites.

Les signaux B.F. traversent le filtre de désaccentuation (47 kΩ et 1 500 pF) affaiblissant les aiguës, ces dernières étant vo-

lontairement accentuées à l'émission. On obtient ainsi une réduction supplémentaire des perturbations parasitaires pouvant éventuellement encore subsister.

Comme dans les montages précédents, la sortie de ce circuit se relie à l'entrée d'un amplificateur B.F. par l'intermédiaire d'un fil blindé.

Un effet complémentaire limiteur d'amplitude est obtenu par le tube EF85 précédant la démodulation, sa grille-écran étant alimentée à une tension relativement réduite.

Un indicateur d'accord simple est obtenu grâce à l'emploi d'un tube EM85. On sait, en effet, qu'en F.M., l'accord exact est absolument nécessaire (sinon, distorsion sur les fortissimi). Or, contrairement à la modulation en amplitude, l'accord exact ne saurait être obtenu uniquement « à l'oreille » ; en F.M., il faut avoir recours à un indicateur visuel.

La composante continue négative de l'anode (électrode 7 du tube EB91) proportionnelle à l'amplitude des tensions M.F., est appliquée sur la grille de l'indicateur EM85. A l'accord exact, l'amplitude des signaux M.F. est maximum, et il en est de même de la tension continue négative ; d'où traduction immédiate visible sur l'écran du tube EM85.

Bien entendu, il est fort possible également d'utiliser un indicateur d'accord spécial pour F.M., indicateur type 6AL7 appelé « balance magique » ; cela ne change rien au montage, ni aux qualités de ce dernier.

CHAPITRE XIX

# Radiotéléphonie à bande latérale unique

## § 1. — Introduction

Parallèlement à la modulation de fréquence, on étudie actuellement, de plus en plus, les dispositifs émetteurs radiotéléphoniques n'utilisant qu'une seule bande latérale de modulation (1). Cette technique, quoique ancienne, est assez peu connue, tout en devenant à l'ordre du jour, en raison du nombre sans cesse croissant des émetteurs ; en effet, une émission phonie à bande latérale unique (S.S.S.C. des Américains : single sideband suppressed carrier) (2) occupe un spectre de fréquences excessivement plus étroit qu'une émission à modulation de fréquence normale. Spectre aussi plus étroit que la même émission modulée en amplitude de la façon courante (deux fois moins d'encombrement de l'éther, puisqu'il n'y a qu'une bande latérale). De plus, le procédé de transmission à bande latérale unique se révèle supérieur à la modulation de fréquence, dans le cas d'émissions à grande distance.

En fait, nous savons que l'onde porteuse H.F., proprement dite, n'est qu'un intermédiaire, un « support », comme son nom l'indique, dans les transmissions radiotéléphoniques ; il n'est pas possible de la supprimer complètement, puisque c'est à elle qu'est dû le rayonnement ; mais considérons l'expression du courant total d'une onde modulée en amplitude et transmise selon le mode habituel :

$$ia = I \cdot \sin 2\pi Ft + \frac{kI}{2} \sin 2\pi (F + f)\, t + \frac{kI}{2} \sin 2\pi (F - f)\, t.$$

(Pour la correspondance des symboles, revoir le § 1 du chapitre précédent.)

On s'aperçoit alors, qu'en raison des valeurs très souvent petites de $k$ (taux de modulation), le courant porteur dépense la plus grande partie de la puissance en jeu, et que le gain serait énorme si l'on se contentait d'amplifier et de rayonner les bandes latérales. Assurément, les oscillations de fréquence $F$ sont utiles à la réception pour reconstituer l'onde, car c'est précisément en ajoutant les trois composantes du courant $ia$, que l'on peut faire ressortir la basse fréquence $f$. Mais il n'est pas impossible de reproduire, à la réception, un courant de fréquence $F$, au moyen d'un oscillateur local.

De plus, les deux bandes latérales ne sont pas indispensables à la reconstitution de la fréquence de modulation ; il suffira donc de transmettre une seule bande, avec une légère trace de porteuse (onde pilote). La reconstitution de la fréquence porteuse à la réception doit être très précise ; aussi cette onde pilote (juste suffisante pour être reçue), après amplification séparée, est utilisée pour la commande automatique de fréquence de l'oscillateur local. Nous verrons plus loin que l'écart entre la fréquence pilote et la fréquence locale

(1) *Bibliographie :* « Radioélectricité générale », de R. Mesny.
— Extraits du texte d'une conférence faite à l'E.C.T.S.F. par Paul Berohé (1937).
— Documentation bulletins S.F.R. et la « Radio Française » de juin et juillet 1943 (J. Fagot).

(2) Outre S.S.S.C., on emploie aussi S.S.B. (single side-band) ou encore B.L.U. (bande latérale unique).

se reporte entièrement sur la fréquence B.F. reconstituée ; un écart de 20 cycles/seconde est acceptable pour la parole ; mais, pour la musique, une telle variation dans la *hauteur* des notes est inadmissible, et il faut avoir recours à une synchronisation absolue. On verra cependant, plus loin, des montages modernes dans lesquels on évite en partie cet assujettissement.

Outre un gain considérable sur la puissance, et une amélioration du rapport signal/bruit de fond (de 9 dB environ), on trouve dans cette façon d'opérer un moyen efficace de décongestionner les bandes d'amateurs.

C'est ce qui explique la publicité faite à ce mode de transmission, outre-Atlantique, afin d'encourager les amateurs à exploiter entre eux, de plus en plus, cet intéressant procédé.

Malgré le parallèle fait, plus haut, entre la modulation de fréquence et le système à bande unique (du moins, quant aux résultats), nous ne pensons pas voir naître, un jour, une lutte entre les deux procédés : leurs domaines d'application sont, en fait, bien distincts. Nous avons vu, précédemment, que la modulation de fréquence ne peut guère être appliquée que sur U.H.F., en raison du spectre de fréquences utilisé, spectre qui doit être assez important, si l'on veut, *à la réception,* obtenir par des procédés spéciaux, un effet appréciable de réduction du bruit de fond et des parasites. Par contre, le système de radiotéléphonie à bande latérale unique prendra certainement un grand développement dans les communications « phonie » sur les ondes décamétriques (entre 10 et 100 mètres), vu la faible bande de fréquences occupée et l'excellent comportement de ce moyen de transmission, en regard des effets du fading sélectif (comme nous le verrons plus loin).

Au début de cette étude, le lecteur fera bien de revoir les dispositifs de commande automatique d'accord employés dans les récepteurs (Chapitre IV § 16) ; en fait, nous en aurons besoin plus loin.

Ensuite, nous verrons succinctement, le *procédé d'émission par inversion de fréquence* du courant B.F. modulateur ; en effet, le procédé à bande latérale unique présente quelques points communs avec le procédé à inversion de fréquence, mais en diffère nettement quant aux résultats à obtenir. Il est donc nécessaire d'avoir des idées bien précises sur les deux systèmes, afin d'en bien faire la distinction.

Puis, nous étudierons le procédé à bande latérale unique utilisé à l'émission et à la réception dans certains *postes radiotéléphoniques commerciaux de la S.F.R.*, en nous livrant, en même temps, à quelques *considérations générales* sur cette nouvelle technique.

Enfin, nous verrons des *réalisations d'amateurs* pour l'émission et pour la réception des ondes modulées sur une bande latérale unique.

Il est intéressant de préciser tout de suite, qu'il ne s'agit pas là d'un nouveau procédé de modulation (puisqu'il s'agit bien, à l'origine, d'une modulation en amplitude), mais plutôt d'un *procédé de transmission* différant du mode habituel : une certaine fréquence *f* de modulation provoque le rayonnement d'une *fréquence unique*, dans la bande d'ondes choisie, et dont l'amplitude n'est évidemment pas modulée. En d'autres termes, il s'agit d'une *transposition* des basses fréquences de modulation en hautes fréquences nécessaires pour le rayonnement.

## § 2. — Emission par inversion de fréquence des signaux B. F. modulateurs

Ce procédé d'émission présente quelques phénomènes similaires avec le système à bande latérale unique ; néanmoins, les buts à atteindre sont très différents, et il importe de bien saisir la nuance, afin de comprendre parfaitement leur fonctionnement respectif.

Rien n'est plus indiscret qu'une émission radiotéléphonique ; tout récepteur situé dans le rayon d'action de la station, et accordé sur sa longueur d'onde, peut capter la communication. S'il s'agit d'un émetteur de radiodiffusion, tout est pour le mieux... puisque les « producteurs » cherchent toujours à toucher le plus grand nombre possible d'auditeurs. Il n'en va pas de même pour les émissions destinées à un seul correspondant, ou à un nombre de correspondants bien déterminé, par exemple : service téléphonique intercontinental, liaisons militaires, etc. Il est inutile d'insister sur la nécessité d'assurer, dans ces cas, le secret de la liaison de telle façon qu'il ne puisse être surpris par un indiscret.

Plusieurs méthodes ont été proposées pour rendre incompréhensible à tout autre qu'au destinataire, une émission « pho-

nie ». On peut, naturellement, utiliser un code convenu par avance, mais les possibilités sont limitées, etc... (cas des émissions de la B.B.C. à destination des maquis de France durant l'occupation allemande). Mais la méthode la plus généralement mise en œuvre est la méthode dite de l'*inversion des fréquences* du courant modulateur. Ce procédé nécessite la mise en jeu judicieuse de nombreux filtres électriques « passe-bande » ; on fait subir aux fréquences disponibles à la sortie du préamplificateur microphonique, avant de les appliquer à l'amplificateur modulateur propremont dit, une série de changements qui ont pour effet de transformer les fréquences initiales basses en fréquences aiguës, et vice-versa.

Voici d'ailleurs, à titre documentaire, la suite des opérations : la tension de sortie du microphone module les oscillations d'un oscillateur local réglé sur un 50 kc/s, par exemple. En admettant que le microphone restitue les fréquences de 100 à 3.000 cycles/seconde, ce qui correspond déjà à une bonne transmission de la voix humaine, le résultat de cette modulation sera : une porteuse à 50 kc/s et deux fréquences latérales (pour une hauteur donnée) situées respectivement dans la bande 47.000 à 49.000 c/s et dans la bande 50.100 à 53.000 c/s. Par des filtres convenablement dimensionnés en selfs et capacités, on s'arrange à ne faire apparaître et à ne conserver que les fréquences de la bande de 47.000 à 49.000 c/s, par exemple. Ces dernières fréquences sont amenées à moduler une nouvelle oscillation locale de 42 kc/s. Le résultat de cette seconde modulation sera traité par des filtres déterminés, de telle façon que subsistent seules les fréquences de la bande de 5.000 à 7.900 kc/s. Dès ce moment, l'inversion de fréquence est réalisée ; en effet, la fréquence originale de 100 périodes/seconde est remplacée par une fréquence de 7.900 périodes ; la fréquence d'origine de 3.000 périodes est remplacée par une fréquence de 5.000 périodes. En d'autres termes, la gamme de 100 à 3.000 c/s du début est convertie en une nouvelle gamme de 7.900 à 5.000 c/s. Cette gamme inversée peut, d'ailleurs, être décalée vers les fréquences graves, par une troisième modulation d'un oscillateur local réglé sur 4,9 kc/s ; on obtient alors, après filtrage adéquat, la gamme de 3.000 à 100 c/s, mais dans laquelle l'inversion est réalisée par rapport à la gamme d'origine, c'est-à-dire qu'à la fréquence d'origine 100 correspond la fréquence 3.000, et à la fréquence d'origine 3.000 la fréquence 100.

Cette gamme B.F. inversée est alors amplifiée par les procédés ordinaires (amplificateur basse fréquence) et appliquée à l'étage à moduler de l'émetteur proprement dit.

A la réception, pour obtenir une audition compréhensible, il faut faire subir au courant B.F., au sortir de la détection, la *série inverse* des modulations mises en œuvre à l'émission. Il faut donc connaître les fréquences de modulation et les fréquences de réglage des oscillateurs locaux; de plus, il faut disposer d'un matériel assez important et compliqué, surtout pour les filtres ; en fin de compte, autant de circonstances susceptibles de décourager les tentatives des indiscrets.

## § 3. — Considérations générales sur la radiotéléphonie à bande latérale unique Procédés S.F.R.

Nous avons vu qu'une onde modulée en amplitude de la façon habituelle peut se décomposer en une onde porteuse de fréquence F, accompagnée de deux bandes latérales occupant respectivement une plage de fréquence égale à $F + \Delta f$ (dite bande supérieure), et à $F - \Delta f$ (dite bande inférieure), $\Delta f$ étant la variation maximum de fréquence du courant microphonique, par exemple de 200 à 3.000 cycles/seconde (voir fig. XIX-1A).

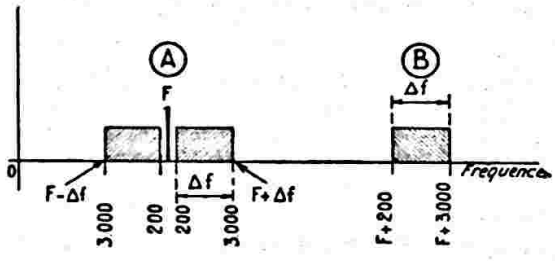



*Fig. XIX-1*

Par contre, dans une émission à bande latérale unique, on ne transmet que le spectre de fréquences se rapportant à une seule bande latérale (par exemple la bande latérale supérieure). On élimine donc l'onde porteuse F et le spectre de fréquences correspondant à la bande latérale inférieure. Nous pouvons déjà faire un parallèle avec l'étude faite au § 2 ; en

ce sens que cette émission à bande latérale unique se présente comme une émission *transposée*, c'est-à-dire que chacune des fréquences $f$ de la modulation se trouve transformée en une fréquence F + $f$. (F étant la fréquence de la porteuse, supprimée par la suite.)

La place occupée dans l'éther par une transmission de ce genre se trouve donc être, dans notre exemple, comprise entre F + 200 et F + 3.000, soit d'une manière générale égale à $\Delta f$ (fig. XIX-1B). Toujours dans notre exemple, si la fréquence porteuse F (supprimée) est égale à 3,5 Mc/s, la bande de fréquences occupée aura pour limite 3.500,2 kc/s et 3.503 kc/s. Alors que dans le cas d'une modulation en amplitude ordinaire, avec les deux bandes latérales habituelles, la bande de fréquences occupée aurait pour limites 3.497 kc/s et 3.503 kc/s.

**Important.** — *Il est intéressant de noter qu'une fréquence* f *d'amplitude constante, recueillie par le microphone, et appliquée à l'entrée de l'amplificateur B.F., provoque le rayonnnement d'une fréquence unique égale à* F + f, *dont l'amplitude n'est évidemment pas modulée.*

Comme nous l'avons dit précédemment, on comprend que la transmission d'un spectre de fréquences, comme celui de la figure XIX-1B, par exemple, peut permettre de reconstruire la modulation d'origine. En effet, à la réception, il suffit de combiner cette bande de fréquences captée avec une oscillation locale de forte amplitude et de fréquence F identique à la fréquence porteuse supprimée, pour retrouver les variations d'amplitude reconstituant la modulation de départ.

Il faut cependant remarquer que la reconstitution des variations d'amplitude, dans le cas d'une fréquence unique, suivant une loi sinusoïdale, ne pourrait être effectuée que par la combinaison de l'onde porteuse et des deux bandes latérales. Avec notre procédé (une seule bande), on ne s'approche de cette loi qu'à la condition de combiner à la bande reçue, une oscillation — représentant la porteuse — d'amplitude relativement élevée par rapport au niveau de ladite bande ; en d'autres termes, on réalise un taux de modulation relativement faible de l'oscillation locale. Si l'on n'agissait pas ainsi, soit par conséquent avec un taux de modulation plus élevé, la B.F. serait rétablie avec un taux d'harmoniques exagéré.

De ce qui vient d'être dit, on peut conclure tout de suite qu'une émission à bande latérale unique occupe une place dans l'éther égale sensiblement à la moitié de celle occupée par une émission ordinaire ; d'où :

1° Possibilité de loger, en gros, deux fois plus d'émetteurs dans une bande donnée (solution particulièrement intéressante pour les gammes d'amateurs de plus en plus encombrées) ;

2° Possibilité de réduire de moitié la bande passante des récepteurs et, de ce fait, d'obtenir une diminution importante du bruit de fond (une réduction de moitié de la bande passante correspond à diviser l'amplitude du bruit de fond par $\sqrt{2}$).

A l'émission, un autre avantage, et non des moindres, apparaît lorsque l'on considère que, dans le réglage d'un émetteur, on doit tenir compte de la puissance de crête que les tubes auront à fournir. En « phonie » ordinaire, on doit ajuster les caractéristiques de fonctionnement des tubes en porteuse non modulée, de façon que ce régime corresponde à la moitié de l'amplitude (soit au 1/4 de la puissance de crête). Dans ce cas, les variations d'amplitude qui donnent l'effet utile à la réception ne sont égales qu'à l'amplitude de crête divisée par 2.

Par contre, en émission à bande latérale unique, l'amplitude de crête peut être entièrement attribuée à la bande latérale émise ; de ce fait, après combinaison, à la réception, avec une onde porteuse locale, on retrouve un effet utile égal à la totalité de l'amplitude de crête. En conclusion, le signal reçu est deux fois plus intense qu'en modulation en amplitude courante (transmission des deux bandes latérales).

On sait que c'est le rapport signal/bruit de fond qui caractérise essentiellement la qualité d'une liaison radiotéléphonique commerciale. Or en considérant les deux avantages précédents (diminution du bruit de fond et accroissement du signal utile), on voit que le fameux rapport est multiplié par $2\sqrt{2}$, ce qui correspond à un gain de puissance de $(2\sqrt{2})^2$, soit 8. En d'autres termes, nous pouvons dire qu'un émetteur à bande latérale unique permet d'obtenir la même qualité de liaison, la même « efficacité » qu'un émetteur ordinaire huit fois plus puissant.

Enfin, voyons un troisième avantage, surtout dans le cas d'émissions à bande latérale unique réalisées sur ondes courtes : en modulation en amplitude ordinaire, il faut, en effet, à la réception, que les phases et les amplitudes des trois fréquen-

ces composantes, à savoir : l'onde porteuse et les deux bandes latérales, soient absolument respectées, si l'on veut une reproduction correcte de cette modulation. Or les déphasages et variations d'amplitude qui peuvent atteindre ces trois fréquences en O.C., par suite du « fading sélectif », par exemple, entraînent une distorsion non linéaire importante sur la modulation. Parmi divers phénomènes pouvant se produire, citons le cas typique du « fading de porteuse », dans lequel les bandes latérales étant seules transmises produisent, en se combinant, des variations d'amplitude à fréquence doublée. C'est cet « accident » qui donne par instants, à certaines émissions O.C. (et même P.O.), cette consonnance métallique si désagréable ; on a l'impression, entre autres, que le speaker parle dans un verre de lampe !

Avec le procédé de transmission à bande latérale unique, on n'a rien à craindre de ce genre. L'onde porteuse est, en réalité, une onde créée localement, ou reconstituée à l'arrivée si l'on préfère et, de ce fait, elle n'est pas sujette au fading. A chaque fréquence B.F. ne correspond qu'une fréquence dans l'éther ; un déphasage quelconque intervenant sur cette unique fréquence transmise ne se traduit après reconstitution à l'arrivée avec la porteuse locale, par aucun effet de distorsion. Le fading éventuel se traduit par de simples variations de niveau, sans apparition de distorsions sur les diverses fréquences du spectre transmis.

Il est évident que ces avantages sont extrêmement intéressants au point de vue de l'*amateur*. Résumons-nous : augmentation du nombre de « places confortables » dans les bandes trop étroites ; augmentation de l' « efficacité » d'un émetteur pour le ou les mêmes tubes employés à l'étage final ; plus de déformations apportées par le fading ; à la réception, moins de cross-modulation, moins d' « emprise » entre deux stations voisines, donc protection plus efficace contre les brouillages ; enfin, suppression des sifflements d'interférence par hétérodynage entre stations voisines, puisqu'il n'y a pratiquement pas de « porteuse ».

### Emetteur commercial à bande latérale unique procédé S.F.R.

Comme nous l'avons vu, *théoriquement*, on pourrait réaliser une émission à bande latérale unique en supprimant, à l'aide d'un filtre adéquat, l'onde porteuse et une des bandes latérales, sur une quelconque émission radiotéléphonique ordinaire. Mais pour des raisons de réalisations de *filtres*, on ne peut guère effectuer cette opération que sur des fréquences relativement basses. C'est ce que l'on fait pratiquement et, une fois que l'on a réalisé une émission à bande unique sur une fréquence de départ Fo assez basse, on amène l'émission proprement dite à la fréquence F, par de simples *changements de fréquence*.

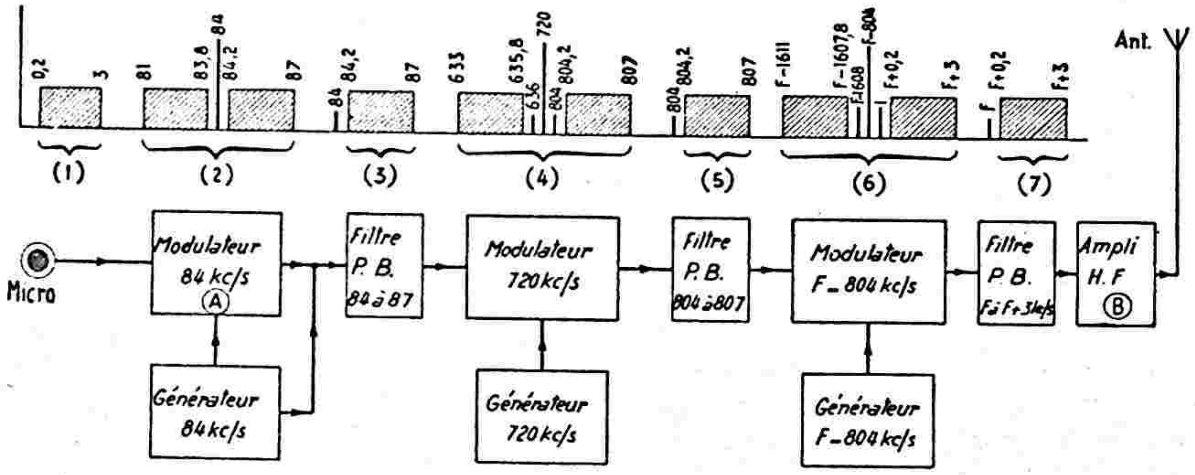



*Fig. XIX-2*

Nous donnons figure XIX-2 la représentation schématique du procédé S.F.R., sauf que pour simplifier l'exposé, l'une des « transpositions » du système a été supprimée. En haut, nous avons une idée des transpositions de fréquences effectuées (toutes les fréquences sont indiquées en kc/s). Etudions ensemble ce schéma :

A l'entrée, est appliquée la modulation occupant, dans le cas de téléphonie commerciale, la bande de 200 à 3.000 pério-

des représentée en (1). Ces signaux B.F. modulent en amplitude, selon le procédé habituel, une oscillation de 84 kc/s. Le spectre de fréquences obtenu, onde porteuse et bandes latérales, est indiqué en (2). Un filtre passe-bande P.B., de 84 à 87 kc/s de bande passante, supprime la bande latérale inférieure. Quant à la fréquence de 84 kc/s, correspondant à la porteuse, elle est supprimée dans le modulateur équilibré A ; mais, cependant, un niveau très réduit de cette porteuse, niveau réglable à volonté, est injecté à partir du générateur 84 kc/s. Nous verrons plus loin, en étudiant le principe du système de réception, l'utilité de cette transmission de la porteuse excessivement réduite.

A la sortie du filtre, nous avons donc le spectre (3) comprenant la bande de 84,2 à 87 kc/s et une porteuse réduite de fréquence 84 kc/s.

On opère alors sur (3) deux changements de fréquence. Un premier changement de fréquence effectué à l'aide d'un générateur 720 kc/s transpose, après élimination du battement inférieur et de l'oscillation du générateur (4), le spectre primitif (3) entre 804 et 807 kc/s, soit le spectre (5). Enfin, le second changement de fréquence (6) réalisé à l'aide d'un générateur de fréquence F — 804 kc/s, transpose le spectre (5) dans la bande de F à F + 3 kc/s, soit le spectre (7). C'est ce dernier qui, destiné à être rayonné après amplification par B, est transmis à l'antenne. F est l'onde porteuse *réduite* transmise finalement, et le spectre de F + 3 correspond à la bande latérale. La fréquence (F — 804 kc/s) du dernier générateur détermine donc la bande dans laquelle se fera l'émission.

Pratiquement, il n'y a donc aucune différence entre la modulation d'origine et les deux changements de fréquences qui

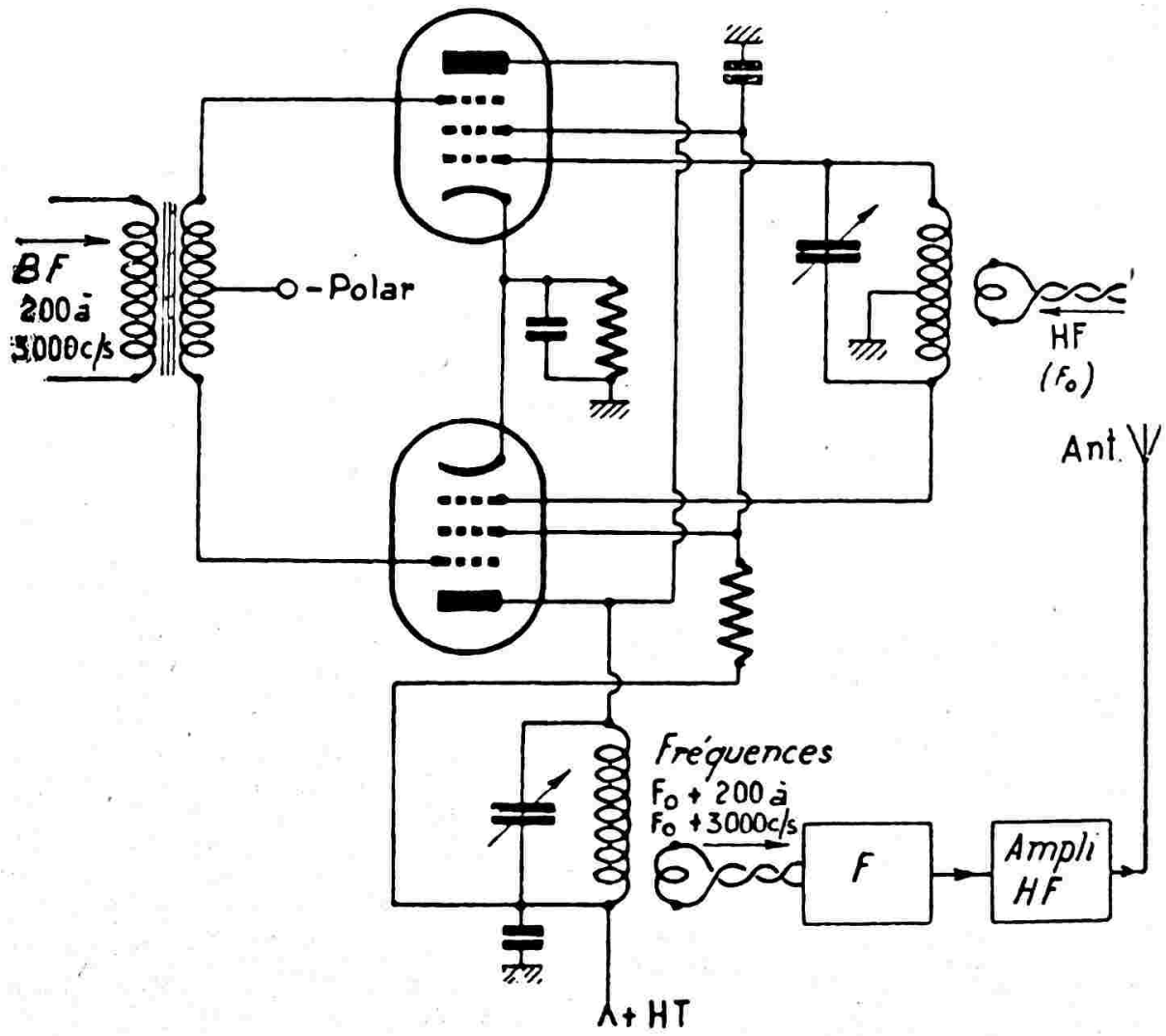



*Fig. XIX-3*

suivent. Ces derniers ont simplement pour but d'amener le spectre des fréquences dans la bande où l'on veut émettre.

*Remarques :* 1° En radiodiffusion, il a été question d'effectuer les émissions en bande latérale unique sur P.O., l'embryon d'onde porteuse étant transmis en G.O. ;

2° La figure XIX-3 aide à comprendre le système employé pour l'élimination de l'onde porteuse. Les signaux B.F., de 200 à 3.000 c/s, dans notre exemple, sont appliqués aux grilles 3 d'un modulateur équilibré, équipé de pentodes ; les signaux H.F. (porteuse $F_0$) sont appliqués aux grilles 1. Les entrées du modulateur sont symétriques et les sorties (anodes) en parallèle ; si bien que dans le circuit anodique, il ne subsiste que les fréquences comprises entre $F_0 + 200$ et $F_0 + 3.000$ c/s. Un filtre F parfait les coupures de cette bande latérale unique, et les fréquences à rayonner par l'antenne sont ensuite amplifiées. Il s'agit d'un schéma condensé, bien entendu !

3° Au cours du § 4 réservé à la partie pratique et aux montages pour les amateurs, nous verrons le procédé de transmission à bande latérale unique reposant sur le système « phase-shifting ».

### Principe d'un récepteur à bande latérale unique S.F.R.

A la réception deux solutions sont offertes :

*a)* On peut réaliser le même nombre de transpositions identiques, effectuées naturellement en sens inverse de celles de l'émission. Avec les changements de fréquence successifs, on arrive à obtenir que, la fréquence F (porteuse fortement atténuée) correspondant à la fréquence téléphonique zéro, les fréquences F + 0,2 kc/s et F + 3 kc/s redonnent respectivement du 200 et du 3.000 périodes.

*b)* On peut opérer, comme nous l'avions indiqué précédemment, en combinant la bande latérale reçue avec une oscillation locale de forte amplitude, puis en détectant.

La figure XIX-4, où toutes les fréquences sont également indiquées en kc/s, donne une idée des deux procédés, suivant la position de l'inverseur *Inv* : en 1, procédé *a)* ; en 2, procédé *b)*. Il va de soi

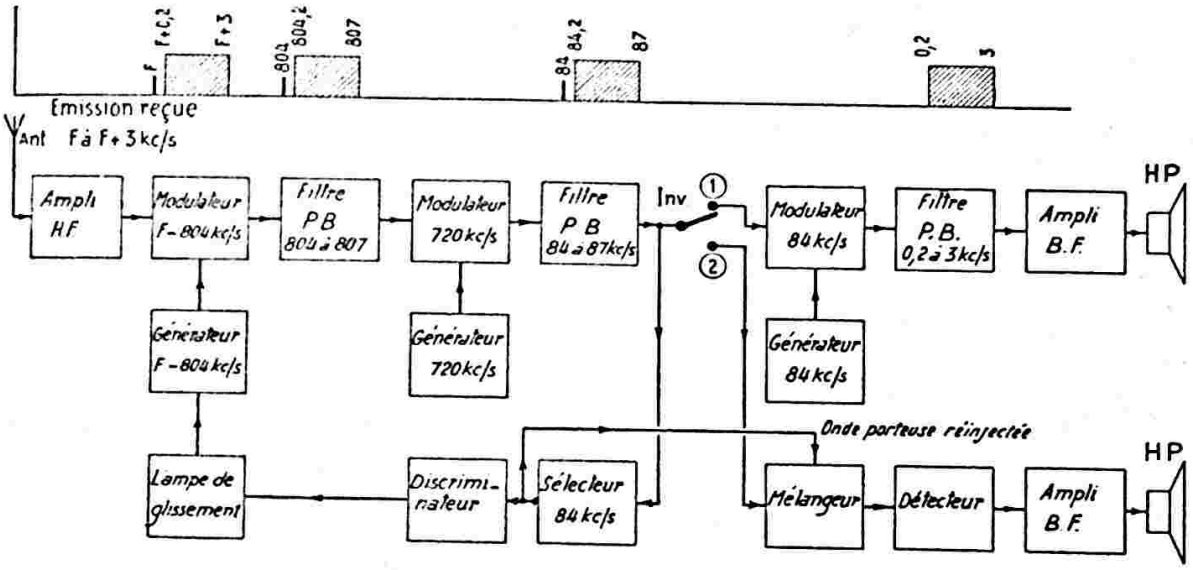



*Fig. XIX-4*

A la réception, la difficulté vient naturellement de ce qu'il faut retrouver exactement les fréquences B.F. d'origine. On conçoit que les divers écarts, pouvant exister sur chaque générateur, s'ajoutent algébriquement pour donner l'écart final obtenu vis-à-vis des fréquences téléphoniques originales. Or un écart de 10 à 20 cycles/seconde change nettement le timbre de la voix ; si l'écart est plus important, la voix devient méconnaissable et même inintelligible. Il convient donc de corriger ces écarts par une régulation automatique de la fréquence du générateur d'entrée du récepteur.

que la présence de cet inverseur est toute théorique ; pratiquement, on emploie, évidemment, soit l'un, soit l'autre des procédés.

Généralement, à l'aide d'un filtre passe-bande excessivement pointu, on isole, en un point du récepteur, la fréquence porteuse (réduite) du spectre reçu. Cette fréquence ainsi sélectée (dans notre exemple, 84 kc/s) est appliquée à un circuit discriminateur, qui commande une lampe de glissement (lampe à réactance variable), laquelle contrôle la lampe du générateur d'entrée du récepteur (principe de la C.A.A. vu précédemment, § 16 du chapitre IV).

*Remarques :* 1° Avec ce procédé de transmission, au point de vue commercial, deux communications peuvent être transmises simultanément avec le même émetteur : une communication occupant la bande latérale supérieure, et l'autre la bande latérale inférieure. Il faut, évidemment, deux canaux téléphoniques distincts munis de filtres soignés et sélectant l'une et l'autre des bandes.

A la réception, le même procédé est employé pour séparer les communications.

Ce système de transmission biplex nécessite pour être réalisé avec succès :

*a)* Des filtres « passe-bande » très soignés pour la sélection des canaux ;

*b)* Un faible taux de distorsion à l'émetteur, pour éviter le mélange des communications.

2° On pourrait envisager l'utilisation de ce procédé de transmission pour la radiodiffusion. Mais cela nécessiterait le remplacement de tous les récepteurs classiques existants ! En effet, pour permettre la détection d'une émission à bande unique, avec les récepteurs courants (à détection linéaire d'amplitude), il serait nécessaire de transmettre à l'émission la porteuse à un niveau sensiblement plus élevé que la bande, en d'autres termes de se limiter à un taux de modulation faible (environ 20 %). Il en résulterait, par conséquent, une diminution importante de l' « efficacité » de la station. Ce n'est donc pas une solution, puisque l'on perd un des avantages capitaux du système.

Il faudrait donc des récepteurs, soit du type décrit précédemment, soit du type utilisant le système de réception homodyne : c'est-à-dire que l'on utiliserait un oscillateur local, entraîné en *synchronisme* par la porteuse pilote transmise, pour réduire artificiellement, à la réception, le taux de modulation de cette porteuse.

De toute façon, ces bouleversements de la technique des récepteurs courants, et les difficultés d'ordre pratique que cela entraîne, permettent de prédire que l'utilisation de la transmission à bande unique n'est pas pour tout de suite, en matière de radiodiffusion. Il n'en reste pas moins vrai que ce procédé est appelé à connaître un gros succès auprès des amateurs, et pour cause !

Voici, en matière de résumé, et avant d'entrer dans la partie *pratique*, un tableau comparatif entre le mode de transmission à bande latérale unique et l'émission ordinaire à modulation d'amplitude ; les chiffres sont donnés en % par rapport à la crête :

| | Transmission ordinaire modulation en amplitude | | Transmission à bande latérale unique | |
|---|---|---|---|---|
| | Emetteur | Récepteur | Emetteur | Récepteur |
| Puissance de sortie en crête ..... | 100 | 100 | 100 | 100 |
| Tension de la porteuse ..... | 25 | 25 | 0 | reconstitution dans le récept. |
| Puissance de la porteuse ..... | 50 | 50 | 0 | |
| Puissance totale en pointe des bandes latérales ..... | 12,5 | 12,5 | 100 | 100 |
| Largeur de bande (en % du spectre B.F.) | 200 | 200 | 100 | 100 |
| Efficacité de l'émission (basée sur la puissance de sortie) ..... | 12,5 | | 100 | |
| Efficacité pratique de l'émission (basée sur la puissance input-alimentation ... | 10 (max) | | 70 | |
| Gain (basé sur la puissance de sortie) .. | Référence 0 | | + 9 dB. | |

## § 4. — Réalisations pratiques pour l'amateur

Tous les montages qui vont suivre ont été expérimentés par l'auteur, il y a plusieurs années déjà ; c'est ce qui explique les types de tubes proposés. Mais il est bien évident que tous peuvent être remplacés par les types récents correspondants.

### A. — Emission.

*1° Adaptateur émetteur à bande latérale unique.*

Nous verrons tout d'abord le montage d'un bloc adaptateur permettant à l'amateur de transformer son émetteur ordinaire en émetteur à bande latérale unique. Ce bloc compact s'intercale, dans un émetteur classique, entre le ou les étages « exciter » et l'étage amplificateur final ; il est calculé suffisamment large, afin de pouvoir attaquer un quelconque étage final de puissance dans les limites attribuées aux amateurs.

Le montage exploite le procédé dénommé « phase-shifting system ».

La méthode est basée sur le développement récent des réseaux changeurs de phase (ou phase-shift) ; en fait, un réseau type phase-shift (BF), comprenant 6 résistances et 6 condensateurs convenablement assemblés, permet de diviser une entrée commune en deux sorties d'amplitudes égales, mais dont les phases sont décalées de 90°.

Fondamentalement, ce procédé de transmission à bande latérale unique consiste à supprimer une des deux bandes latérales au moyen d'amplificateurs équilibrés et de filtres simples. La transmission à bande unique trouve dans les méthodes « phasing » et amplificateurs équilibrés, une solution particulièrement intéressante, du fait même de la « parenté » des bandes latérales et de la porteuse.

Une courte explication vectorielle nous fera mieux saisir le processus employé ; reportons-nous à la figure XIX-5. Le diagramme vectoriel (A) représente une porteuse modulée en amplitude à 100 % et en crête ; en (B), la phase de la porteuse est en retard de 90° sur la phase de référence. Les deux vecteurs, représentant les bandes latérales, montrent que l'enveloppe de modulation est égale à la porteuse (toujours dans le même instant).

Comment arrive-t-on au diagramme (B) ?

On procède comme pour la modulation en (A), avec un second modulateur amplificateur, dans lequel la porteuse, de même fréquence évidemment, mais dont la phase est décalée de 90° par rapport à la phase de référence (A), est modulée par le signal B.F., ce dernier ayant aussi sa phase décalée de 90°.

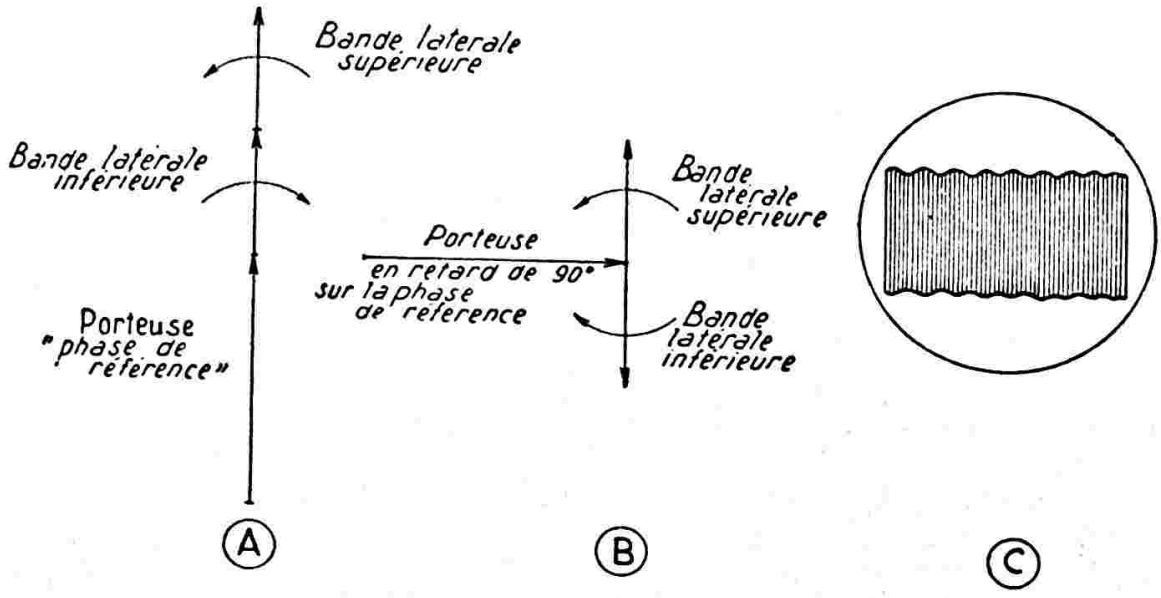



*Fig. XIX-5*

Lorsque les deux signaux représentés en (A) et (B) sont combinés, les bandes supérieures s'ajoutent, les bandes inférieures sont annulées, rejetées, et il en résulte la transmission d'une seule bande. Par cette méthode, l'amateur évite la construction de filtres nombreux, compliqués et délicats, filtres nécessaires dans le procédé exposé précédemment (§ 3) et utilisé dans les stations commerciales.

La figure XIX-6 donne une idée grossière des éléments de cet adaptateur, et la figure XIX-7 en montre le schéma complet avec valeurs des différents organes.

On note à l'entrée, l'étage préamplificateur microphonique composé d'une tube pentode type 6J7 et d'un élément triode du tube double 6SN7 ; cet étage est suivi d'un filtre passe-bas coupant toutes les fréquences supérieures à 2.800 périodes/seconde. Ensuite, le second élément triode du tube 6SN7 est monté en déphaseur ; sur

Sortie du préamplificateur = 35 V ; après le filtre passe-bas, soit à l'entrée du réseau phase-shift B.F. = 17 V ; sortie du réseau phase-shift B.F. = 6 V environ ; sortie de l'amplificateur de tension = 80 V environ. C'est ce dernier amplificateur de tension (éléments triodes des deux tubes 6SN7 suivants) qui compense les affaiblissements précédents.

Du fait de la liaison des réseaux phase-shift, les grilles de ces éléments sont positives par rapport à la masse ; il est donc

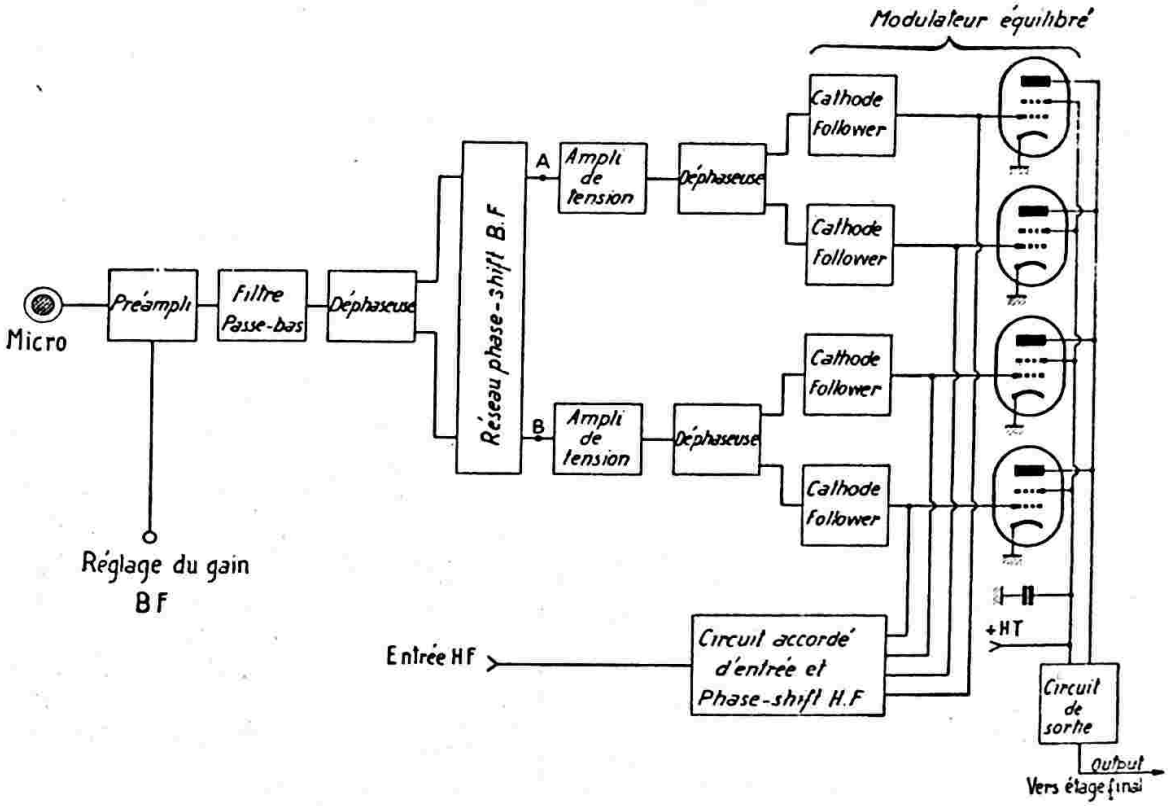



*Fig. XIX-6*

l'anode et la cathode de cette triode, on remarquera le réseau de résistances et de capacités permettant le changement de phase (phase-shift B.F.). De cette façon, entre les points A et B, la phase présente une différence de 90° (phase en B décalée de 90° par rapport à la phase de référence en A).

Mais le filtre passe-bas apporte une perte de 6 db, et les réseaux phase-shift une perte de 10 db environ ; il est donc nécessaire de compenser cet affaiblissement par une amplification de tension sur chaque canal B.F. En effet, les tensions B.F. approximatives sont les suivantes, en partant d'une tension de 10 millivolts délivrée par le microphone :

nécessaire d'intercaler une résistance d'assez forte valeur (22.000 Ω) dans la cathode de ces triodes, afin d'obtenir la polarisation négative de grille convenable.

Les seconds éléments de ces triodes 6SN7, montés en déphaseur, attaquent les quatre 6L6 du double modulateur équilibré, par l'intermédiaire des deux dernières 6SN7 (soit quatre éléments triodes) montées en cathode-follower ; outre le mode de liaison intéressant que permet le cathode follower, il offre une polarisation présentant une régulation parfaite pour les tubes 6L6 (redresseur de polarisation schématisé figure XIX-7, et équipé d'un tube 6X5GT, par exemple). Les tubes 6L6 du double modulateur équilibré sont attaqués, d'autre part,

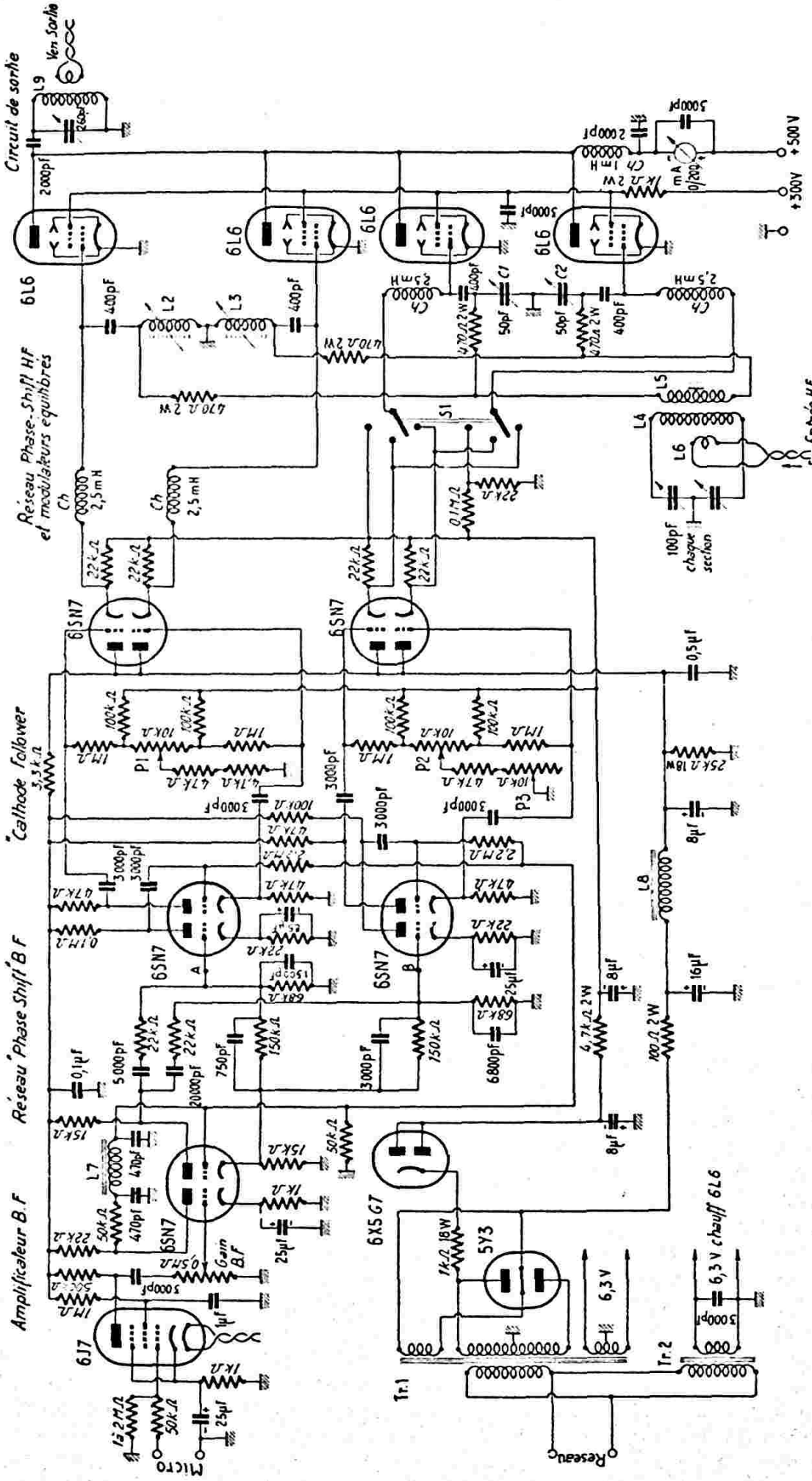

Circuit de sortie
Ven Sortie
Réseau Phase-Shift HF et modulateurs équilibrés
Cathode follower
Réseau Phase Shift B F
Amplificateur B.F
Micro
Réseau
Gain B.F
6,3 V chauff 6L6
6,3 V
+500 V
+300 V
Ext Entrée HF
100pF chaque section
6L6
6SN7
6J7
6X5 G7
5Y3
Tr.1
Tr.2

Fig. XIX-7

par la composante H.F. en provenance des étages « exciters » précédents, mais à travers un réseau « phase shift H.F. » ; si bien qu'une paire de 6L6 travaille avec un décalage de phase de 90° par rapport à l'autre paire.

En l'absence de modulation, les conditions de travail pour les quatre tubes 6L6 sont les suivantes : tension anodique, 500 volts ; tension écran, 300 volts ; polarisation de base sur les grilles de commande, 60 volts ; tension de pointe de l'excitation H.F., par grille, 40 volts. Dans ces conditions, le courant plaque statique pour les 4 tubes est approximativement de 125 mA, et la sortie H.F. est pour ainsi dire nulle, si les reglages des étages précédents sont corrects. Pour une fréquence B.F. de 600 cycles/seconde appliquée à l'entrée microphonique, et avec l'ajustage du gain B.F. donnant 25 volts en pointe sur les grille des 6L6, le courant anodique de ces dernières monte aux environs de 225 mA. On obtient alors une puissance de sortie H.F. de l'ordre de 40 watts. En attaquant l'entrée de l'amplificateur B.F. normalement, c'est-à-dire en parlant au microphone, le courant plaque des 6L6 croît vers 175 mA dans les crêtes.

Environ 8 watts H.F. sont nécessaires pour l'attaque correcte de l'adaptateur (40 volts H.F., tension de crête sur chacune des grilles de commande des 6L6).

Puisque cet étage modulé travaille avec un courant plaque relativement élevé par rapport à la tension anodique considérée, il est nécessaire de prévoir un circuit accordé de sortie à capacité élevée. Voici d'ailleurs les caractéristiques des bobinages :

$L_1$ = 5 tours de fil cuivre de 16/10 de mm. émaillé, bobinés à spires jointives sur un mandrin stéatite de 20 mm. de diamètre.

$L_2$ et $L_3$ = 22 tours de fil cuivre de 6/10 de mm. émaillé, bobinés à spires jointives sur un mandrin stéatite de 10 mm., avec noyau de fer ajustable.

$L_4$ = 18 tours de fil cuivre, 10/10 de mm. émaillé, bobinés sur un mandrin stéatite de 20 mm. de diamètre et sur une longueur de 25 mm.

$L_5$ = 6 tours de même fil, avec point milieu ; ces tours sont maintenus agrafés entre eux et bobinés autour de $L_4$, et au milieu de ce dernier enroulement (point froid).

$L_6$ = 2 tours de même fil enroulés préalablement sous $L_4$, et au milieu de ce dernier enroulement (point froid).

$L_7$ = inductance B.F. à fer 3,5 henrys.

$L_8$ = bobine de filtrage (environ 10 à 15 henrys).

Les valeurs des bobinages $L_1$ et $L_4$ sont données pour la bande 20 mètres (14 Mc/s). Néanmoins, en augmentant correctement le nombre de tours de ces enroulements, on obtiendra facilement la résonance pour la bande 40 mètres, ou 80 mètres ; les exemples ne manquent pas au § 2 du chapitre VII. Pour le circuit de sortie, augmenter aussi la valeur du C.V. au moyen d'un trimmer à air. De plus, en cas de changement de gamme, il est nécessaire aussi de changer la valeur de capacités $C_1$, $C_2$, et des inductances $L_2$, $L_3$. Précisons, à toutes fins utiles, que tous ces organes doivent présenter respectivement une réactance de 470 ohms à la fréquence de résonance.

Pour l'alimentation, on dispose d'un transformateur $Tr_1$ de 2×300 volts, avec un enroulement de 5 volts pour le chauffage de la valve H.T. 5Y3, et un enroulement 6,3 volts pour le chauffage de la valve 6X5 (polarisation) et des tubes 6J7 et 6SN7. De plus, nous avons un transformateur $Tr_2$ (6,3 volts — 5 ampères) pour le chauffage des tubes 6L6. D'autre part, enfin, l'alimentation haute tension des tubes 6L6 est fournie par un redresseur (non représenté) à bobine d'entrée, et équipé d'une valve type 83. Toutes les résistances dont la puissance n'est pas spécifiée sur la figure sont du type « 1/2 watt ».

La mise au point de l'adaptateur se borne tout d'abord à l'ajustage (une fois pour toutes, pour une gamme donnée) des inductances, par les noyaux de fer, des bobines $L_2$, $L_3$, et des capacitances par les condensateurs ajustables sur céramique $C_1$, $C_2$ ; puis au réglage de potentiomètres $P_1$, $P_2$, $P_3$ (équilibrage du modulateur). En attaquant l'entrée microphonique, à l'aide d'un générateur B.F. réglé successivement sur diverses fréquences comprises entre 125 et 3.000 c/s, on cherchera à obtenir sur l'écran d'un oscilloscope de contrôle, par l'ajustage des réglages cités plus haut, une figure tout à fait excellente de la fréquence à transmettre (voir figure XIX-5C).

Nous avons dit qu'il fallait une puissance H.F. de quelque 8 watts pour « driver » notre adaptateur. Ce dernier peut faire, en crête, jusqu'à 40 watts H.F. ; mais en moyenne, avec la voix d'un opérateur attaquant le microphone, il faut se limiter à 20 ou 25 watts H.F. Cela donne une puissance de sortie avec un minimum de distorsion, mais puissance tout de même capable d'exciter un étage final important. De toute façon, l'excitation H.F. ne saurait nous manquer pour son attaque ! On

pourra, d'ailleurs, absorber un peu de surplus d'excitation H.F. par une résistance, constituée par une ampoule d'éclairage de voiture, par exemple, et reliée par une ligne torsadée à une boucle couplée à $L_1$. Cela est, d'ailleurs, un avantage notable, car cette absorption permet d'obtenir une meilleure régulation de l'excitation sur les grilles de commande de l'amplificateur final (l'ampoule formant charge variable).

Précisons que l'amplificateur final P.A. doit fonctionner en classe B - H.F. (avec polarisation fixe par redresseur auxiliaire). « Classe B ! » ; nous voyons d'ici les cheveux se dresser sur la tête de certains. Dans le cas présent, le rapport entre crête et puissance moyenne en modulation vocale est de 10 à 1 (fonction de la voix et du microphone), si bien que les plus fortes pointes de sortie peuvent être obtenues avec une *dissipation* anodique réduite. *Théoriquement*, le rendement de ce type d'amplificateur est de l'ordre de 78 % ; mais, pratiquement, il faut compter sur un rendement moindre, rendement qui supportera néanmoins victorieusement la comparaison avec beaucoup d'amplificateurs classe C téléphonie. D'ailleurs, comme dans tout amplificateur classe B, le rendement est proportionnel à l'excitation de grille compatible avec une bonne linéarité.

Si l'on fait abstraction de la question rendement pour l'étage H.F.-P.A., tout *amplificateur linéaire* peut convenir. Autrement dit, bien que ce soit le fonctionnement en classe B qui apporte le rendement maximum, nous pouvons cependant nous limiter à un amplificateur des classes A, AB1 ou AB2.

Le couplage de l'aérien à l'étage final d'un émetteur à bande latérale unique est très important. Appliquer d'abord un signal sinusoïdal B.F., à l'entrée de l'adaptateur et régler le gain B.F., afin d'obtenir le courant grille normal de l'étage final. Faire varier le couplage entre l'adaptateur et le circuit grille de l'étage final pour obtenir ce courant grille normal, sans toutefois dépasser une consommation de 180 mA pour les anodes des 6L6. Puis coupler l'antenne sur l'étage final et fixer le couplage au moment où l'on constate une augmentation de 25 % du courant anodique de ce dernier étage.

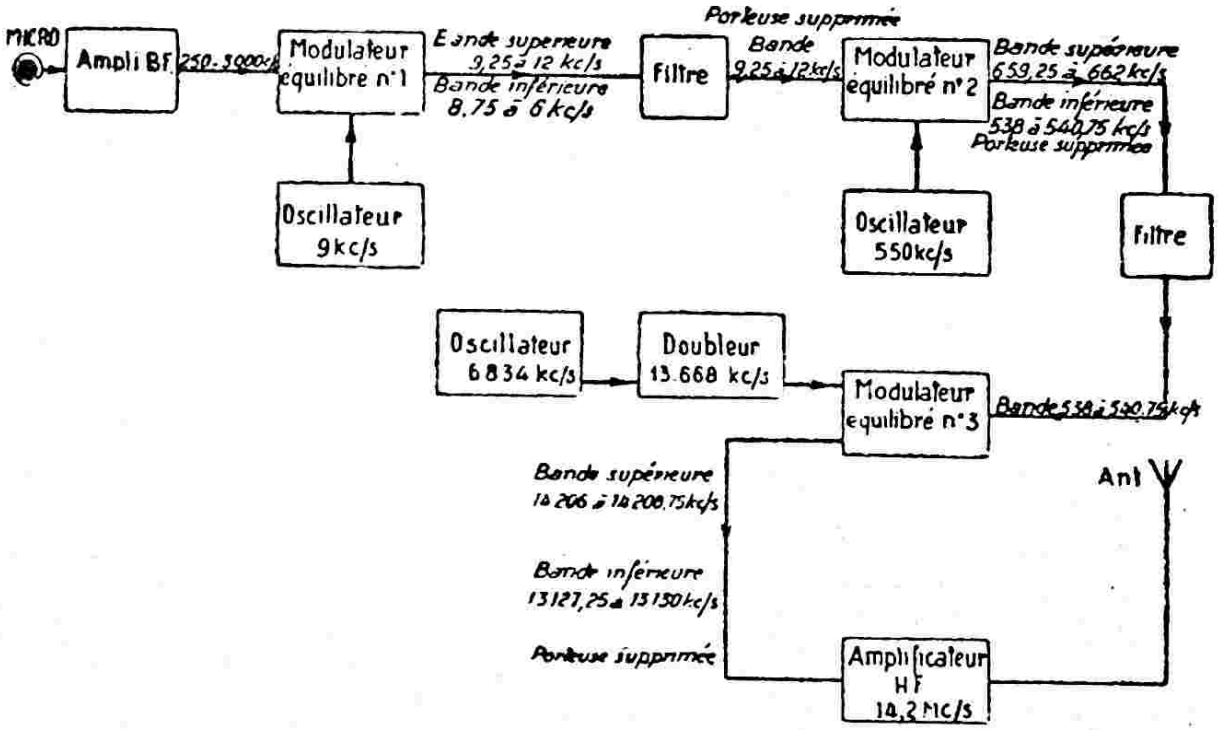
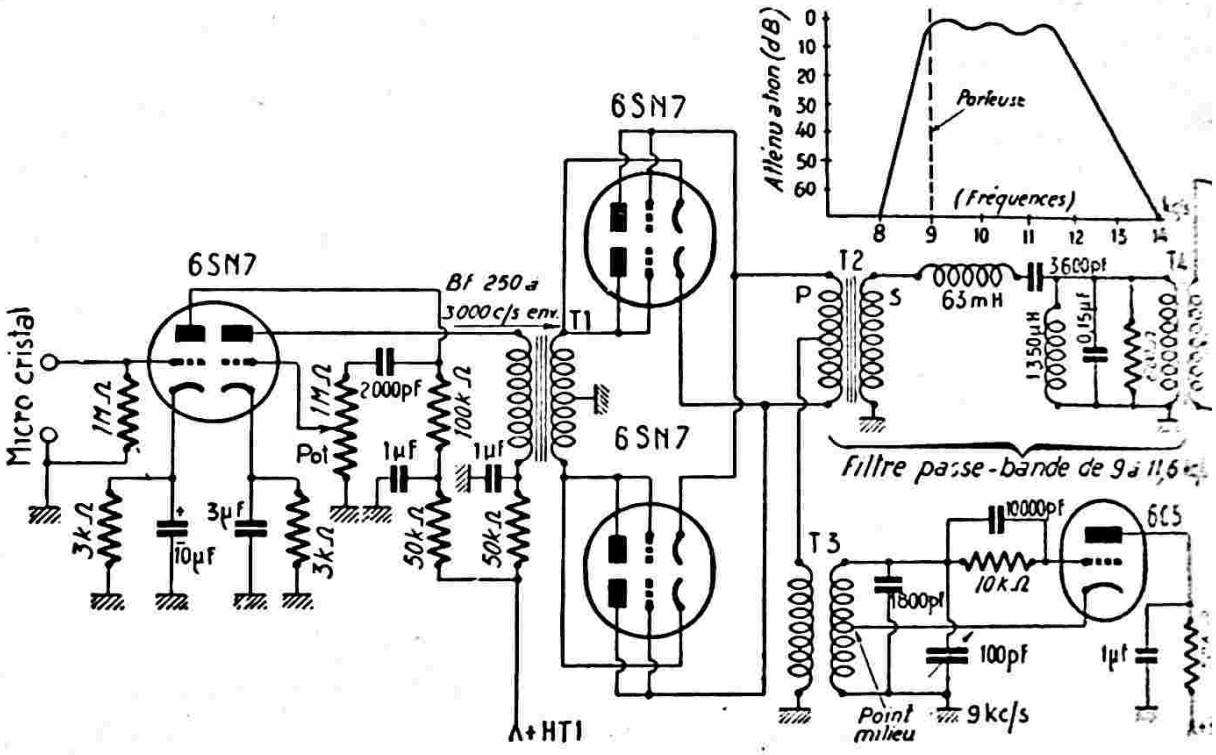
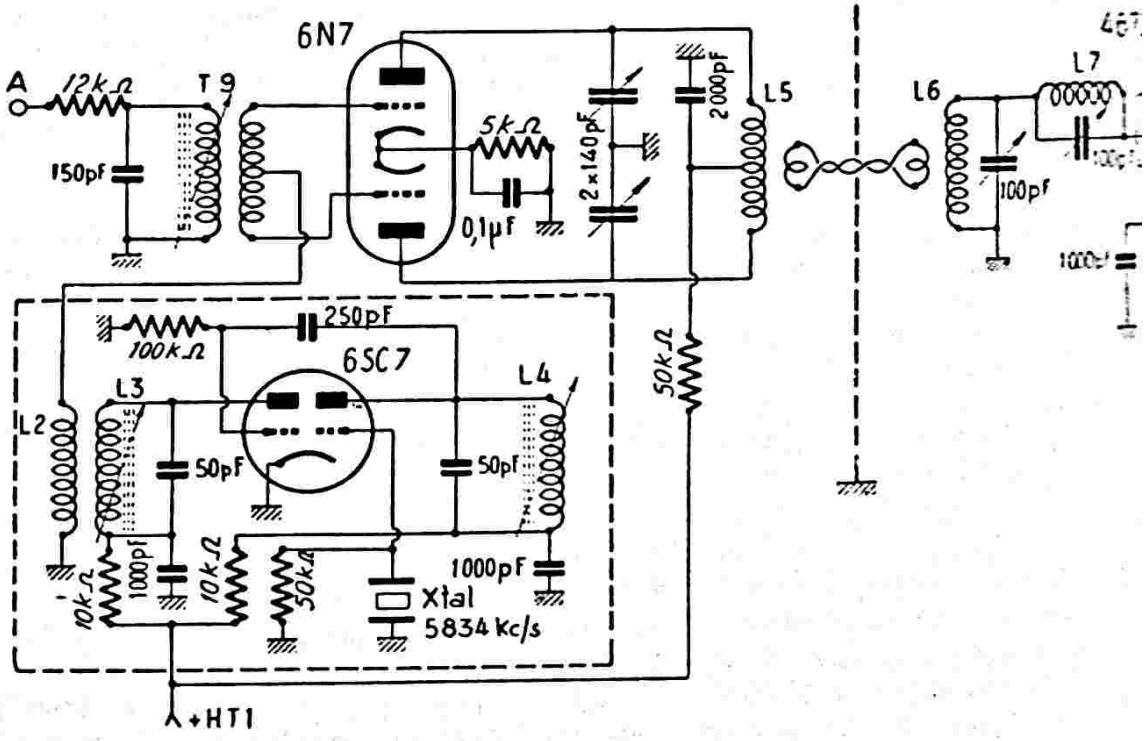
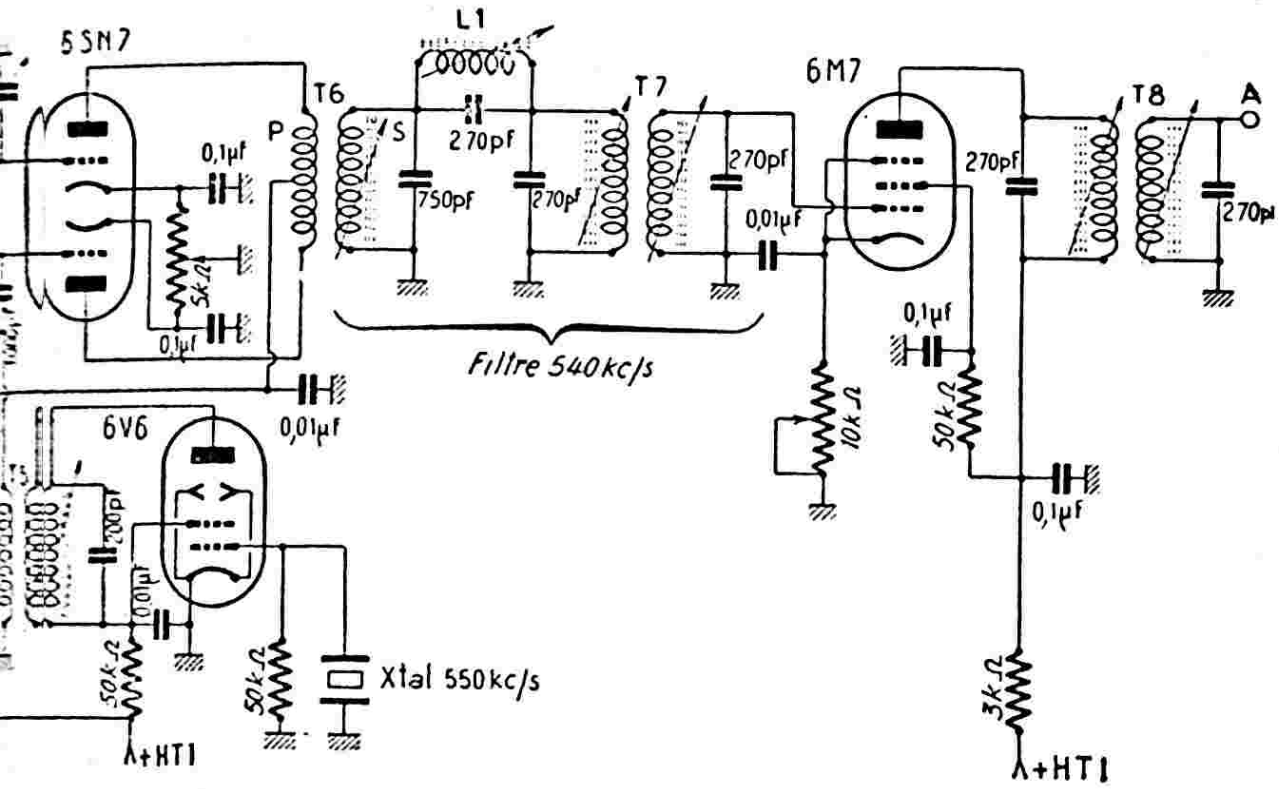


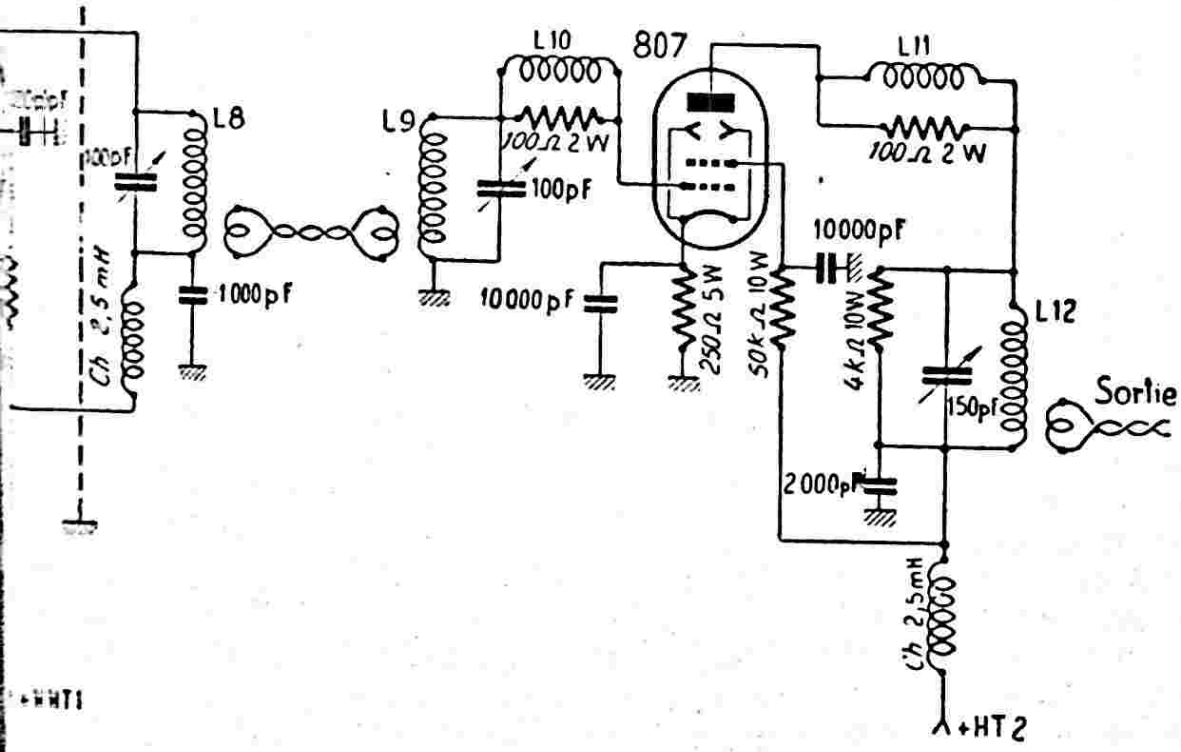

*Fig. XIX-8*

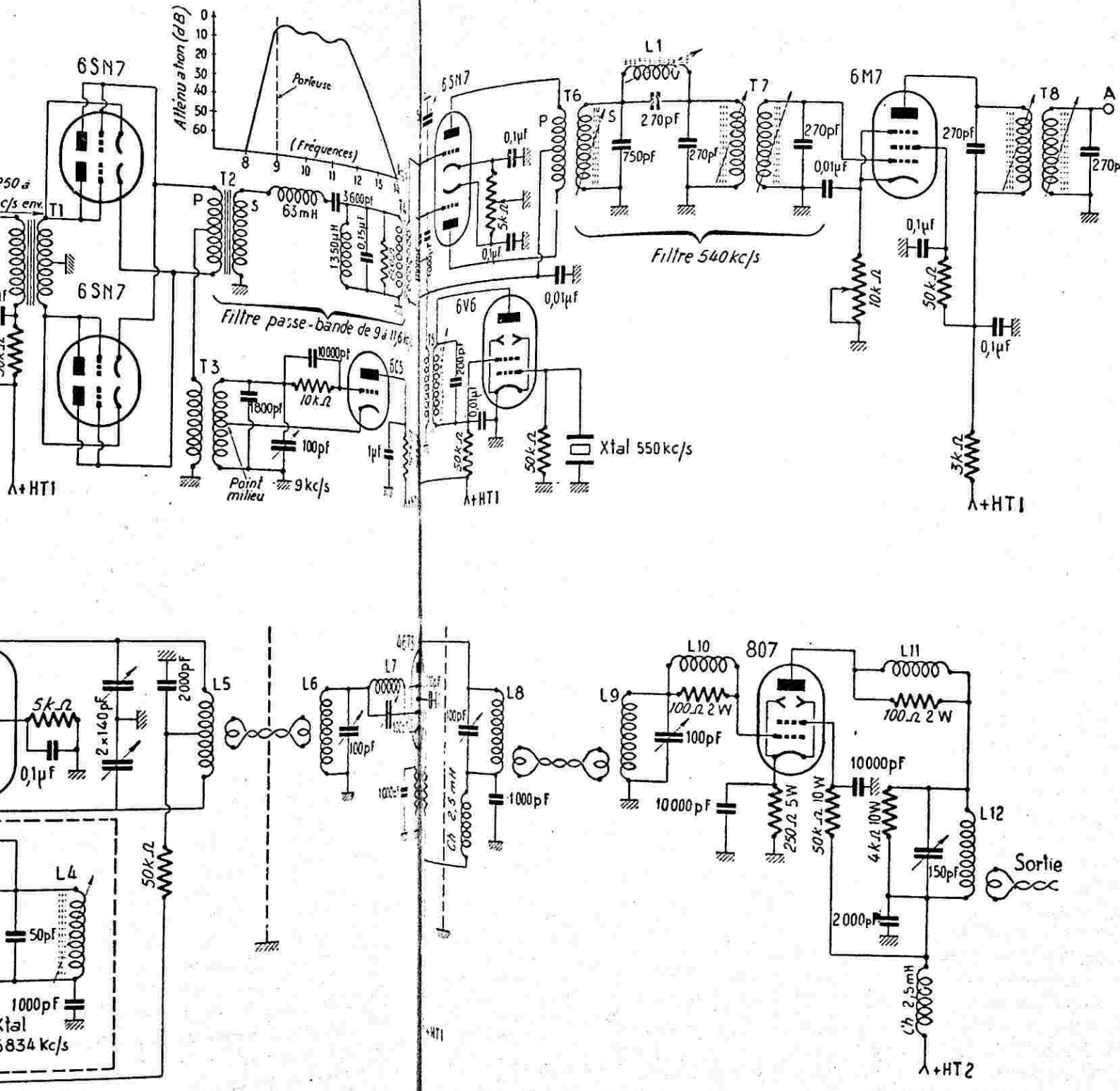
Disons enfin, pour en terminer avec cet adaptateur, qu'un inverseur double $S_1$ à trois positions permet soit de choisir l'une ou l'autre des bandes latérales, soit encore de travailler en modulation de fréquence à bande étroite ; à ce sujet, on fera un rapprochement instructif entre la figure XIX-7 et les montages pour modulation de fréquence décrits précédemment (fig. XVIII-16, par exemple).


Micro cristal
6SN7
6SN7
6SN7
Bf 250 a
3000 c/s env.
T1
T2
T3
T4
P
S
63 mH
3600pf
1350µH
0,15µf
Porteuse
(Fréquences)
Atténuation (dB)
Filtre passe-bande de 9 à 11,6
1MΩ
2000pF
100kΩ
Pot
1µF
1µF
3kΩ
10µF
3µF
3kΩ
50kΩ
50kΩ
10000pF
6C5
10kΩ
1800pF
100pF
1µf
Point milieu
9 kc/s
+HT1


A
12kΩ
T9
150pF
6N7
5kΩ
0,1µF
2×140pF
2000pF
L5
L6
L7
100pF
100kΩ
250pF
6SC7
L2
L3
L4
50pF
50pF
50kΩ
10kΩ
1000pF
10kΩ
50kΩ
1000pF
Xtal
5834 kc/s
+HT1


5SN7
L1
T6
P
S
270pF
T7
6M7
T8
A
0,1µf
750pF
270pF
270pF
270pF
270pF
0,01µF
5kΩ
0,1µf
Filtre 540kc/s
0,1µf
0,01µF
6V6
10kΩ
50kΩ
0,1µF
200pF
0,01µF
50kΩ
50kΩ
Xtal 550kc/s
3kΩ
+HT1
+HT1


L10
807
L11
L8
L9
100Ω 2W
100Ω 2W
100pF
100pF
10000pF
1000pF
10000pF
250Ω 5W
50kΩ 10W
4kΩ 10W
L12
Ch 2,5 mH
150pF
Sortie
2000pF
Ch 2,5mH
+HT2


6SN7
6SN7
T1
T2
T3
T6
T7
T8
6M7
6V6
6C5
L1
L4
L5
L6
L7
L8
L9
L10
L11
L12
807
Atténuation (dB)
Porteuse
(Fréquences)
Filtre passe-bande de 9 à 11,6 kc/s
Filtre 540 kc/s
Xtal 550 kc/s
Point milieu
9 kc/s
+HT1
+HT2
Sortie
Ch 2,5 mH
Xtal
6834 kc/s

Fig

2° *Emetteur à bande latérale unique.*

L'émetteur dont la description va suivre satisfait aux conditions suivantes :

1° Suppression presque complète de la porteuse ;

2° Elimination de la bande latérale non désirée ;

3° Fonctionnement linéaire dans tout l'émetteur ;

4° Minimum de radiation des fréquences fausses ;

5° Enfin, parfaite stabilité en fréquence.

Les deux premières conditions sont satisfaites par l'utilisation d'un modulateur équilibré et d'un système de filtre adéquat.

Le fonctionnement linéaire est obtenu en employant des amplificateurs classe A partout où cela est possible.

Les fréquences fausses sont minimisées par l'utilisation de modulateurs équilibrés à toutes les étapes de conversion, avec filtres, trappes, bouchons, etc.

Enfin, on emploie des oscillateurs à pilotage cristal pour les conversions des signaux à haute fréquence, ce qui assure une stabilité en fréquence excellente.

Le tableau synoptique (fig. XIX-8) donne une idée de la suite des conversions mises en œuvre pour obtenir le rayonnement de l'émission dans la bande 20 mètres. C'est donc le *procédé S.F.R.*, exposé au cours du § 3, que nous allons appliquer ici.

Le premier oscillateur de conversion est réglé sur 9 kc/s ; à la sortie du premier modulateur, nous avons donc, du fait de la porteuse sur 9 kc/s, une bande de modulation supérieure et une bande inférieure, avec porteuse en partie supprimée à la sortie du circuit. Le premier filtre laisse passer uniquement la bande supérieure. Les second et troisième modulateurs avec filtre, opèrent d'une façon similaire, mais évidemment sur des fréquences différentes.

Passons maintenant à l'étude plus détaillée du schéma, et reportons-nous à la figure XIX-9 (pages 784-785), donnant le montage complet de l'émetteur.

Nous avons, tout d'abord, l'amplificateur B.F. proprement dit, comportant un tube double triode 6SC7 dont les deux éléments sont montés en cascade, liaison par résistances et une faible capacité (2.000 pF), afin d'affaiblir la réponse sur les fréquences basses. L'anode du second élément triode est chargée par le transformateur $T_1$ ; c'est un transformateur B.F. avec impédance primaire 10.000 Ω et impédance secondaire 200 Ω avec point milieu (genre Thordarson 55A15). Ce secondaire débite sur un modulateur équilibré équipé de deux tubes 6SN7 montés en diode (modulateur-anneau).

Donnons quelques détails sur les bobinages $T_3$ de l'oscillateur 9 kc/s ; ils sont réalisés simplement en utilisant les enroulements d'un transformateur push-pull pour haut-parleur, dont on aura préalablement enlevé le noyau magnétique. L'enroulement primaire (plaque à plaque) est accordé sur 9 kc/s par une capacité de 1.800 pF et un condensateur variable de 100 pF ; ce dernier permet d'amener la conversion de fréquence dans la gamme du filtre passe-bande suivant. Quant à l'enroulement secondaire (bobine mobile), il permet l'attaque du modulateur équilibré.

Le transformateur de liaison $T_2$, par contre, est tout à fait spécial. Précisons qu'il s'agit d'un transformateur B.F. de rapport 1/1 (transfo de ligne à ligne), mais bobiné sur un noyau magnétique toroïdal en permalloy. De plus, le primaire est enroulé comme pour le transformateur $T_6$ ; nous en reparlerons lorsque notre description arrivera à ce transformateur ; ce primaire comporte 2×1.000 tours, et le secondaire, 2.000 tours.

Après $T_2$, nous avons un filtre passe-bande (de 9 à 11,6 kc/s environ) ; sa caractéristique de transmission est donnée par la courbe du haut de la figure. Tout le secret de la suppression de la bande latérale inférieure de modulation tient à la rapide atténuation du filtre dans la région comprise entre 9,5 et 8,5 kc/s.

Le second modulateur (tube double triode 6SN7), le filtre et l'étage amplificateur suivants, opèrent sur 540 kc/s environ, l'oscillateur de conversion étant réglé sur 550 kc/s par cristal. L'injection H.F. de cet oscillateur dans le modulateur doit être de 2 volts.

$T_4$ est un transformateur B.F. de liaison de plaque à deux grilles push-pull (genre M.C.B. type CL2).

$L_1$ est une bobine d'arrêt à noyau de fer utilisée comme découplage des transformateurs M.F. dans les récepteurs, dont on a enlevé quelques tours, afin d'amener sa résonance propre vers 550 kc/s.

$T_7$ et $T_8$ sont des transformateurs M.F. classiques à noyaux de fer, dont on a également débobiné quelques spires, afin d'amener leur résonance à 540 kc/s.

$T_5$ = transformateur M.F. également (comme $T_7$ et $T_8$), mais accordé sur 550 kc/s, et avec le condensateur supprimé sur l'enroulement formant bobine de couplage.

$T_6$ = la construction de ce transformateur équilibré de modulation est spéciale ; nous donnons quelques éclaircissements sur la figure XIX-10. On prend un mandrin fileté intérieurement de 10 mm de diamètre permettant le réglage d'un noyau, de fer pulvérisé (longueur de ce noyau = 25 mm). Sur ce tube, et sur une longueur de 50 mm., on bobine à la fois deux fils a et b en cuivre de 20/100 de mm. sous deux couches soie, à spires jointives et bien rangées (les détails de connexions anodes et point milieu sont donnés sur la figure XIX-10).

On obtient ainsi automatiquement un enroulement de deux fois 100 spires.

Ainsi sera fait le primaire P de ce transformateur $T_6$ ; précisons maintenant que le primaire à point médian du transformateur B.F. à noyau toroïdal $T_2$ doit être bobiné également de cette façon (deux fils en même temps), mais avec davantage de tours, naturellement.

Passons maintenant au secondaire de $T_6$ : au milieu du tube, et entre deux joues de carton bakélisé, distantes de 5 mm., on

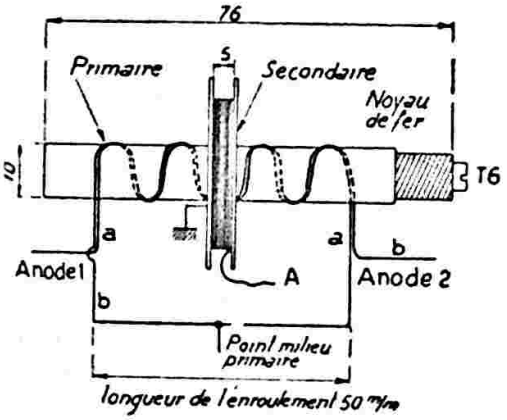



*Fig. XIX-10*

enroule à spires rangées et par couches successives cinquante tours de fil de cuivre de 20/100 de mm. deux couches soie ; le fil intérieur de ce bobinage est relié à la masse, et la sortie extérieure A à la bobine $L_1$.

$T_5$ est de construction identique à $T_6$.

Nous arrivons maintenant au troisième étage de conversion ; la fréquence de ce dernier oscillateur est déterminée par la fréquence de travail désirée. Sur la maquette d'essai, c'est la bande 14 Mc/s (20 mètres) qui a été choisie. L'oscillateur final est équipé d'une double triode 6SC7 ; le premier élément fonctionne en pilote cristal, et le second, en doubleur de fréquence. En prenant un quartz de 6.834 kc/s, par exemple, la fréquence injectée dans le modulateur équilibré sera de 6.834 × 2 = 13.668 kc/s, ce qui détermine une bande latérale supérieure de 14.208,75 à 14.206 kc/s, et une bande inférieure de 13.130 à 13.127,25 kc/s. En conservant la bande supérieure, l'émission se fera donc dans le canal 14.206 — 14.208,75 kc/s.

NOTA. — *Par le même raisonnement, partons d'un quartz de* 3.260 *kc/s ; la fréquence injectée est de* 6.520 *kc/s. L'émission se fera donc dans le canal* 7.060 — 7.058 *kc/s (bande latérale supérieure), soit dans la bande* 40 *mètres. Il va de soi, dans ce cas, que les bobinages d'accord et des filtres-trappes doivent être calculés pour cette gamme.*

Revenons à notre troisième modulateur. La tension d'oscillation injectée doit être de 2 volts également. La tension de sortie du modulateur équilibré est amplifiée par un tube 4673 Philips travaillant en classe A. Ce tube offre, à son tour, en sortie, une tension de 15 volts, suffisante pour attaquer l'étage 807 réglé en classe A également.

Voici quelques précisions sur les bobinages (bande 14 Mc/s, rappelons-le) :

$L_5$, $L_6$, $L_8$, $L_9$ et $L_{12}$ = 10 tours de fil cuivre émaillé de 16/10 de mm. enroulés sur air, diamètre intérieur 25 mm. et sur une longueur de 25 mm.

$L_3$ = 11 tours de fil cuivre émaillé 10/10 de mm. enroulés à spires jointives sur un mandrin de 10 mm. de diamètre, avec noyau de fer pulvérisé, bobine accordée sur 13.668 kc/s.

$L_7$ = bobine accordée sur 13.668 kc/s également, par un condensateur variable de 100 pF.

$L_2$ = 10 tours de fil cuivre émaillé 10/10 de mm. enroulés à spires jointives sur le même mandrin que $L_3$, et à une distance de 10 mm. du côté +H.T.

$L_{10}$ et $L_{11}$ sont de simples suppresseurs d'oscillations parasites ; on les réalise par 6 tours de fil en cuivre émaillé 10/10 de mm. bobinés autour du corps d'une résistance en carbone aggloméré de 250 ohms 2 watts, connectée en shunt (comme le montre la figure).

$L_4$ = 22 tours de fil cuivre émaillé 10/10 de mm. enroulés à spires jointives sur un mandrin de 10 mm. de diamètre avec noyau de fer (bobine accordée sur 6.834 kc/s — Xtal).

Enfin, les boucles de couplage sont réalisées par deux tours de 12/10 de mm. cuivre émaillé, de même diamètre que les bobinages et couplés au point froid de ceux-ci.

La puissance de sortie est environ d'une dizaine de watts H.F., ce qui permet déjà des QSO intéressants ; néanmoins, on pourra faire suivre ce montage par un étage P.A. classe B, si l'on désire une puissance plus importante. Cette réalisation est capable d'exciter correctement une paire de tubes type 813 qui délivrent alors 1 kW en pointe (!). Entre 10 watts et 1 kW, entre la simple 807 de sortie et le P.A. de deux 813... l'amateur a le choix parmi toute une gamme de push-pull classe B — H.F. plus modestes répondant à ses désirs ou à ses possibilités. Une paire de 811 ou de 805 réalise un excellent étage final de puissance. L'utilisation de tubes « zéro-bias », c'est-à-dire de tubes fonctionnant en classe B pour une polarisation de base de zéro volt, donc potentiel de la masse, élimine l'emploi d'un redresseur de polarisation auxiliaire ; de ce fait, la polarisation étant parfaitement stable, l'amplification n'en sera que plus linéaire. A ce sujet, rappelons que les tubes

Dans le cas de l'excitation d'un étage P.A., il est recommandé (comme dans le montage adaptateur vu précédemment) de charger l'anode du tube de sortie (807) ; c'est le rôle de la résistance-shunt $R_1$ de 4.000 ohms 10 watts.

Le schéma de l'alimentation est donné sur la figure XIX-11 ; rien de spécial à son sujet, si ce n'est la sortie $HT_2$ pour l'anode et l'écran du tube 807, et la sortie $HT_1$, régulée par deux tubes VR150 et VR105, montée en série, pour l'alimentation des autres tubes.

Le réglage de cet émetteur est relativement simple. Il suffit d'attaquer l'entrée microphonique de l'amplificateur B.F. par une tension à 1.000 c/s (issue, par exemple, d'un générateur B.F.). Par le noyau de fer, on accorde $T_6$, afin d'obtenir la tension maximum de sortie pour la bande latérale choisie. Il en sera de même pour $T_7$ et $T_8$. Pour ces réglages, l'emploi d'un voltmètre 13.000 à 20.000 Ω par volt, combiné avec

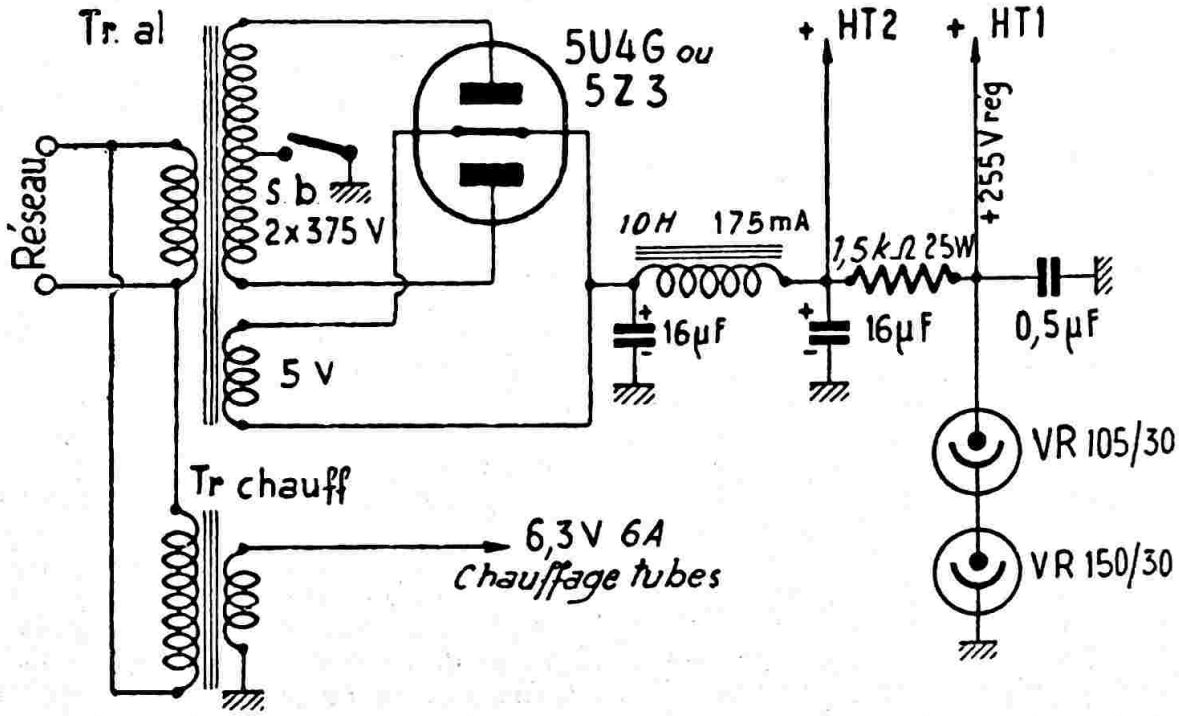



*Fig. XIX-11*

4654, RL12P35, GOT101 et P75, *montés en triodes*, réalisent d'excellents tubes « zéro-bias », classe B (1).

Nous parlons « classe B », car c'est elle — nous le savons — qui apporte le meilleur rendement. Mais comme nous l'avons dit précédemment, tout amplificateur *linéaire* peut convenir et l'on pourra se limiter par exemple à un amplificateur des classes A, AB1 ou AB2.

(1) Voir § 3 chapitre XI.

un redresseur à cristal genre 1N34, est nécessaire.

Ensuite, le troisième modulateur sera accordé par le même procédé. Lorsque tous les circuits sont accordés, à l'exception des circuits-trappes $L_1$ et $L_7$, l'équilibrage du second modulateur peut être effectué. Celui-ci se fait par l'ajustage du potentiomètre de 5.000 Ω cathodes 6SN7, et le réglage du condensateur de compensation de 50 pF, connecté entre l'une des grilles du tube 6SN7 et la masse. Le réglage de ce petit

C.V. compense la capacité du secondaire de $T_4$ qui tendrait à déséquilibrer le modulateur ; il est parfois nécessaire, selon la disposition, de le connecter sur l'autre grille du tube 6SN7. Lorsque le modulateur est parfaitement équilibré (élimination maximum de la porteuse), on supprime le reste de l'onde à 550 kc/s, par l'accord à la résonance du circuit $L_1$. Ensuite, on élimine la porteuse 13.668 kc/s, à la sortie du modulateur N° 3, par le réglage du circuit-trappe $L_7$.

Pour avoir une idée de la suppression efficace de toute onde porteuse, on couple très serrée, à la bobine finale $L_{12}$, une boucle de Hertz, munie d'une ampoule de lampe de poche (3,5 V — 0,2 A) ; en l'absence de modulation, l'ampoule ne doit donner aucune indication.

●

Les montages qui viennent d'être examinés — ainsi que certains qui suivent dans la partie « réception » — ont été expérimentés par l'auteur, il y a plusieurs années déjà. C'est ce qui explique les types parfois anciens pour certains tubes employés. Mais, il est évident que tous ces tubes peuvent être remplacés par des types récents *correspondants*. Ceci n'offre pas la moindre difficulté pour le technicien ; car, il est certain que ces réalisations ne s'adressent absolument pas aux *débutants* en radio, disons-le tout net ! A l'intention de ces derniers, signalons l'existence d'adaptateurs commerciaux tout prêts pour l'émission à bande latérale unique : le « SB7M-Miniphase » (Roma), par exemple.

●

B. — **Réception.**

1° *Procédés économiques.*

D'après ce que nous avons expliqué au cours du § 3, une méthode de réception, qui vient aussitôt à l'idée, est la suivante :

Sur un récepteur de trafic, on utilisera le filtre cristal M.F., donnant une sélectivité « au couteau », permettant d'éliminer la bande non désirée, ou plus exactement permettant d'ajuster la bande passante du récepteur d'après la bande latérale unique transmise. Puis, on combinera la bande ainsi reçue avec l'oscillation du B.F.O. (reconstitution de la porteuse), et nous détecterons ensuite.

Il faut évidemment disposer d'un B.F.O. fournissant une oscillation énergique (ou éventuellement diminuer le gain M.F. par le réducteur de sensibilité) et, de plus, court-circuiter la ligne de commande antifading. L'oscillation du B.F.O. devra, en outre, être très stable en fréquence.

C'est, évidemment, une solution plausible, mais il sera néanmoins *difficile* de bien centrer le récepteur sur l'émission reçue, d'une part, et, d'autre part, de régler le B.F.O. sur la fréquence correcte permettant l'exacte reconstitution.

Nous tenions, cependant, à signaler ce procédé, qui peut rendre quelques services dans des essais locaux rapides.

Entre ce système vraiment simple et la réalisation d'un véritable adaptateur, nous pouvons également suggérer le montage suivant : il s'agit d'un convertisseur équilibré dont le schéma est donné sur la figure XIX-11-1, nécessitant deux tubes pentagrilles type 6L7 ou 6BA7.

Ce dispositif doit se connecter aux lieu et place du détecteur habituel du récepteur de trafic (généralement à la place de la diode).

OB est l'oscillateur de battement dont on ajustera la fréquence avec soin (reconstitution de l'onde porteuse) ; cet oscillateur doit être stable et son oscillation doit pouvoir être réglée aisément aux environs de la fréquence du canal MF du récepteur.

$T_r1$ est le transformateur de couplage pour l'injection de l'oscillation (genre transformateur MF avec secondaire à prise médiane).

$T_r2$ est le transformateur de liaison BF ; le primaire, à prise médiane, doit pouvoir supporter environ 10 mA.

2° *Adaptateur détecteur.*

On peut aussi construire un adaptateur *reposant sur le principe précédent* ; un appareil adaptateur de ce genre est représenté sur la figure XIX-12. Il permet l'écoute d'une émission à bande latérale unique à partir de tout récepteur superhétérodyne classique.

Etudions cet adaptateur.

L'entrée de l'adaptateur est attaquée par le secondaire du dernier transformateur M.F. du récepteur (secondaire allant, habituellement, à la détectrice diode). Le couplage se fait en enroulant le fil a de

l'adaptateur autour du fil allant à la diode du récepteur (côté « chaud » du secondaire du dernier transfo M.F.), ladite diode étant enlevée naturellement.

teur local 7Q7. Sur cette nouvelle fréquence intermédiaire, on peut, dans l'amplificateur M.F. qui suit, réaliser des transformateurs avec coefficient de surtension très élevé,

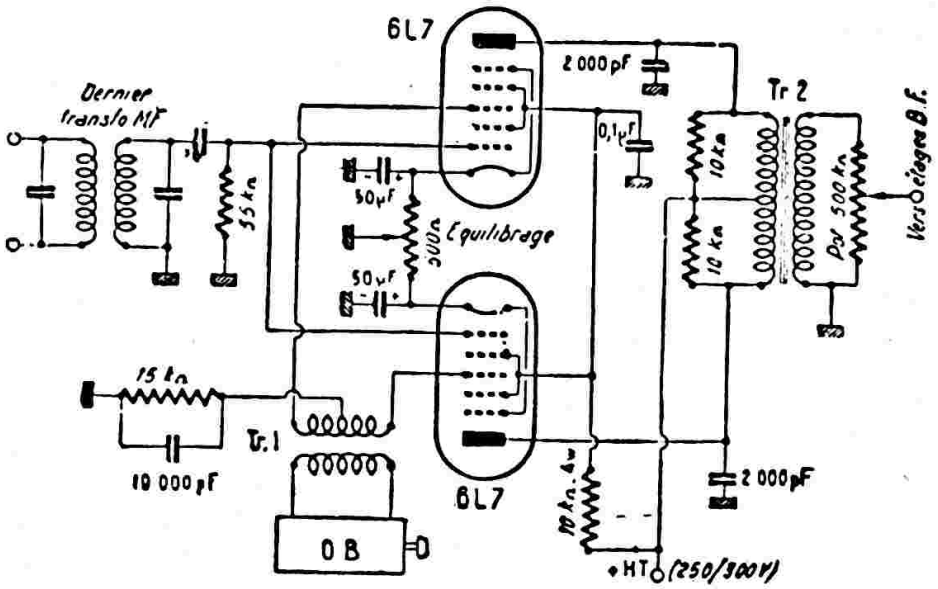



*Fig. XIX-11-1. — Le condensateur de liaison entre la sortie du dernier transformateur MF et les grilles 1 des 6L7 est de 1000 pF.*

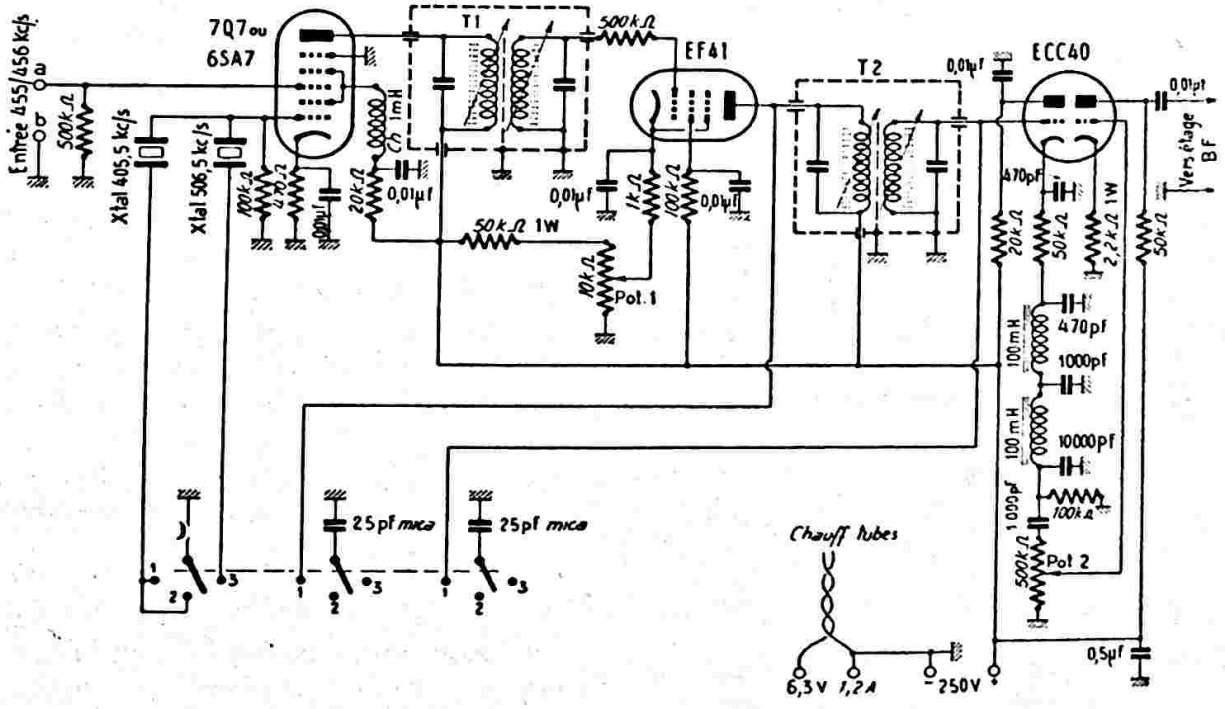



*Fig. XIX-12*

Cet appareil a été établi pour des récepteurs ayant leur moyenne fréquence accordée sur 455 ou 456 kc/s. La méthode exploitée, quoique très simple, permet néanmoins d'obtenir d'excellents résultats. Elle consiste à opérer sur la fréquence moyenne du récepteur un deuxième changement de fréquence qui amène ladite M.F. à 50 kc/s. C'est le rôle du tube convertisseur-oscilla-

donc transformateurs à très grande sélectivité. De ce fait, la courbe de résonance d'un transfo M.F. étant très pointue, on peut, par le réglage de l'ensemble, éliminer la bande non désirée. Par le moyen d'un inverseur, on reçoit, soit la bande latérale supérieure (position 2), soit la bande latérale inférieure (position 3), soit, enfin, les deux bandes pour la réception normale (position 1).

Les fréquences de la partie oscillatrice du tube 7Q7 sont déterminées par deux quartz ; leur fréquence exacte n'est pas très critique, pourvu qu'il existe une différence de 100 kilocycles entre chaque cristal (avec tolérance de ± 100 c/s).

Toute la mise au point de cet adaptateur tient dans le réglage des transformateurs $T_1$ et $T_2$.

On commence par accorder $T_2$, puis $T_1$, sur 50,5 kc/s (inverseur dans la position 2). A titre indicatif, nous dirons qu'une self-inductance de 2,5 mH type National R100, shuntée par un condensateur de 4.000 pF, résonne approximativement sur 50,5 kc/s. On obtient la courbe B de la figure XIX-13 ; on voit qu'elle passe à 50 kc/s, environ 5 db au-dessous de la pointe de résonance. Bien ajuster expérimentalement le couplage

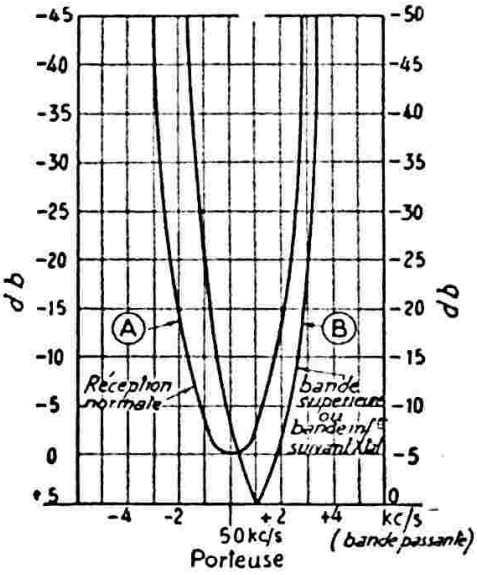



*Fig. XIX-13*

entre primaires et secondaires de $T_1$ et $T_2$ ; de plus, comme l'indique le schéma de la figure XIX-12, un écran électrostatique, formé d'une rondelle plate de cuivre, est interposé entre primaire et secondaire. Ensuite, en plaçant l'inverseur en position 1, on doit obtenir automatiquement la courbe A, du fait de la mise en parallèle sur $T_2$ des deux condensateurs de 25 pF.

Le tube amplificateur intermédiaire est du type EF41 ou EF89.

Comme nous l'avons dit précédemment, pour la réception des émissions normales, on peut, soit évidemment utiliser le récepteur primitif sans l'adaptateur, soit utiliser l'ensemble avec l'adaptateur en position 1 ; mais, dans ce dernier cas, les fréquences B.F. supérieures à 2.000 c/s sont fortement atténuées. En effet, outre l'amplificateur M.F. 50 kc/s à grande sélectivité, nous avons à la sortie du cathode-follower détecteur (premier élément triode ECC40), un filtre passe-bas tendant à couper toutes les fréquences supérieures à 2 kc/s.

Le gain de l'amplificateur 50 kc/s de l'adaptateur est réglé par Pot.$_1$ ; quant au gain B.F., on l'ajuste par Pot.$_2$. La sortie de l'adaptateur peut attaquer la dernière partie B.F. du récepteur normal. On peut, également, ajouter à l'adaptateur un simple tube EL84, par exemple, actionnant un haut-parleur (ou encore il suffit de faire l'écoute au casque à la sortie du tube ECC40 ou ECC82).

Enfin, une remarque importante : avec le potentiomètre Pot.$_2$ ouvert au maximum, on doit ajuster le couplage de l'adaptateur au récepteur *au minimum* permettant une audition sensiblement égale à celle normale du récepteur.

Rappelons encore que si la transmission en bande latérale unique est faite **avec suppression de la porteuse,** il convient de reconstituer cette dernière à la réception. Le plus simple consiste à utiliser un oscillateur type B.F.O. très stable et dont la fréquence pourra être ajustée soigneusement. Bien entendu, ce B.F.O. devra pouvoir osciller aux environs de la valeur M.F. (50 kc/s, dans le cas présent). En outre, nous recommandons le montage B.F.O. à injection variable (voir fig. IV-53) permettant la reconstitution de la porteuse juste à la valeur requise. La sortie de cet oscillateur B.F.O. est couplée par une « queue de cochon » autour de la connexion allant du secondaire de $T_2$ à la grille du tube ECC40 ou ECC82.

Un autre montage simple très répandu est représenté sur la figure XIX-13-1. On effectue le « mélange » dans un tube appelé « détecteur de produit » : signaux SSB sur la grille, signal BFO sur la cathode, sortie BF par l'anode. Il n'y a détection que lorsque les deux signaux sont appliqués. Cette figure montre également la commutation possible SSB/AM. Le tube détecteur de produit peut être différent d'une triode ; on on peut utiliser un tube heptode 6BE6 par exemple, et faire les injections par les grilles. Une application pratique de cette dernière solution a été représentée sur la figure VIII-29-B (récepteur complet AM et SSB).

Un montage similaire avec tubes 6BE6 (détecteur de produit) et 6AU6 (B.F.O.) présenté sous forme d'étages auxiliaires pouvant être incorporés à l'intérieur d'un récepteur quelconque, est montré sur la figure XIX -13-2.

La grille 1 du tube 6BE6 est reliée au B.F.O. dont le rôle est de reconstituer la

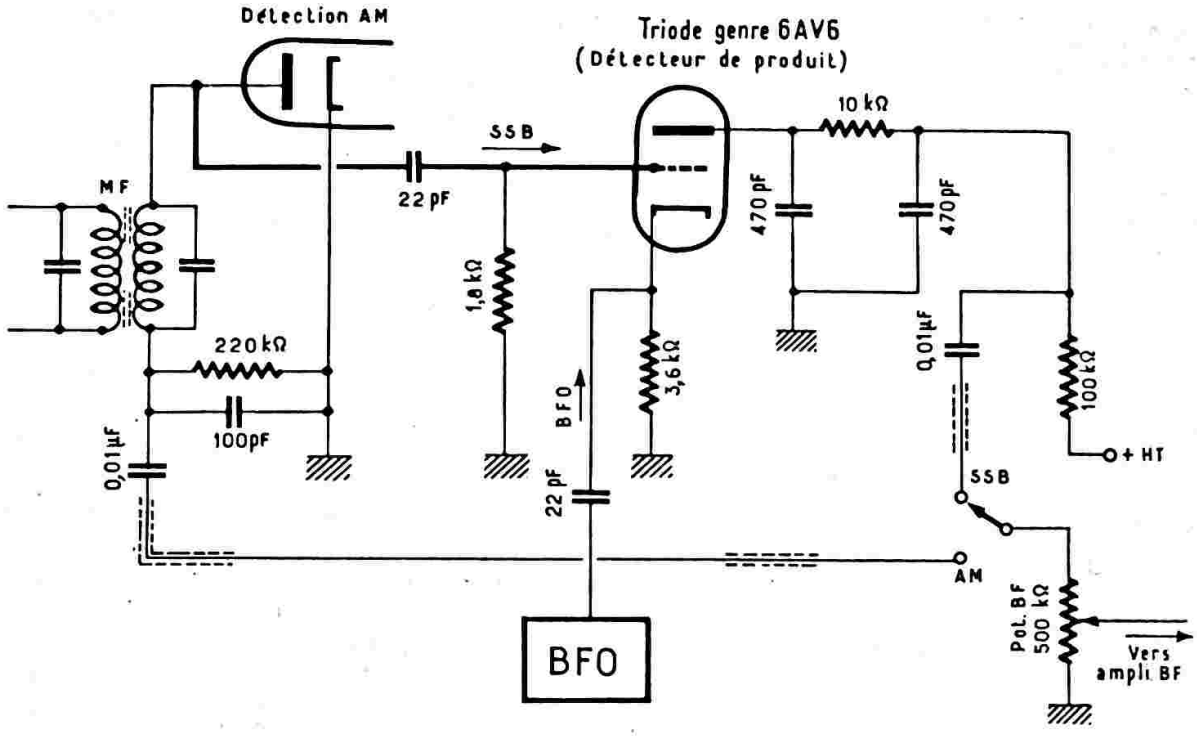



*Fig. XIX-13-1*

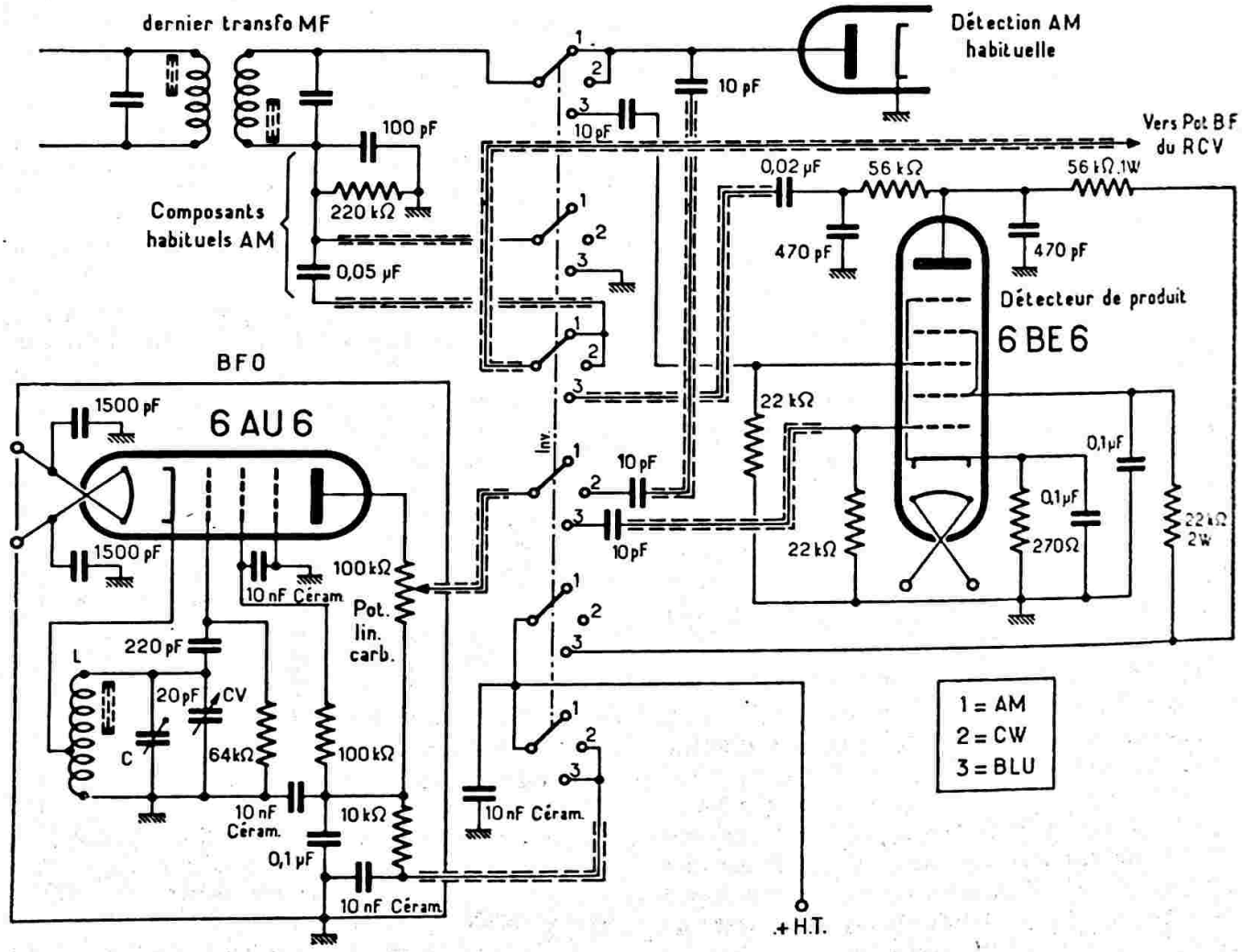



*Fig. XIX-13-2*

« porteuse » du signal qui, lui, est appliqué à la grille 3 (position 3 de l'inverseur). Le « produit » du mélange se retrouve dans le circuit anodique de ce tube.

Le circuit LC du B.F.O. doit osciller sur une fréquence égale à la valeur M.F. du récepteur. Cette oscillation doit être extrêmement stable et l'ajustage sur la fréquence exacte pour la reconstitution de la porteuse s'effectue à l'aide du condensateur variable C.V. de 20 pF (éventuellement à commande démultipliée). Le niveau d'injection pour l'obtention de l'amplitude convenable est déterminé par le potentiomètre de 100 kΩ. L'ensemble du B.F.O. proprement dit doit être entièrement blindé, ainsi que toutes les connexions indiquées sur le schéma.

Le passage sur les divers fonctionnements s'effectue à l'aide d'un inverseur multiple *Inv.*, type à 2 galettes en bakélite H.F., 6 circuits, 3 positions. Nous avons :

1 = AM ;
2 = CW ;
3 = BLU.

En posiiton CW, c'est évidemment le même étage B.F.O. qui est utilisé pour l'hétérodynage des signaux de télégraphie.

●

Jusqu'ici nous avons insisté sur la stabilité en fréquence absolument nécessaire du B.F.O. ; ce n'est pas tout. En effet, ce dernier agit par battement avec les signaux M.F. et ceux-ci peuvent varier si l'oscillateur du changement de fréquence n'est lui-même, pas très stable non plus... En cas de dérive, même phénomène : le timbre de la voix du correspondant varie, et il faut rectifier, soit par un réajustement du réglage du récepteur, soit par une retouche du B.F.O. En conséquence, ce sont les deux oscillateurs, celui du C.F. et celui du B.F.O., qui doivent être rigoureusement stables.

Un autre procédé réduisant l'inconvénient ci-dessus, consiste à utiliser pour la reconstitution de la « porteuse », à la place du B.F.O., un oscillateur local réglable agissant non pas en M.F., mais en H.F. (à l'entrée de l'étage C.F.). L'oscillateur agit alors directement sur les signaux de la bande latérale transmise par le correspondant. On n'est plus tributaire de la stabilité de deux oscillateurs mais d'un seul.

Néanmoins, c'est le procédé représenté notamment sur la figure XIX-13-2 qui reste encore le plus couramment employé.

⁂

3° *Adaptateur à réseaux « phase-shift ».*

L'adaptateur que nous allons décrire élimine la bande non désirée par la méthode phase-shift. Nous en avons parlé dans la partie « Emission », où elle donne entière satisfaction ; aussi, l'on ne s'étonnera pas que l'on puisse l'appliquer également à la réception. Le précédé restant le même, nous n'y reviendrons pas ; nous donnons simplement le principe de cette méthode de détection sur la figure XIX-14.

Deux détecteurs équilibrés sont connectés à la sortie M.F. du récepteur normal. Sur l'un, on injecte la tension d'un oscillateur, directement ; sur l'autre, cette tension est envoyée après un changement de phase de 90° (phase-shift H.F.). La sortie du second détecteur équilibré voit aussi sa phase décalée de 90° par le réseau phase-shift B.F., avant d'être combinée avec la sortie du détecteur N° 1.

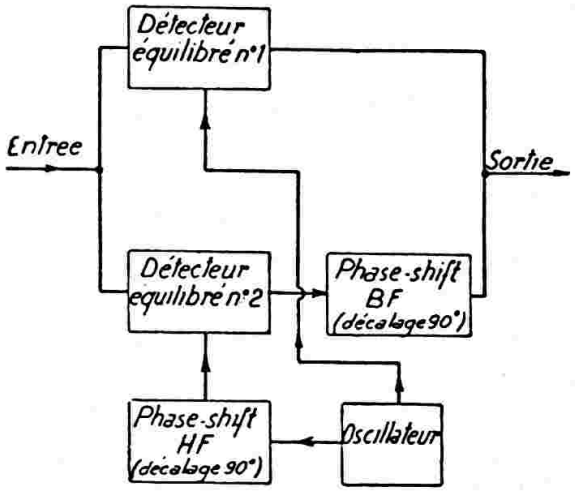



*Fig. XIX-14*

Le schéma détaillé de cet adaptateur est donné sur la figure XIX-15.

Le couplage au dernier étage moyenne fréquence du récepteur est effectué par un tube 6C5 monté en cathode-follower. On s'arrangera pour que la connexion entre la grille du 6C5 et le côté « chaud » du secondaire du dernier transformateur M.F., soit la plus courte possible (l'autre côté du secondaire étant relié à la masse). On réalisera, par exemple, un bouchon-intercept surmonté du tube 6C5, lequel bouchon sera enfoncé à la place de la diode du récepteur. Par contre, la connexion blindée de cathode 6C5, ainsi que les fils d'alimentation de ce tube, peuvent être beaucoup plus longs. Pour simplifier encore, on peut d'ailleurs alimenter le tube 6C5 par le récepteur proprement dit (sa consommation étant très faible). Il ne subsiste alors que le fil de

liaison blindé, entre récepteur et adaptateur ; on choisira, de préférence, un fil blindé à très faible capacité.

Le signal M.F., avant d'être injecté sur les grilles des tubes 6L7, est dosé par un petit condensateur variable de 150 pF. Sur les plaques de chaque paire de 6L7 est connecté un transformateur $T_3$ et $T_4$ ; ce sont des transformateurs B.F. du type driver pour push-pull classe AB (rapport primaire/demi-secondaire = 3/1 ; en l'occurrence, le type TC2205 de C.R.C. Saint-Etienne). Ces transformateurs sont nécessaires pour attaquer, à basse impédance, les réseaux phase-shift passe-bande B.F. 300 à 3.000 c/s, qui suivent. Pour éviter toute résonance, on shunte chaque demi-primaire par des résistances de 10.000 Ω ; cette précaution est essentielle. Les résistances variables de 50 kΩ des secondaires permettent d'égaliser les sorties des deux détecteurs.

L'oscillateur démodulateur adopté est du type symétrique, équipé d'un tube 6N7.

Un étage tampon, avec tube 6M7, est placé entre l'oscillateur et le couplage au circuit phase-shift H.F. ; on évite ainsi toute réaction sur la fréquence de l'oscillateur provoquée par le réglage de l'accord du secondaire du réseau phase-shift H.F. Cet étage tampon n'est donc pas prévu pour augmenter la tension de l'oscillation ; c'est pourquoi l'excitation de cet étage tampon se fait par une très faible capacité de 30 pF ; on peut même, si la tension H.F. est trop

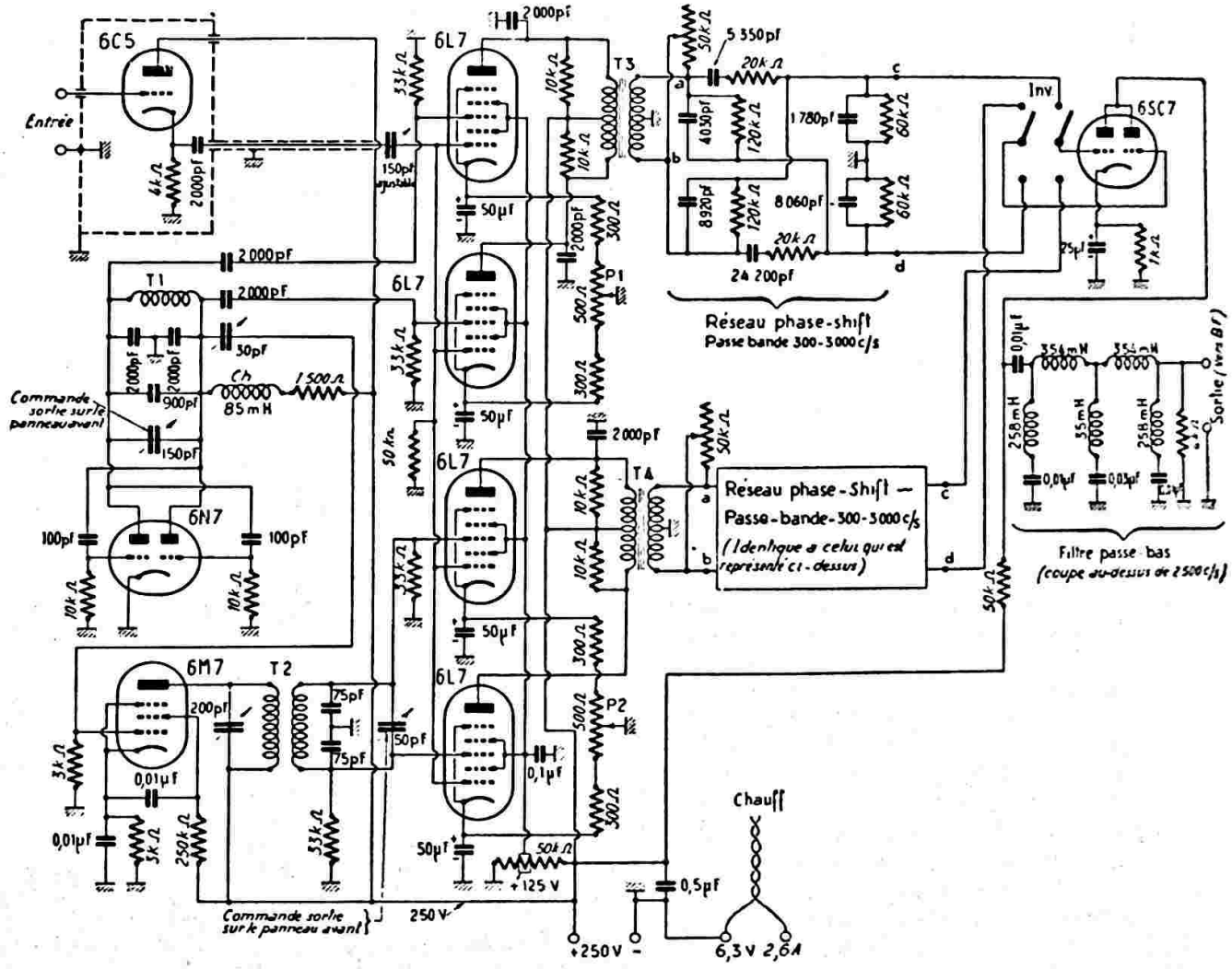



*Fig. XIX-15*

forte à la sortie, charger le secondaire de $T_2$ par une résistance en carbone aggloméré. Le décalage de la phase est obtenu par le réglage de l'accord de ce circuit ; il est approximativement correct à la résonance.

Avant de poursuivre, voici quelques détails sur les bobinages :

$T_1$ = self-inductance de 65 µH environ (enroulement grille de l'accord P.O. d'un récepteur, avec quelques tours enlevés).

$T_2$ = transformateur moyenne fréquence ordinaire (450/475 kc/s), auquel on enlève le condensateur en parallèle sur le secon-

daire ; on le remplace par deux capacités de 75 pF en série, avec point milieu à la masse.

On remarque que, contrairement à ce qui a été indiqué sur le diagramme sommaire de la figure XIX-14, on utilise deux réseaux phase-shift B.F. En effet, deux réseaux permettent d'obtenir nécessairement et aisément un décalage de 90° entre les phases des tensions de sortie des deux détecteurs indépendamment de la phase du signal à l'entrée.

Les valeurs des capacités des deux réseaux phase-shift B.F. sont un peu extraordinaires ! Il est cependant nécessaire de les respecter scrupuleusement ; on arrivera à de telles valeurs par assemblage de capacités en parallèle, par exemple.

Les sorties de ces réseaux sont combinées par une lampe double triode type 6SC7, suivie d'un filtre passe-bas coupant toutes les fréquences supérieures à 2.500 c/s. Voici quelques détails concernant la fabrication des bobinages de ce filtre : les cinq enroulements sont effectués sur des mandrins en carton de 35 mm. de diamètre, avec deux joues de carton de 110 mm. de diamètre et distantes de 50 mm. Le fil employé est du 46/100 de mm., une couche de coton. Pour les bobinages de 354 millihenrys, on bobine, en couches successives, environ 2.640 tours ; pour les bobines 258 mH, environ 2.280 tours ; enfin, pour la bobine 35 mH, environ 1.000 tours.

La sortie de l'adaptateur peut attaquer, soit le dernier étage B.F. du récepteur, soit un étage B.F. du récepteur, soit un étage B.F. classique (EL84, par exemple, et H.P.), monté à la suite sur le châssis de l'adaptateur.

Un inverseur Inv. permet l'écoute, soit d'une émission faite avec la bande latérale supérieure, soit d'une émission faite avec la bande latérale inférieure.

Au moment de la mise au point, le premier contrôle consiste à mesurer la tension d'oscillation appliquée aux tubes 6L7. Cette dernière (environ 2 volts) sera mesurée avec un voltmètre 13.000 ou 20.000 Ω par volt et redresseur cristal 1N34, par exemple, ou avec un voltmètre à lampe. Il est nécessaire d'avoir la même tension sur chacune des grilles 3 des quatre tubes 6L7.

Pour l'équilibrage des détecteurs, on procède comme suit : on applique, à l'aide d'un générateur, un *fort* signal H.F., modulé en amplitude aux environs de 800 c/s, à l'entrée de l'adaptateur, avec l'oscillateur déréglé. Puis, en connectant le voltmètre précédent aux extrémités du secondaire de $T_3$ (points a et b), on recherche le *minimum* de tension de sortie par la manœuvre du potentiomètre de cathode $P_1$ de 500 ohms ; même opération, avec $P_2$, en branchant le voltmètre entre a et b de $T_4$. Une autre vérification consiste à attaquer les réseaux phase-shift B.F. tour à tour, depuis un générateur B.F. à fréquence réglable (de 300 à 3.000 c/s) par l'intermédiaire d'un excellent transformateur push-pull B.F. ; à la sortie du réseau attaqué, on connecte entre c et masse, l'amplificateur horizontal d'un oscillographe, et entre d et masse, l'amplificateur vertical. Si la figure obtenue, dans la bande 300-3.000 c/s, est à peu près circulaire, le fonctionnement est correct. Puis, on passe à l'autre réseau, les deux figures doivent être absolument semblables.

Régler, ensuite, approximativement le secondaire de $T_2$. Pour faire le réglage correct de $T_2$, on connecte l'amplificateur vertical et l'amplificateur horizontal de l'oscillographe aux sorties des détecteurs équilibrés ; puis, on attaque l'entrée de l'adaptateur par un générateur en ondes entretenues pures (non modulées) produisant un battement de 1.000 c/s avec l'oscillateur ; l'accord de $T_3$ est correct lorsqu'on obtient sur l'écran de l'oscilloscope, un cercle parfait.

Ces réglages terminés, l'adaptateur est prêt à fonctionner.

Sur la maquette d'essai réalisée où les valeurs, déterminées par le calcul, des capacités et résistances des réseaux phase-shift B.F. ont été respectées à ± 5 %, nous avons relevé les rapports en tension suivants, entre la bande latérale reçue et celle rejetée :

| Fréquences | Rapports en tension | en db |
|---|---|---|
| 300 | 8,9 | 19 |
| 450 | 15,8 | 24 |
| 600 | 50,1 | 34 |
| 750 | 100 | 40 |
| 900 | 100 | 40 |
| 1.000 | 63 | 36 |
| 1.500 | 19,9 | 26 |
| 2.500 | 19,9 | 26 |

**Conclusion.**

Nous ne nous étendrons pas davantage dans les détails de ces réalisations ; elles ne s'adressent d'ailleurs pas aux débutants !

Comme nos lecteurs l'auront remarqué, les montages à bande latérale unique pour l'amateur sont uniquement destinés à la « phonie » proprement dite ; il n'est pas question de transmission musicale ou d'essais d'amplificateurs B.F. haute fidélité. les fréquences supérieures à 2.000 ou 3.000 c/s étant très fortement atténuées. Les buts poursuivis sont une meilleure utilisation (rendement) des lampes de puissance de l'émetteur, et une compression du spectre de fréquences occupé par une station dans l'éther, afin de trouver un peu plus de canaux H.F. dans nos bandes si étroites.

CHAPITRE XX

# Conseils pour la construction la mise au point et l'exploitation d'une station d'amateur (Récepteur et émetteur)

## § 1. — Conseils pour la construction et la mise au point

Nous avons rassemblé, sous ce titre, une suite de conseils qui, nous l'espérons, ne manqueront pas d'aider certains amateurs à faire de « bonnes émissions ».

1° D'une manière générale, et dans le cas de la radiotéléphonie, on doit mettre au point séparément la H.F. et la B.F. ; réglez la B.F. de votre émetteur sur haut-parleur et la H.F. sur antenne fictive. Lorsque, sur les deux points, vous obtiendrez quelque chose de parfait, sans anomalie, alors seulement reliez les deux sections H.F. et B.F. et votre aérien. Vous pouvez vous permettre d' « encombrer » l'éther ; car, à ce moment, à quelques détais près, tout doit être normal et acceptable. (Certains O.M. utilisent des amplificateurs de modulation tels que, s'ils les avaient essayés sur H.P., ils en seraient effrayés !)

2° Ne jamais faire fonctionner un pilote-oscillateur au maximum de ses possibilités : la stabilité serait lamentable ; adopter des circuits à capacité élevée. Un pilote cristal peut, par contre, fournir une énergie H.F. beaucoup plus importante, tout en conservant une bonne stabilité ; l'énergie exigée doit cependant être compatible avec la vie du quartz.

3° Les bobines des circuits oscillants accordés sur une même fréquence ne doivent présenter aucun couplage entre elles ; les disposer perpendiculairement dans un même plan, ou les séparer par des blindages reliés à la masse.

4° De même, attention au couplage entre la bobine d'un C.O. et la bobine d'arrêt placée dans sa connexion d'alimentation. Les placer aussi perpendiculairement dans un même plan ; ou encore, placer la bobine d'arrêt dans un boîtier cylindrique en aluminium fixé à la masse.

5° Dans un découplage, placer le condensateur le plus près possible du point à découpler ; il est préférable que la connexion allant à la masse soit la plus longue, mais elle doit rester relativement courte, cependant !

6° Un condensateur de neutrodynage ne se règle qu'une fois pour toutes pour une lampe donnée. Il n'est donc pas absolument nécessaire de « sortir » sa commande sur le panneau avant, au risque d'allonger ses connexions qui, parfois, empêcheraient alors un neutrodynage correct.

Nous ne rappellerons pas ici la manière la plus sûre et la plus précise de réaliser un neutrodynage parfait ; nous renvoyons le lecteur au chapitre V, paragraphe 10.

7° Ne jamais utiliser de fil étamé dans la construction d'un émetteur, surtout en U.H.F. Le fil *émaillé* est toujours préférable et, naturellement encore plus, le fil *argenté !* A défaut, prenez du fil de cuivre nu, que vous polirez bien à la toile émeri, et peindrez au vernis incolore, par exemple, après câblage. Vous pouvez faire subir le même traitement à vos bobinages, pour améliorer le rendement et utiliser au mieux les 50 ou 100 watts autorisés (skin-effect).

8° Une plaque métallique (panneau avant, blindage, etc.) peut être la cause d'une dissymétrie de fonctionnement d'un étage push-pull. Eloignez la bobine d'une distance *au moins* égale à une fois et demie son diamètre.

9° Autant que faire se pourra, réaliser tous les retours de masse en un même point par étage sur la plaque de base. Puis relier ces plaques, par les points de masse, au moyen d'une barre omnibus de cuivre soudée au passage et traversant tout l'émetteur (dans son axe, par exemple), s'il s'agit d'un meuble important. Toujours s'imposer des retours de masse courts et en gros fil.

10° Les condensateurs de découplage du filament d'un étage doivent être placés au pied même du tube (retour H.F.), tandis que les résistances éventuelles réalisant le point milieu (retour courant continu) peuvent être placées beaucoup plus loin.

11° Même avec les lampes à chauffage indirect, le découplage du filament est recommandé, sauf dans le cas d'un montage où la cathode est une électrode active (pilote E.C.O., oscillateur à réaction cathodique, oscillateur Clapp, etc.). En U.H.F., ces découplages sont absolument indispensables.

12° Pour les isolants, n'oubliez pas que le meilleur est l'air. N'utilisez donc mica, stéatite, quartz, etc., qu'à bon escient et sans exagération de volume.

13° La vérification de la tension de chauffage d'un tube à chauffage direct (filament à oxydes) est très recommandée. Un filament survolté ou sous-volté serait aussi rapidement « pompé » d'une façon que de l'autre.

14° **Modulation à l'envers.**

Si vous « modulez à l'envers » (1) (diminution du courant antenne dans les pointes de modulation), vérifiez le neutrodynage, s'il y a lieu, ou l'auto-oscillation de l'étage modulé et les découplages également. Mais, en général, ce défaut provient d'un manque d'excitation de l'étage modulé ; augmentez donc le couplage de la liaison H.F. avec l'étage précédent ; si cela est impossible et que cet étage précédent fonctionne déjà au maximum de ses possibilités, intercalez un étage tampon intermédiaire... et donnez toujours une excitation H.F. riche à l'étage modulé (cas de la modulation par l'anode, par exemple).

Dans le cas de la modulation appliquée à la grille de commande, il faut doser très exactement l'excitation HF à la valeur requise pour ce procédé de modulation.

Dans le cas de la modulation plaque et écran, ou de la modulation sur l'écran seul, la tension continue d'alimentation de l'écran est très critique ; une tension excessive entraîne toujours une très mauvaise linéarité de la modulation.

Vérifier, également, si toutes les tensions de chauffage sont correctes et principalement, la tension de chauffage du tube H.F. modulé.

On constate parfois aussi une modulation à l'envers due à un couplage trop serré de l'antenne, si cette dernière est couplée à l'étage modulé, comme c'est presque toujours le cas en émission d'amateur.

S'il s'agit d'un émetteur simple monolampe (par exemple, tube 6L6 Xtal modulé), ajuster soigneusement la tension d'écran ; le couplage de l'aérien, dans ce cas, a également une importance capitale : il arrive de constater une « modulation à l'envers », soit pour un excès de couplage, soit pour une insuffisance de ce couplage !

D'ailleurs, pour tout émetteur quel qu'il soit, simple ou complexe, l'adaptation de l'antenne est à surveiller au plus haut point : une foule d'ennuis peut provenir uniquement de cette question.

15° Si vous modulez en fréquence *involontairement* (au lieu de moduler uniquement en amplitude)... défaut très répandu avec tous les maîtres-oscillateurs pilotes sans quartz :

*a*) Utilisez des alimentations séparées pour chaque étage (condition indispensable) ;

*b*) Employez *au moins* un étage tampon entre le pilote et l'étage modulé ;

*c*) Dans le cas d'un pilote E.C.O. et si le point *b* n'est pas respecté, réaliser toujours un doublage ou un quadruplage de fréquence avec le circuit accordé plaque du tube pilote, par rapport au circuit oscillateur grille-cathode ;

*d*) Vérifier le neutrodynage.

16° Evitez la surmodulation ; les aiguilles des milliampèremètres *ne doivent absolument pas vibrer* au rythme de la modulation. Dès qu'elles bougent, vous hachez votre porteuse, vous dépassez 100 % ; cela, quel que soit le mode de modulation employé (sauf dans le cas d'une émission à porteuse commandée ou de la modulation Taylor).

Dans le cas d'un petit *émetteur d'expérience* (simple auto-oscillateur), si le taux

(1) Expression impropre adoptée par les amateurs ; d'autres disent « modulation négative ». En réalité, il s'agit d'une non-linéarité catastrophique (!) qui se traduit par une chute de la puissance H.F. dans les pointes de modulation.

de modulation est trop important, cela peut se traduire par un affaissement complet de la porteuse (à la réception, il faut se régler sur les « bords » de l'émission, la modulation n'apparaissant que sur les bandes latérales de l'onde porteuse) ; il se produit, en quelque sorte, une modulation de fréquence à bande étroite, au lieu de la modulation en amplitude désirée.

Toujours dans le cas de la modulation d'un auto-oscillateur d'expérience, si le taux dépasse 100 %, on peut aboutir au décrochage pur et simple de l'oscillation en période de modulation.

17° Réglage du C.O. Est-il besoin de rappeler comment on règle un circuit accordé ? Un simple milliampèremètre, intercalé dans la connexion d'alimentation, n'est pas seulement nécessaire, mais indispensable.

*a*) Un C.O. de grille est parfaitement accordé au moment de la déviation *maximum* de l'aiguille du milliampèremètre inséré dans la connexion entre la base

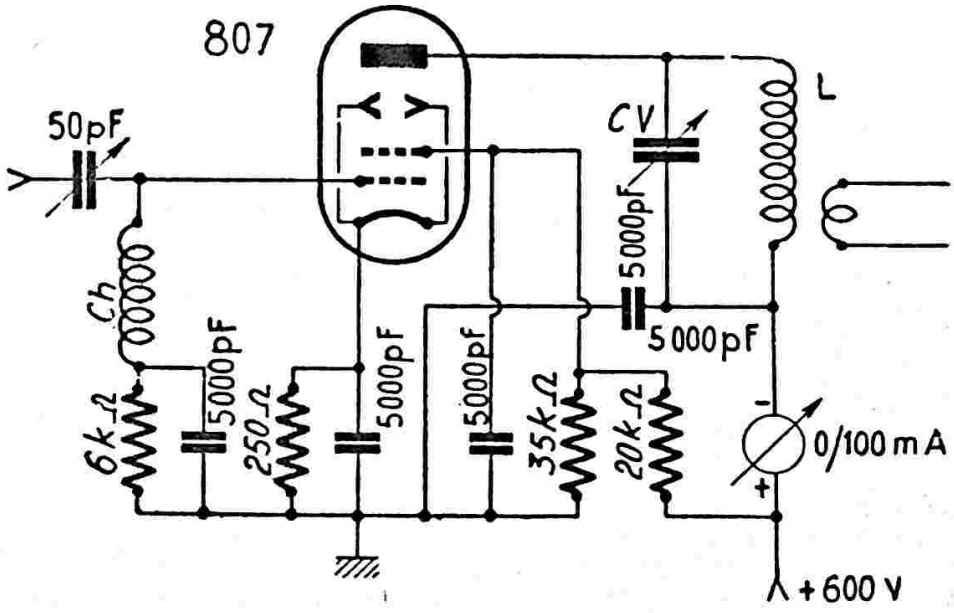



*Fig. XX-1*

dudit C.O. et la masse (ou le « moins polarisation ») ;

*b*) Par contre, un C.O. de plaque est correctement réglé pour le *minimum* de déviation de l'aiguille du milliampèremètre inséré dans la connexion d'alimentation de haute tension.

18° Les pertes dans les diélectriques augmentent proportionnellement à la fréquence ; il faut donc les surveiller de près lorsque l'on travaille sur U.H.F. Ainsi, une capacité parcourue par un courant H.F. s'échauffe 20 fois plus sur 4 mètres que sur 80 mètres. Pour un diélectrique donné, on évalue les pertes d'après « l'angle de pertes » ; ce dernier peut se définir de la manière ci-après :

Dans un condensateur *parfait*, la tension et le courant sont en quadrature ; lorsqu'il y a des pertes, la tension et le courant font un angle qui s'écarte de la quadrature de la valeur de l'angle de pertes. Cet angle est, en général, assez faible, et on peut admettre que la puissance perdue est proportionnelle aux chiffres suivants, qualifiant les isolants les plus courants ; ces chiffres ont été établis sur ondes très courtes et nous avons classé les isolants par qualité croissante :

Bakélite ordinaire : 200.
Porcelaine : 80.
Paraffine ordinaire : 30 à 60.
Verre : 8 à 50.
Ebonite de bonne qualité : 50.
Micalex (grande rigidité) : 18.
Bakélite H.F. : 15.
Stéatite H.F. : 8 à 15.
Trolitul-Rexol : 2 à 8.
Quartz fondu : 4.
Aménite : 4.
Polystyrène et Victron : 4.
Calit : 2 à 4.
Mica : 1 à 2.
Quartz cristallisé : 1.
Tempa S : 0,8.

Il va de soi qu'il faut surveiller au même titre la qualité des supports, colonnettes, isolants divers, etc., qui sont soumis à un champ électrique intense.

19° La disposition des divers organes et éléments sur un châssis (récepteur ou émetteur) doit entraîner une étude réfléchie de l'amateur. Cette disposition est guidée en premier lieu, par des considérations purement radioélectriques ; on doit

éviter les couplages parasites et les inductions néfastes entre étages.

L'étude du schéma théorique et du texte l'accompagnant fournissent toutes indications à observer dans la construction. Il faut, en outre, réaliser, autant que possible, une présentation heureuse.

La meilleure réalisation pratique est obtenue en s'inspirant *directement du plan théorique*. C'est ainsi que l'on fait les connexions les plus courtes et que l'on évite les couplages ou inductions néfastes.

Car, il faut bien le dire, ce que certains appellent « plan de câblage » ne signifie pas grand'chose. D'abord, pour un vrai technicien, un plan de câblage, avec dessins en perspective ou non des éléments, vue de dessus, vue de dessous, etc., est parfaitement illisible. Alors qu'avec un plan théorique (schéma) bien établi (utilisant les symboles normalement admis), on voit tout de suite à quel genre de montage on a affaire ; on comprend rapidement le fonctionnement de l'appareil proposé.

Naturellement, au montage, il faut savoir « interpréter » un schéma théorique. Ainsi, en tenant compte de ce qui a été dit au n° 9, le schéma d'un amplificateur H.F. tampon avec tube 807, devient tel qu'il est représenté sur la figure XX-1 (point de masse **unique**). De plus, dans l'exécution de ce montage, on respectera les termes du n° 5.

Un autre exemple est schématisé sur la figure XVIII-29 (point de masse unique, étage par étage).

Dans un étage H.F. de récepteur, le *gain* est limité par le rapport conductance d'entrée/conductance mutuelle du tube. La conductance d'entrée doit être réduite au minimum ; certains tubes (956, 6AK5, etc.) sont d'une construction spécialement étudiée dans ce sens. D'autres tubes (1852, 6AC7, etc.) ont une conductance d'entrée moyenne, mais une conductance mutuelle très élevée.

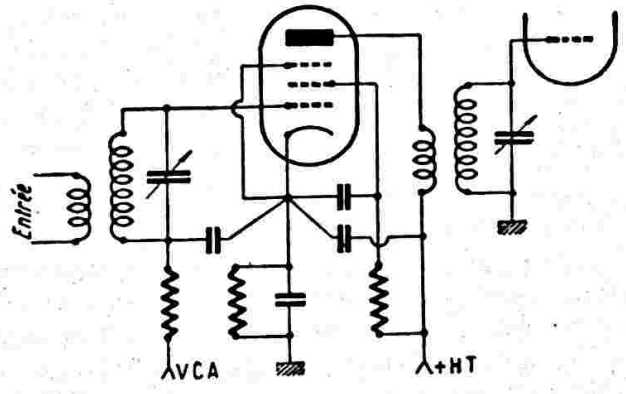



*Fig. XX-2-1*

C'est également pour réduire la conductance d'entrée que l'on a construit des tubes spéciaux pour U.H.F. avec deux sorties de cathode, l'une pour les retours de grille, l'autre pour les retours de plaque ; les inductances résiduelles parasites *communes* aux deux circuits sont alors réduites au minimum.

Avec des tubes classiques (à une seule sortie de cathode), il faut également chercher à diminuer le plus possible la self-induction *commune* aux circuits d'entrée et de sortie. Le moyen le plus efficace est représenté sur la figure XX-2-1, donnant le schéma d'un amplificateur H.F. de récepteur ; il consiste à effectuer tous les retours des condensateurs de fuite et de découplage à la borne cathode du tube.

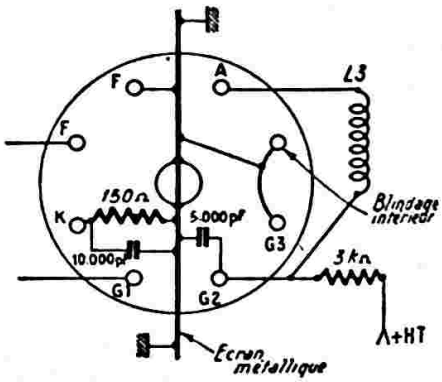



*Fig. XX-2-2*

Enfin, la figure XX-2-2 représente la réalisation pratique d'un amplificateur H.F. de récepteur muni d'un tube à forte pente (EF42) avec grille de commande sur le culot. Un écran métallique soudé sous le support sépare *électrostatiquement* les bornes grille ($G_1$) et anode (A) du tube ; des connexions très courtes sont également réalisées.

Disons, pour terminer, qu'il est parfois plus raisonnable de sacrifier un peu à la symétrie et à l'harmonie de la présentation si l'on doit obtenir, de ce fait, un meilleur fonctionnement ou un rendement accru.

Et n'oublions pas les masses, cette importante question des masses qui, lorsqu'elles ne sont pas faites comme il se doit, provoque tant d'ennuis : accrochages, blocages, sifflements, ronflements, inductions, etc... Répétons-le, une fois de plus : le classique fil de masse (ou ligne de masse)... c'est de l'histoire ancienne ! Tous les retours de masse d'un même étage doivent aboutir en un **même et unique point** soudé au châssis ; c'est tout ; et cela, pour chaque étage.

**20° « Mon excitation tombe ».**

Combien de fois avons-nous entendu cette remarque faite par tel ou tel OM au

cours d'un message ? Et combien de fois nous a-t-on demandé les causes de ce mal et les remèdes à apporter ?

Lorsque le courant de grille de commande du tube final PA diminue en cours de message, en d'autres termes « lorsque l'excitation tombe », plusieurs cas peuvent se présenter. Nous allons les étudier successivement :

a) Si le tube PA est polarisé par un redresseur auxiliaire, il faut d'abord vérifier que cette tension de polarisation ne varie pas elle-même. Faire fonctionner ledit redresseur *seul* en connectant un voltmètre à la sortie : au bout de 30 minutes, par exemple, la tension mesurée ne doit pas avoir varié. S'il n'en était pas ainsi, il faudrait vérifier l'état de la valve et des condensateurs de filtrage ; voir aussi les résistances de saignée à forte consommation (s'il s'agit de résistances au carbone, elles peuvent changer de valeur en s'échauffant).

b) On vérifie ensuite si l'énergie HF fournie par l'étage précédent est constante durant un temps relativement grand. Pour cela, on fait fonctionner tous les étages de l'émetteur, sauf l'étage final PA. Puis on couple une boucle de Hertz à la bobine de plaque de l'étage chargé d'exciter le PA. On réalise un couplage fixe de la boucle à l'aide de cales, ou tout autre procédé, de manière que l'ampoule s'éclaire au rouge sombre. Au bout de 30 minutes, par exemple, l'éclairement de l'ampoule de la boucle de Hertz doit toujours être le même. S'il n'en était pas ainsi, il faudrait vérifier le fonctionnement de l'étage excitateur : état du tube, résistances changeant de valeurs en entraînant des variations de tensions d'écran, de polarisation, etc. Mais, pour les mêmes raisons, le mal peut venir de plus loin, nous voulons dire : autres étages tampons, doubleurs, etc. Donc, mêmes vérifications sur lesdits étages.

c) Dans certains cas, après une certaine diminution de l'excitation, on s'aperçoit que l'on peut ramener le courant de grille du PA à sa valeur primitive correcte en réaccordant soit le CO de grille, soit le CO de plaque de l'étage excitateur. La conclusion est immédiate : l'un de ces circuits accordés se dérègle en cours de fonctionnement, vraisemblablement par échauffement. Vérifier la bobine, le condensateur variable, le trimmer fixe (s'il y en a un), le condensateur de fuite à la base du CO, etc...

d) Enfin, nous avons gardé la cause de chute d'excitation la plus fréquente pour terminer. Très souvent, il s'agit d'un courant inverse de grille du tube PA, qui parfois peut atteindre des valeurs catastrophiques. A titre d'exemple, citons un cas rencontré récemment : à la mise en fonctionnement, le courant grille d'un tube PA est de 5 mA pour une excitation correcte ; durant une observation de 20 minutes, le courant grille est tombé à zéro, pour s'inverser ensuite et atteindre 3 m.A. Il est bien évident qu'un tel tube ne saurait être excité correctement. Même durant un message court (de 3 à 4 minutes), le courant grille passe de 5 mA à 2 mA. Il convient de noter qu'après un temps de repos (durant l'écoute des correspondants, par exemple), lorsqu'on enclenche de nouveau l'émetteur le courant grille atteint sa valeur normale, et ce, sans avoir touché quoi que ce soit. Naturellement, le courant grille retombe rapidement, dès que le courant inverse réapparaît.

D'où provient ce courant inverse ? Le plus souvent, il est provoqué par un mauvais vide de l'ampoule. L'amateur a voulu trop « pousser » son tube PA ; certaines électrodes (écran et plaque notamment) ont rougi, ce qui a provoqué un dégagement gazeux que le « getter » n'a pu absorber complètement.

Contre le mauvais vide d'un tube, il n'y a pratiquement rien à faire, le mal allant généralement sans cesse croissant. Une seule solution : le remplacement du tube défectueux par un tube neuf pour lequel on évitera les exagérations dans l'alimentation, afin de ne pas provoquer de nouveau le même défaut.

En attendant de pouvoir changer de tube, et pour minimiser le courant inverse de grille dans le but d'obtenir une excitation stable, on réduira les tensions de plaque, d'écran, et surtout de chauffage (tensions **plus faibles que les tensions *normalement*** prévues). Mais ceci ne constitue qu'un remède provisoire, l'OM devant bien se pénétrer que tôt ou tard le tube PA devra être remplacé.

### 21° Détermination de la fréquence d'une oscillation ou du rang d'une harmonique.

La mesure de fréquence d'une oscillation au fréquencemètre laisse toujours subsister un doute : « Suis-je sur la fondamentale ou sur une harmonique, et dans ce dernier cas, laquelle ? »

Si l'on utilise un ondemètre à absorption ou grid-dip en « position d'absorption », aucun doute n'est possible : de tels appareils ne répondront que pour la fondamentale et non pour les harmoniques. Ces appareils, surtout l'ondemètre à absorption, ne sont peut-être pas très précis, mais ils indiquent approximativement la fréquence de l'oscillation fondamentale **seulement.**

D'autre part, il existe un autre procédé que nous allons illustrer par un exemple.

A l'aide du récepteur de trafic « ondes courtes » de la station (récepteur sans trou), on décèle et mesure une oscillation sur 9 Mc/s. Est-ce la fondamentale ou une harmonique ? Recherchons plus haut en fréquence, lentement, la valeur de la prochaine oscillation rencontrée ; nous la trouvons à 12 Mc/s. D'ores et déjà, nous savons que l'oscillation à 9 Mc/s n'était pas la fondamentale ; car s'il en avait été ainsi, nous n'aurions rien pu déceler avant 18 Mc/s (harmonique 2). Dans cet exemple, la valeur de la fondamentale est de 12 — 9 = 3 Mc/s. De façon générale, la fréquence fondamentale est égale à la différence des fréquences de deux harmoniques successives.

Ceci posé, il est évidemment aisé de connaître le rang de l'harmonique. Dans notre exemple, la fréquence 9 Mc/s pour la fondamentale à 3 Mc/s correspondait à l'harmonique 3, et la fréquence 12 Mc/s à l'harmonique 4.

Une seule précaution à prendre avec le récepteur : Dans la recherche des oscillations, ne pas confondre ces dernières avec la fréquence-image du récepteur (distante de la fréquence normale de réception d'une valeur égale à deux fois la valeur MF).

### 22° Pratique de la construction des émetteurs et des récepteurs V.H.F.

Un bon schéma V.H.F. (144 Mc/s, par exemple) n'est pas tout. Encore faut-il savoir le réaliser pratiquement correctement ! Un même schéma enthousiasmera un amateur par les résultats obtenus, et fera dire à un autre qu'il n'a rien pu en tirer ! D'où cela provient-il ? mais uniquement de la façon dont le montage a été réalisé pratiquement.

Dans les lignes qui suivent, nous allons donner quelques conseils de construction pratique et de conception se rapportant plus particulièrement aux émetteurs pour la bande 144 Mc/s.

Il s'agit de larges passages d'un article de B. Sykes (G2HCG) publié dans « Short-Wawe Magazine » n° 7, volume XV, que nous avons traduit et adapté (*avec nos commentaires personnels*) à l'intention des amateurs français.

Dans la réalisation et la mise au point d'un émetteur 144 Mc/s, le problème certainement le plus important est bien celui de l'excitation correcte de l'étage final. Sans une excitation convenable, l'étage P.A. aura un rendement décevant et la modulation plaque et écran ne sera pas bonne. En modulation d'anode, la tension instantanée double durant les crêtes de modulation ; l'excitation H.F. appliquée sur la grille de commande doit donc être suffisamment généreuse pour assurer un bon fonctionnement du tube durant ces instants.

Dans l'émetteur B.C. 625 de l'ensemble S.C.R. 522/542, une solution semble avoir été trouvée à ce problème : Une fraction de la modulation est appliquée, en même temps, à l'étage excitateur précédant l'étage P.A. ; on relève ainsi simultanément l'excitation fournie et les crêtes positives de modulation qui, à la sortie de l'étage P.A.-H.F., sont bien « remplies ».

Néanmoins, il s'agit là d'un montage extrêmement bien étudié et nous sommes tentés de penser au cas particulier ! En fait, la solution précédente est loin de pouvoir être appliquée partout, pour de multiples raisons, et notamment parce qu'il est excessivement difficile de moduler correctement un étage multiplicateur de fréquence (étage excitateur précédant le P.A.).

Toujours dans le but d'arriver à une excitation suffisante de l'étage P.A., n'oublions pas que la multiplication de fréquence devient de plus en plus difficile au fur et à mesure que la fréquence augmente. Si l'on part d'un quartz de 8 Mc/s ou de 6 Mc/s, on peut concevoir des premiers étages multiplicateurs du type tripleur, voire quadrupleur. Mais dès que l'on atteint 30 à 40 Mc/s, il faut se limiter au doublage de fréquence ; c'est plus prudent quant au résultat final.

Partant d'un quartz de 8 Mc/s, il est possible d'obtenir immédiatement une oscillation sur 24 Mc/s dans le circuit anodique du tube pilote en utilisant l'oscillateur Squier (à réaction) ; d'où, triplage de fréquence dès le départ. L'oscillateur Pierce est encore bon sur le second harmonique, mais on ne peut pas lui demander davantage.

L'oscillateur Squier à réaction est un bon montage, très docile, et tout indiqué dans le but que nous poursuivons. Néanmoins, voici quelques notes pratiques qui feront bien d'être observées :

a) La lampe oscillatrice sera avantageusement du type à grande pente : 6J6, 12AT7, etc..., ou 6AC7, EF50, etc... en pentode ou en connexion triode. Un tube à faible pente, genre 6C4 par exemple, fonctionne néanmoins, mais les réglages du montage oscillateur sont beaucoup plus critiques, cela se conçoit.

b) Bien veiller au sens d'enroulement des bobinages et au sens de leurs connexions pour qu'il y ait effectivement réaction. Exécuter le couplage par les côtés « froids » des bobines ; néanmoins, si un couplage important est nécessaire, la bobine $L_1$ pourra être enroulée à l'intérieur de la bobinel $L_2$ côté froid (voir la figure XX-3-1).

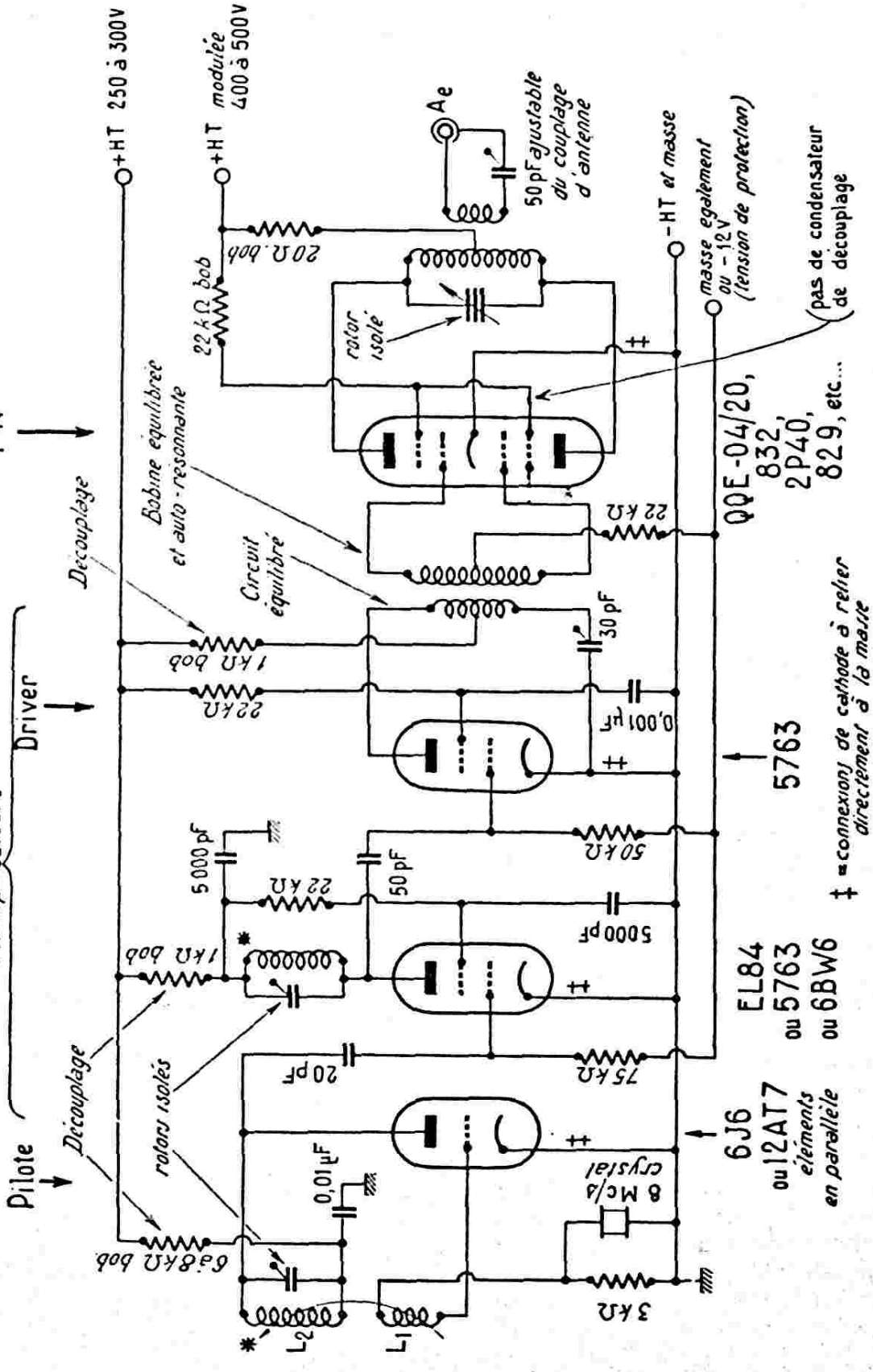

Multiplicateurs
Pilote
Découplage
rotors isolés
Découplage
Driver
PA
Bobine équilibrée et auto-résonnante
Circuit équilibré
+HT 250 à 300V
+HT modulée 400 à 500V
-HT et masse
masse également ou -12V (tension de protection)
pas de condensateur de découplage
50 pF ajustable du couplage d'antenne
Ae
rotor isolé
22kΩ bob
20Ω bob
1kΩ bob
22kΩ
30pF
0,001µF
22kΩ
50kΩ
5000pF
50pF
5000pF
1kΩ bob
20pF
75kΩ
0,01µF
6,8kΩ bob
8 Mc/s cristal
3kΩ
L2
L1
6J6 ou 12AT7 éléments en parallèle
EL84 ou 5763 ou 6BW6
5763
QQE-04/20, 832, 2P40, 829, etc...
‡ = connexions de cathode à relier directement à la masse
* = bobinages à disposer à angle droit

*Fig. XX-3-1*

c) La variation de couplage peut être réalisée par éloignement ou rapprochement d'une bobine par rapport à l'autre. Un autre procédé plus souple, plus commode, consiste à utiliser un long noyau de fer pulvérisé (bâtonnet de ferrite), traversant largement de part et d'autre la bobine $L_2$, mais s'enfonçant plus ou moins à l'intérieur de $L_1$.

d) Le condensateur de liaison à l'étage suivant ne doit pas présenter une capacité supérieure à 30 pF. On utilisera de préférence un condensateur ajustable de 50 pF dont on règlera au mieux la capacité.

e) Les découplages sont réalisés de préférence à l'aide de résistances bobinées. En effet, les bobines d'arrêt présentent souvent une fréquence de résonance marquée et sont la cause d'oscillations parasites.

Passons maintenant aux étages multiplicateurs de fréquence faisant suite.

a) Relier les cathodes directement au châssis ; il faut éviter les systèmes de polarisation par résistance et condensateur intercalés dans le retour de cathode. La polarisation obtenue par la résistance de fuite de grille de commande est non seulement suffisante, mais aussi préférable..

b) Tous les retours de masse d'un même étage doivent se faire à la cathode du tube, en ce seul et unique point du châssis.

c) Bien que les bobinages de deux étages intermédiaires successifs ne soient pas accordés sur la même fréquence, il faut éviter tout couplage entre ces circuits. Il pourrait y avoir réaction, soit positive, soit négative ; et dans un cas comme dans l'autre, cela n'est nullement souhaitable. Eloigner les bobines les unes des autres tout en les disposant en angle droit, l'une par rapport à l'autre pour deux étages voisins ; éventuellement, séparer deux circuits successifs par un petit écran — blindage métallique soudé au châssis.

d) Utiliser de préférence des condensateurs variables ou ajustables d'accord à rotor isolé (et non avec les lames mobiles à la masse). Cela permet de souder, comme il se doit, la bobine directement aux bornes du condensateur variable, sans être obligé d'intercaler un condensateur fixe dans le circuit accordé.

e) Il est surprenant de constater comme certains condensateurs au mica de découplage de circuits anodiques peuvent chauffer, même sur des étages de faible puissance. C'est évidemment l'indice de pertes certaines, et cela signifie aussi que le rotor du condensateur variable d'accord n'est pas à un potentiel H.F. nul. Ce condensateur de découplage ne serait-il pas soumis au champ de la bobine ? Par ailleurs, utiliser de préférence des condensateurs de découplage du type céramique, et bien faire leur retour à la masse à un point « froid » du châssis, c'est-à-dire au retour de cathode du tube de l'étage considéré, comme nous l'avons dit précédemment.

Nous arrivons à un point particulièrement important de la chaîne des étages multiplicateurs de fréquence : Il s'agit du couplage au circuit de grille (ou des grilles) de l'étage final P.A.

Le meilleur couplage, le meilleur transfert d'énergie, est obtenu lorsque la bobine de liaison du circuit-grille est auto-résonante, c'est-à-dire lorsqu'elle est accordée par sa capacité propre (capacités répartie et parasite) et par la capacité d'entrée du tube P.A.

Comme nous le voyons sur la figure, le circuit anodique précédent (étage driver) doit être du type à « accord série ». On dit accord série, parce que le condensateur variable se trouve connecté en série avec la bobine dans son retour à la cathode (masse). Il n'en reste pas moins vrai qu'il s'agit bien toujours d'un circuit accordé parallèle : Le condensateur ajustable est en série avec la capacité de sortie du tube, mais la capacité résultante est bien en parallèle sur le bobinage.

Pourquoi est-il recommandé d'employer un tel circuit accordé de plaque pour cet étage ?

Simplement parce que nous allons passer d'un étage simple (asymétrique) à un étage push-pull (symétrique) et qu'il importe d'effectuer un transfert d'énergie égal sur chacune des grilles de l'étage final symétrique. La bobine du circuit anodique est donc à point milieu. L'astuce consiste à obtenir l'accord du circuit de plaque en réglant le condensateur ajustable à une capacité égale à la capacité de sortie d'anode du tube driver. On pourra parfaire l'accord à la résonance en agissant sur l'écartement entre spires de la bobine d'anode. On dispose donc bien ainsi du circuit anodique équilibré. Il y a évidemment d'autres moyens d'autres montages, permettant d'atteindre ce résultat ; mais le schéma préconisé ici est l'un des meilleurs au point de vue *rendement*.

Avec un circuit anodique bien accordé et bien équilibré, le point médian de la bobine doit être un point à H.F. nulle.

Dans ce cas, et avec la bobine de liaison auto-résonante pour le couplage au circuit des grilles du P.A., nous pouvons être certains du transfert d'énergie maximum pour l'excitation.

A l'étage P.A., même le circuit de chauffage a son importance, et particulièrement dans le cas des tubes à chauffage 12,6 V avec connexion possible pour chauffage sous 6,3 V (type 832, 829, etc.)... Bien entendu, la cathode est reliée au point de masse, aussi directement que possible, par une petite barre de cuivre ou de laiton. Mais ce sont les deux extrémités opposées du filament « total » qui doivent être reliées symétriquement à cette barre de cuivre, c'est-à-dire à la masse. Le courant de chauffage à 6,3 V est appliqué à la broche correspondant à l' « ex-point milieu » du filament ; cette broche sera avantageusement découplée à la masse par un condensateur du type disque - céramique de 5 000 à 10.000 pF.

A ce propos, on vérifiera bien la **tension** de chauffage, laquelle est très importante : Il faut 6,3 V, et non 6 V ou 5,9 V.

L'équilibrage d'un étage push-pull est extrêmement important. Mais n'oublions pas qu'un déséquilibrage électrique peut provenir d'une mauvaise symétrie... mécanique, et ce, aussi bien dans le circuit d'excitation des grilles que dans le circuit anodique final.

Bien entendu, on veillera à réaliser des bobinages présentant une symétrie de construction absolument impeccable. Mais, par ailleurs, on veillera bien à ce que le châssis ou un panneau quelconque ne voisine pas trop avec un seul des côtés du bobinage, ce qui risquerait fort de détruire totalement ladite symétrie.

Le point milieu de la bobine d'anode, point où est appliqué le + H.T., n'a pas à être découplé à la masse par un condensateur ; l'alimentation s'effectue simplement par l'intermédiaire d'une résistance *bobinée* de 20 à 30 Ω. En effet, si ce point milieu n'est pas rigoureusement un point à H.F. nulle (léger déséquilibrage), cette pratique du condensateur de découplage ne pourrait qu'amener des pertes indésirables.

Pour la même raison, il n'est pas conseillé de relier le rotor du condensateur papillon symétrique du circuit anodique final à la masse.

Comment se rendre compte qu'un point médian de bobinages est bien à un potentiel H.F. nul ? L'émetteur étant réglé et en fonctionnement, il suffit de toucher ce point milieu avec la pointe d'un crayon ordinaire (à mine de graphite) ; un doigt de l'opérateur est appuyé à l'autre extrémité du crayon, la mine formant conducteur. Si tout va bien, si le point médian est vraiment à un potentiel H.F. nul, la valeur de l'énergie haute fréquence disponible à la sortie de l'émetteur (mise en évidence par une boucle de Hertz, par exemple) ne doit absolument pas être modifiée durant l'expérience.

Cet essai peut se faire non seulement sur le circuit anodique final, mais aussi sur le circuit des grilles, ainsi que sur le circuit de plaque de l'étage driver.

Nous n'avons pas représenté, sur notre figure, le dispositif indispensable de neutrodynage de l'étage push-pull P.A. On sait qu'il se réalise par des petites capacités embryonnaires extérieures constituées par deux fils approchés contre l'ampoule du tube. Un fil part d'une connexion de grille et est plaqué contre l'ampoule à côté de l'anode de *l'autre* élément tétrode. Même disposition pour l'autre fil partant de l'autre grille et allant vers l'anode de l'élément tétrode qui lui est opposé.

Un neutrodynage correct est absolument nécessaire pour obtenir un bon fonctionnement de l'émetteur, pour éviter l'autooscillation de l'étage final, et pour l'obtention d'une bonne modulation.

La plus grosse difficulté, pour réaliser un neutrodynage parfait, ne peut provenir que d'un couplage indésirable entre le circuit anodique final d'une part, et le circuit de liaison de grilles ou le circuit plaque du driver d'autre part. Le remède est simple et catégorique : Il faut séparer énergiquement ces circuits l'un de l'autre, soit par un écran métallique vertical suffisamment large, soit en montant un circuit sous le châssis et l'autre dessus (circuit final *sur* le châssis, de préférence). Le cas échéant, on pourra également blinder le tube driver, quitte à peindre ce blindage en noir pour favoriser le rayonnement de la chaleur.

La plupart des tubes double-tétrode pour V.H.F. comportent, *à l'intérieur* de l'ampoule, un petit condensateur de découplage connecté entre écrans et cathodes ; généralement, ce condensateur suffit sur 144 Mc/s. Les écrans seront donc simplement alimentés par l'intermédiaire d'une résistance bobinée, sans l'adjonction d'un condensateur de découplage extérieur supplémentaire. Trop souvent, ce condensateur est mal placé ; son retour à la masse présente une certaine inductance ; parfois aussi, le condensateur est soumis au champ d'un bobinage. Pour toutes ces raisons, il est la cause de troubles en faisant plus de mal que de bien, et nous ne le conseillons pas. Une difficulté de neutrodynage peut également provenir de ce condensateur incorrectement monté.

Nous ne détaillerons pas ici la marche à suivre pour réaliser un neutrodynage ou pour vérifier s'il est correct ; nous préférons renvoyer le lecteur au chapitre V, § 10.

Nous terminerons avec la modulation. Si l'étage P.A. est bien équilibré et bien neutrodyné, s'il est correctement chargé par l'aérien (celui-ci ne présentant pas un taux d'ondes stationnaires exagéré), il ne doit pas y avoir de problème de modulation. On doit pouvoir moduler profondément et énergiquement l'émetteur sans incident. Quant à la qualité de la modulation, elle doit être équivalente à la qualité des signaux BF issus de l'amplificateur.

Disons précisément quelques mots au sujet de l'amplificateur BF de modulation.

Il est inutile et même non recommandé de vouloir réaliser un amplificateur BF aux multiples étages.

Deux étages amplificateurs de tension suivis d'un transformateur déphaseur-driver attaquant le push-pull final BF chargé par le transformateur de modulation... tel est le schéma d'un modulateur simple et suffisant sur VHF. En augmentant le nombre des étages amplificateurs de tension, on accroît aussi le risque des accrochages de toutes natures provoqués par les retours HF « baignant » le modulateur. Il faudra, en conséquence, utiliser un microphone très sensible, délivrant une tension de sortie élevée.

Si l'on est en présence d'un accrochage dû à des retours ou à des réactions HF, on pourra essayer quelques condensateurs de découplage (100 pF céramique) connectés entre grille et masse, et entre plaque et masse, de l'étage ou des étages en cause. Mais, en règle générale, il ne faut pas oublier qu'en VHF, une petite résistance *bobinée* intercalée en série dans la liaison entre deux étages BF est plus efficace qu'un condensateur de découplage.

Bien entendu, nous supposons que, par ailleurs, toutes précautions utiles et habituelles ont été prises : découplage énergique des circuits d'alimentation, blindages, point de masse unique au châssis étage par étage, etc...

Une petite bobine d'arrêt VHF intercalée au ras de la cathode d'un tube BF, avant les organes de polarisation (résistance et condensateur) est également très efficace pour vaincre les accrochages dus aux réactions HF.

Un dernier conseil s'adressant plus particulièrement aux novices, à ceux qui n'ont jamais réalisé d'appareil VHF : avant d'entreprendre votre réalisation, regardez comment est fait un appareil professionnel ; examinez, par exemple, un SCR 522/542 ; observez bien le câblage, la disposition des éléments, les astuces du montage « mécanique ». Un tel examen ne peut être que profitable et il est sage de s'en inspirer dans les constructions « amateurs ».

Tout ce que nous venons de dire s'applique surtout aux émetteurs pour la bande 144 Mc/s. Sur 432 Mc/s (bande 70 cm), ces mêmes recommandations doivent être appliquées avec beaucoup plus de soin et d'attention encore. En outre, il y a aussi d'autres considérations dont il faut tenir compte et qui interviennent dans les bobines d'arrêt, l'équilibrage, le circuit de chauffage, etc...

⁂

Nous allons poursuivre maintenant en nous occupant plus spécialement des adaptateurs ou des récepteurs VHF.

Si on se limite à une seule bande — par exemple, bande 144-146 MHz — on fait généralement appel à un simple adaptateur, voire adaptateur avec oscillateur à quartz, précédant un récepteur de trafic ordinaire (pour ondes décamétriques). La recherche des stations VHF se fait par variation de la « première moyenne fréquence », c'est-à-dire par le réglage du récepteur faisant suite à l'adaptateur.

Par contre, si l'on désire écouter une plus large bande — par exemple, gamme de 100 à 156 MHz — il est préférable de faire appel à un récepteur complet et autonome, récepteur VHF du type changeur de fréquence avec « moyenne fréquence » de valeur élevée, ou du type à double changement de fréquence.

Le choix du procédé de couplage entre l'étage HF et l'étage changeur de fréquence (ou éventuellement, entre deux étages HF) est très important. Regardons bien la figure XX-3-2 où divers montages ont été représentés ($V_1$ = tube HF ; $V_2$ = tube CF ou second tube HF).

En A, le circuit accordé est monté dans la plaque du tube $V_1$ ; en B, il est monté dans le cicuit de grille ; dans les deux cas, le couplage est effectué par le condensateur de liaison $C_3$.

En C, nous avons par contre, deux circuits accordés, couplés électromagnétiquement par leurs bobines $L_1$ et $L_2$.

En D, nous avons toujours nos deux circuits accordés, mais ils sont séparés par un blindage ; ils ne sont pas couplés par leurs bobines. Chaque circuit est découplé imparfaitement à sa base par les éléments $R_1 C_1$ et $R_2 C_2$ ; le couplage entre circuits est alors assuré en basse impédance, par le condensateur de liaison $C_3$ présentant une capacité relativement élevée. Ce système de couplage est utilisé notamment dans le récepteur VHF 100-156 MHz, type R28/ARC5-F3AV décrit chapitre XV § 3-D.

Disons tout de suite que pour ce qui nous intéresse présentement les montages

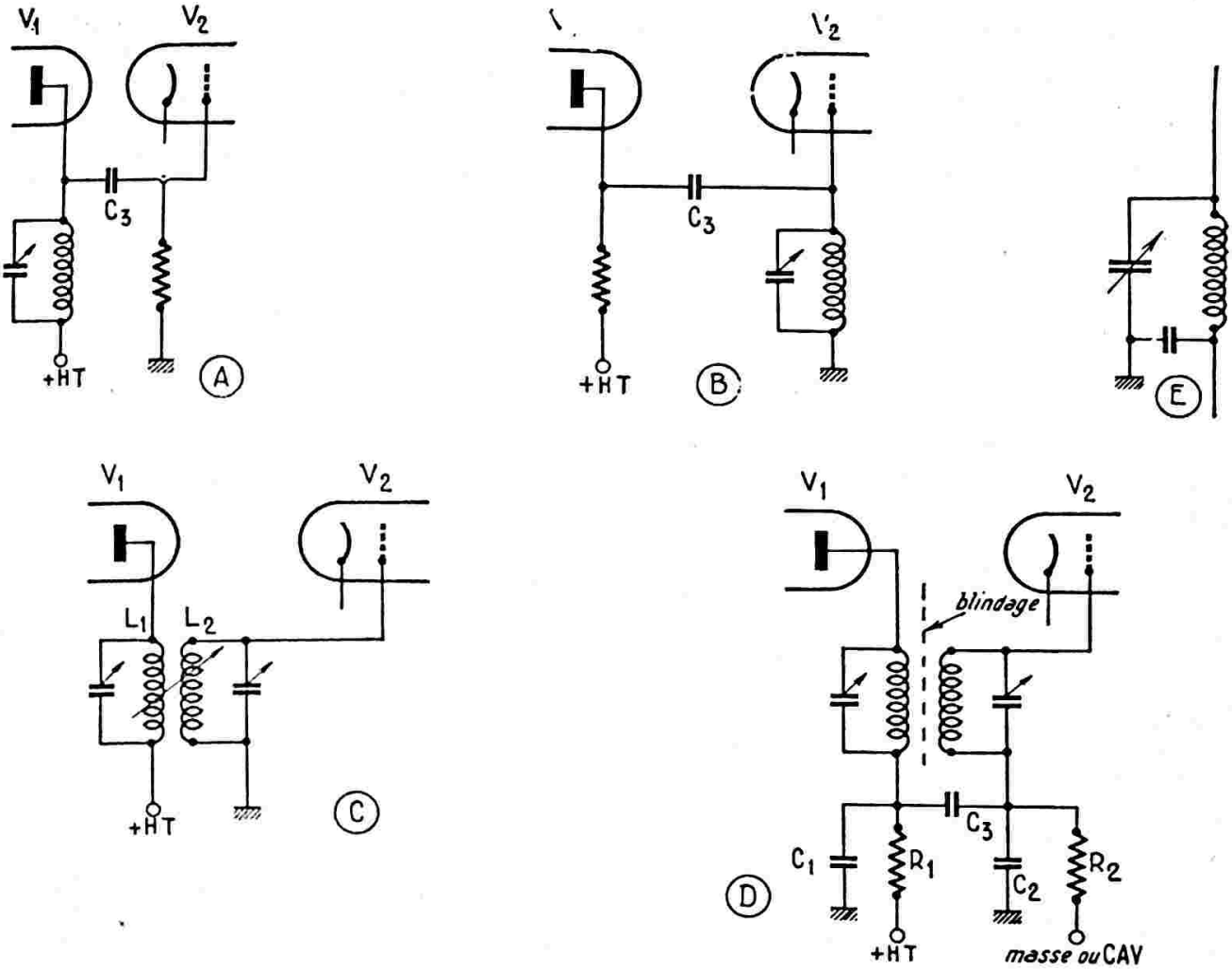



*Fig. XX-3-2*

A et B se valent et nous donnons leur courbe de transmission (tracée pour 145 MHz) sur la figure XX-3-3.

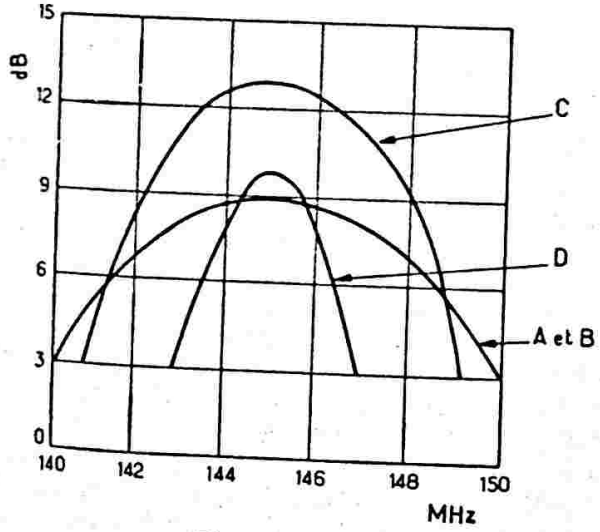



*Fig. XX-3-3*

La courbe du montage C montre que l'on obtient une meilleure forme de la bande passante et un plus grand gain (les gains sont mesurés à la sortie de l'étage changeur de fréquence).

A l'examen de la courbe du montage D, nous voyons que le gain est moindre qu'en C, mais la sélectivité est plus grande. Ce montage sera donc adopté, lorsqu'il s'agira d'obtenir une présélection importante *avant* le changement de fréquence.

Signalons au passage, une variante du montage D : le blindage indiqué est conservé, c'est-à-dire qu'il n'existe toujours aucun couplage électromagnétique entre les deux bobinages. Mais entre les points « chauds » des deux bobines, c'est-à-dire entre anode et grille, nous pouvons effectuer un léger couplage électrostatique en montant un condensateur de faible capacité (2,2 pF). Nous retombons alors sensiblement sur la courbe de transmission C (voir section « changeur de fréquence » du récepteur R28/ARC5-F3AV, figure XV-9-3).

Dans les montages A, B, C et D de la figure XX-3-2 nous avons représenté les condensateurs variables ou ajustables connectés en parallèle *directement* sur leur bobine. Il est possible de concevoir les mêmes montages avec des condensateurs variables ou ajustables ayant une armature à la

masse ; cette variante est rappelée en E, et elle ne change rien au point de vue réception, à ce qui vient d'être dit.

S'il est vrai que l'étage amplificateur haute fréquence intervient pour une grande part dans la sensibilité d'un récepteur, il ne faut pas oublier que la sensibilité considérée seule ne signifie pas grand'chose. La considération du rapport « signal/souffle » est nettement plus intéressante. Un récepteur VHF doit donc être sensible, c'est évident ; mais il doit être aussi peu que possible générateur de souffle. En fait, des signaux très faibles peuvent être reçus ; mais s'ils sont « noyés » dans le bruit de fond, ils sont inutilisables. Or, on sait que dans un récepteur, le souffle dépend pour 95 % de l'étage d'entrée.

Le montage amplificateur haute fréquence apportant un gain appréciable et une tension de souffle très faible est le montage cascode. La figure XX-3-4 nous remémore ce circuit. Il utilise une double triode (6BQ7, ECC88, etc...) dont les deux éléments sont connectés en série du point de vue de l'alimentation. Le premier élément triode fonctionne en amplificateur normal ; le second élément est attaqué par la cathode (grille à la masse au point de vue haute fréquence).

Le gain est comparable à celui obtenu avec une pentode moyenne ; mais le souffle est beaucoup moindre. Le rapport « signal/souffle » étant plus élevé, la sensibilité *utilisable* du récepteur est plus grande.

$L_n$ est la bobine de neutrodynage qui résonne avec la capacité d'entrée (cathode) du second élément triode. On accorde cette bobine à l'aide de son noyau réglable dans le milieu de la bande à recevoir, disons sur 145 MHz pour la bande 144-146 MHz.

Le montage cascode convient particulièrement bien aux récepteurs de bandes étroites ou aux adaptateurs. En effet, pour les récepteurs à large bande (de 100 à 156 MHz, par exemple) l'obligation du neutrodynage est un ennui. Il faudrait faire varier la bobine $L_n$ selon le réglage du récepteur, selon la fréquence reçue. Ceci n'est pas impossible, mais c'est une complication importante et de réalisation mécanique difficile. D'autres systèmes de neutrodynage sont possibles ; mais le problème reste le même. Aussi, pour les récepteurs à large bande, préfère-t-on généralement équiper l'étage haute fréquence avec une pentode. Certes, pas avec n'importe quelle pentode ! On recherchera toujours un tube assurant un grand gain, mais présentant une « résistance équivalente de souffle » aussi faible que possible : pentodes à grille-cadre type EF183 ou EF184, par exemple. Dans cet ordre d'idée, précisons que nous avons obtenu des résultats remarquables au point de vue sensibilité et rapport « signal/souffle » avec le récepteur VHF décrit au chapitre XV-§ 3-D, équipé d'un tube EF184 à l'étage HF.

Nous avons dit que le souffle dépendait de 95 % de l'étage d'entrée. Ceci est tellement vrai que nous allons vous conter une expérience. Sur un adaptateur VHF comportant un étage haute fréquence cascode avec tube 6BZ7 et un étage changeur de fréquence ECC81, nous avons soigneusement évalué le rapport « signal/souffle », lequel d'ailleurs était très favorable. A la suite de l'étage cascode et avant l'étage changeur de fréquence nous avons ajouté un second étage amplificateur haute fréquence équipé d'une pentode type 9 003 (pentode qui a un souffle assez important). Aux essais, le récepteur paraissait plus « nerveux » ; mais le rapport « signal/souffle » était *absolument inchangé*. La sensibilité *utilisable reste la même*, et une telle modification est donc totalement inutile. Cela prouve mieux qu'une longue démonstration mathématique que le souffle, et notamment le rapport « signal/souffle » dépendent essentiellement de l'étage haute

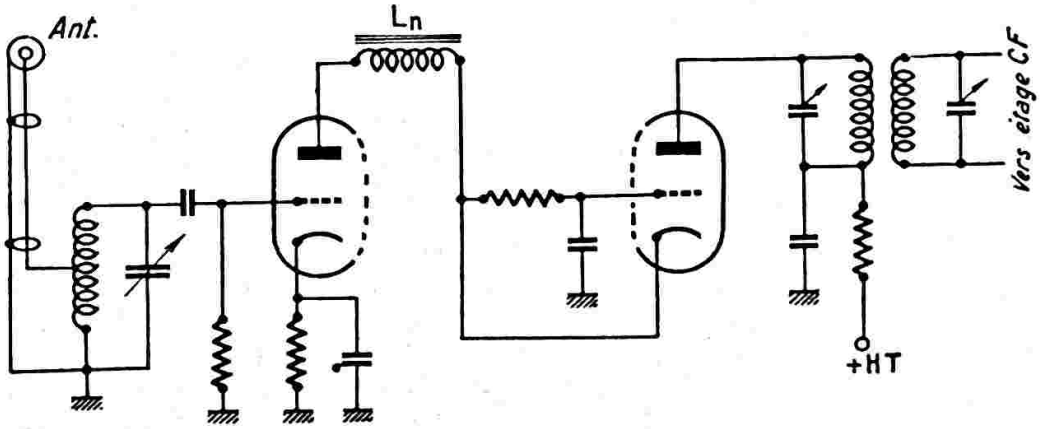



*Fig. XX-3-4*

fréquence d'entrée. Il va sans dire que la conception de cet étage d'entrée doit être très étudiée et que sa réalisation pratique doit être extrêmement soignée : connexions excessivement courtes ; liaisons directes assurées par les éléments eux-mêmes ; circuits accordés très compacts et montés au ras du support de lampe ; découplages efficaces soudés directement aux cosses du support pour les électrodes à découpler ou au ras des circuits accordés ; point de masse unique au châssis pour tous les retours ; etc...

Rappelons aussi que, quel que soit le montage amplificateur haute fréquence choisi, il y a toujours intérêt à avoir le premier circuit (circuit d'entrée d'antenne) *accordé séparément*. S'il s'agit d'un récepteur avec commande unique (condensateurs variables jumelés), il est recommandé de monter un condensateur-trimmer à air à commande manuelle séparée en parallèle sur le circuit d'entrée.

Passons maintenant à l'étage changeur de fréquence et plus précisément à l'étage mélangeur (ou mixer). Doit-on utiliser un tube pentode présentant une pente de conversion élevée ou un tube triode qui « souffle » beaucoup moins ? La réponse à cette question dépend uniquement du schéma général de l'adaptateur ou du récepteur.

S'il s'agit d'un appareil simple ne comportant pas d'étage amplificateur haute fréquence, le tube mixer se trouve être le tube d'entrée. Dans ce cas, il faut utiliser un tube mélangeur triode présentant une résistance équivalente de souffle très faible.

Par contre, dans le cas plus répandu où l'appareil comporte un étage amplificateur haute fréquence, le type de tube employé à l'étage mixer n'a pas une grande importance : Pentode ou triode... le niveau de souffle en sortie ne sera pas modifié, ce niveau ne dépendant pratiquement — redisons-le encore — que du tube de l'étage amplificateur d'entrée. De ce fait, nous conseillerons plutôt un tube pentode parce qu'il présente une pente de conversion plus élevée, donc un gain plus important.

En faveur de la pentode mélangeuse, disons encore qu'elle nécessite une tension d'oscillation plus faible que la triode, et qu'elle assure une meilleure séparation entre les signaux VHF et les signaux MF, ce qui souvent évite les nombreux «gazouillis» dont nous allons maintenant parler.

Qu'il s'agisse d'un simple adaptateur avec oscillateur variable ou avec oscillateur à quartz, ou d'un récepteur à large bande de fréquences (donc avec oscillateur variable), la fréquence propre de l'oscillateur est généralement assez faible : de l'ordre de 7 à 8 MHz, selon la valeur de la « moyenne fréquence ». Avant d'être appliquée à l'étage changeur de fréquence, cette oscillation subit une multiplication de fréquence importante (souvent × 18) par l'intermédiaire de plusieurs étages multiplicateurs successifs.

Sauf pour des raisons particulières, il n'est pas conseillé de faire fonctionner l'oscillateur, soit variable, soit à quartz, sur des fréquences vraiment trop basses ; admettons au maximum une multiplication de 24. Une multiplication de fréquence plus importante nécessite un plus grand nombre d'étages. En outre, il faut prendre des précautions spéciales importantes de blindage et de découplage. En effet, plus on « démarre » d'une oscillation de fréquence faible, plus les oscillations harmoniques de l'ensemble sont nombreuses et rapprochées (en fréquences) ; en conséquence, plus il y a de risques de battements ou interférences avec diverses autres oscillations ou émissions, soit OC, soit VHF, ce qui se traduit par toutes sortes de petits sifflements plus ou moins importants que l'on a coutume d'appeler « gazouillis ».

Dans le cas d'un adaptateur, on obtient généralement une notable atténuation des gazouillis éventuels en intercalant un filtre passe-bas dans la portion de câble coaxial reliant la sortie de l'adaptateur à l'entrée du récepteur. Ce filtre passe-bas, représenté sur la figure XX-3-5 doit être entièrement blindé.

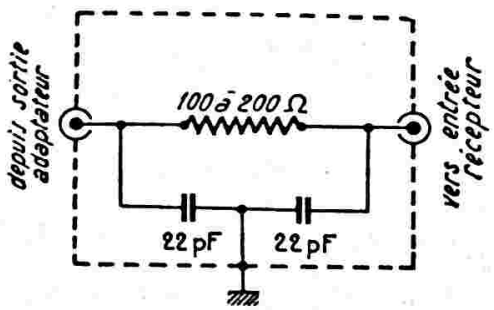



*Fig. XX-3-5*

Si l'on utilise un récepteur VHF autonome et que ce récepteur soit le siège de gazouillis indésirables, nous aurons intérêt à utiliser un tube mixer du type pentode. En outre, dès la sortie de plaque du tube mixer, juste avant le premier transformateur MF, nous recommandons d'intercaler, soit une résistance de 12 ohms 0,5 W au carbone, soit une petite bobine d'arrêt Ch (fig. XX-3-6) ; cette bobine d'arrêt est constituée par une dizaine de tours jointifs de fil fin enroulé sur le corps d'une résistance de 100 kΩ 0,5 W.

Bien entendu, les étages amplificateurs moyenne fréquence et les étages multiplicateurs de fréquence doivent être soigneusement blindés et efficacement découplés sur leurs lignes d'alimentation chauffage et HT, ceci afin de soustraire ces étages à tout champ électromagnétique extérieur.

En complément à ce que nous venons d'exposer, notamment concernant l'étage H.F. d'entrée et le rapport « signal/souffle », nous renvoyons également le lecteur au chapitre IV § 18 : Souffle ; bruit de fond ; sensibilité.

Rappelons enfin que de nombreux tubes modernes, prévus pour fonctionner sur fréquences élevées, comportent deux sorties distinctes de cathode. C'est le cas, par exemple, des tubes EF80, 6AK5, 5654, ECF801 (section pentode), EF183, EF184, 717A, EC86, etc. Cette disposition permet de réduire l'inductance parasite de cathode aux fréquences élevées. Mais, pour obtenir ce résultat, il ne faut pas oublier de placer un condensateur de découplage (aboutissant à la masse de l'étage) *sur chacune des sorties de cathode,* même si cela n'est pas toujours représenté sur les schémas (à moins, évidemment, que la cathode soit utilisée comme électrode « active »).

Pour terminer, nous conseillons à nos lecteurs de revoir ce qui a été dit précédemment au sujet des émetteurs VHF en ce qui concerne le câblage, la disposition des éléments, la réalisation mécanique, les blindages, les découplages et les points de

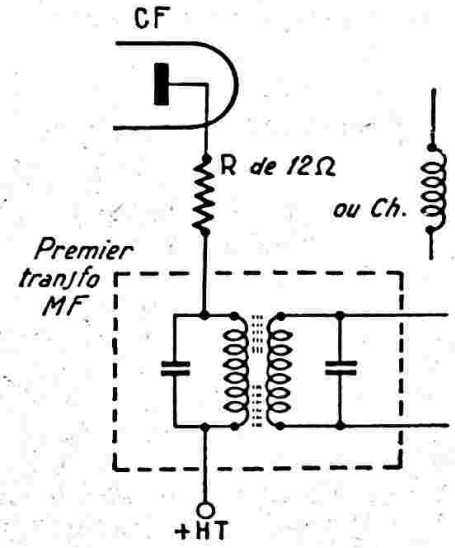



*Fig. XX-3-6*

masse. Tout cela s'applique naturellement *in extenso* à la construction des adaptateurs et des récepteurs VHF.

Nos lecteurs l'auront bien compris : le succès sur VHF dépend non seulement du schéma choisi, mais aussi, et surtout, de la réalisation *pratique* de ce schéma.

## § 2. — Trafiquons à notre aise !

### Conseils pour l'installation et l'exploitation

Pour faire un bon trafic, outre le parfait fonctionnement des appareils émetteur et récepteur, l'opérateur doit être installé confortablement.

Voici quelques idées sur l'installation générale de la station :

Le récepteur doit être placé sur une table et légèrement à gauche de l'opérateur (celui-ci étant supposé assis en face). Les commandes du récepteur doivent pouvoir être manœuvrées facilement par la main gauche de l'opérateur, la main droite devant rester libre pour transcrire les messages télégraphiques, ou pour noter diverses remarques ou contrôles dans le cas de radiotéléphonie.

Quant à l'émetteur, il sera placé d'un côté ou de l'autre de la table, les commandes de mise en route étant généralement groupées sur un petit tableau fixé également à gauche sur la table de travail.

Sur ce tableau, nous placerons :

*a*) Un interrupteur pour le chauffage des lampes du récepteur ;

*b*) Un interrupteur pour le chauffage des lampes de l'émetteur ;

*c*) Un inverseur permettant l'enclenchement de la H.T. du récepteur d'un côté, et de l'autre, l'enclenchement de la H.T. de l'émetteur. Ce dernier inverseur commandera avantageusement également la commutation de l'antenne par l'intermédiaire d'un petit relais, si l'on n'utilise pas deux aériens séparés. On peut également prévoir un autre inverseur commutant alternativement le casque à la sortie de la première B.F. du récepteur ou sur le « monitor » ; ce dernier est monté à l'intérieur de l'émetteur.

Quant à l'ondemètre, qui n'est pas d'un service permanent, on peut le ranger sur un rayon, à l'intérieur du meuble-rack émetteur.

Nous aurons ainsi une station propre et bien en ordre.

Sur la table, nous trouverons naturellement le microphone, le manipulateur, le carnet d'écoute, éventuellement le Call Book (liste des amateurs) et... le paquet de cigarettes !

## § 3. — Dangers de la H.T.

Les valeurs des hautes tensions employées dans les émetteurs, même d'amateurs, peuvent être mortelles. Tout dépend

évidemment des circonstances du choc et de l'état général de l'opérateur.

Il y a un très grand danger si le cœur se trouve sur le passage du courant : par exemple, choc électrique entre les deux mains, ou entre une main et les pieds (retour par le sol). Dans de tels cas, une intensité de 0,1 A peut amener l'arrêt du cœur et la mort ; une intensité légèrement inférieure ne provoque pas l'arrêt du cœur, mais uniquement celui de la respiration (il faut alors pratiquer la respiration artificielle, comme sur un noyé) ; une intensité supérieure à 0,1 A n'entraîne parfois pas l'arrêt du cœur, mais provoque toujours des brûlures très graves.

Ce ne sont donc pas les « volts » qui tuent, mais les ampères. Mais, il reste bien entendu que ces derniers sont fonctions (en vertu de la loi d'Ohm : $I = \frac{E}{R}$) de l'importance de la *tension* et de la petitesse des *résistances de contact* (doigts, pieds, etc.).

De toutes façons, même une simple secousse est toujours désagréable. Aussi est-il nécessaire de les éviter le plus possible par de multiples précautions ; en même temps, on évitera peut-être le pire.

Dans un émetteur, toutes les pièces sous H.T. doivent être hors de la portée de la main ; toutes les connexions H.T. doivent être soigneusement recouvertes par un fort soupliso (cela aussi bien pour les tensions alternatives que continues). Les circuits divers d'un émetteur doivent être montés sur des châssis métalliques reliés à la terre.

Une intéressante précaution consiste à monter l'émetteur dans un coffret métallique ou un rack entièrement fermé ; le couvercle du coffret, ou la porte du rack, commande un *interrupteur* ouvrant le *circuit primaire* des transformateurs H.T. Il est alors impossible d'accéder aux organes de l'émetteur sans couper *automatiquement* la H.T.

De toutes façons, si l'on doit opérer sur un émetteur sous tension, il est nécessaire de *se placer sur un plancher* de bois, et autant que possible, ne travailler *que d'une main* (main gauche dans la poche, par exemple). Dans ce cas, toujours opérer lentement, avec précaution et force réflexions (mesure de la H.T., par exemple). Autrement, toujours couper le circuit primaire des transformateurs H.T.

Derniers conseils pour finir :

1° Si l'on pratique la respiration artificielle sur un électrocuté (méthode Schafer), ne pas oublier qu'il est parfois nécessaire d'opérer durant quatre heures et plus... La persévérance peut être récompensée par le sauvetage d'une vie humaine.

2° Dites aux vôtres, qu'en cas d'accidents, ils devront appeler les pompiers (appareil spécial pour la respiration artificielle et carbogène).

3° *Avant l'accident*, installer sur vos émetteurs un *interrupteur automatique* de sécurité.

## § 4. — BCI et TVI

Mais tout d'abord, qu'entend-on par les abréviations formant notre titre ?

**BCI** signifie : perturbations **pouvant être** créées sur des récepteurs de radiodiffusion par un amateur-émetteur voisin.

**TVI** signifie : perturbations **pouvant être** créées sur des récepteurs de télévision par un amateur-émetteur voisin.

Nous avons bien dit « pouvant être » ; car si les perturbations ont pour source l'émetteur voisin, ce dernier n'en est pas toujours, et obligatoirement, la **cause** (mais bien plus souvent le récepteur lui-même, mal conçu).

Nous allons donc étudier ces perturbations et leurs remèdes, afin de recréer l'entente cordiale entre auditeurs et amateurs-émetteurs.

### BCI.

Vous aviez reçu votre autorisation d'émettre... Aussitôt, la construction de l'antenne rayonnante fut entreprise. Les voisins, surpris, ont assisté à l'érection d'imposants poteaux ou pylônes. Puis ils vous ont écouté sur leur propre récepteur ; ils n'y comprenaient pas grand'chose dans tous ces QR... QS... QT... etc. ; mais ils étaient presque fiers de savoir que leur localité possédait un émetteur (et « presque à côté de chez moi », disaient-ils).

Mais, hélas, ! un jour, tout s'est gâté ! Plusieurs réflexions désobligeantes vous accusant de perturber les émissions de radiodiffusion sont déjà arrivées à vos oreilles. Finalement, c'est un voisin qui débarque chez vous, l'air furieux, venant en délégué, représentant toutes les victimes du quartier. et qui déclare : « Depuis l'installation de votre satané bazar, on n'entend plus que vous ! Ça siffle de tous les côtés en PO ; mieux même, chez Tartempion, on vous entend absolument partout, même sur P.U... Vous n'êtes plus en âge de jouer au téléphone... Nous payons une redevance annuelle pour recevoir des émissions convenablement ; si cela persiste, nous porterons plainte, etc... » J'en passe, et des meilleures.

Ne perdez pas votre temps à expliquer que l'émission d'amateur a d'autres buts que de permettre à l'opérateur « de jouer au téléphone ». D'autre part, si votre voisin paie pour écouter, vous, vous payez une taxe de contrôle annuelle pour émettre !

Quant à la plainte ?... Une suite ne peut y être donnée que si le récepteur présente, d'abord, le minimum requis pour sa préservation contre ce genre de troubles.

Il conviendrait alors de situer de quel côté se place le « casse-pieds » (côté émetteur ou côté récepteur ?). Mais, de toute façon, ne vaut-il pas mieux **toujours** s'arranger à l'amiable?

### Précautions essentielles à prendre chez l'OM

Naturellement,, pour que l'OM puisse travailler en toute conscience (et dormir en paix), il se doit de prendre certaines précautions dans l'installation de son poste émetteur. Nous allons les voir ci-dessous :

*a)* Précisons, tout de suite, que l'installation de circuits bouchons, filtres ou trappes entre la sortie de l'émetteur et la base de l'antenne, circuits destinés à réduire, — voire à supprimer — le rayonnement harmonique, sont absolument inopérants dans le cas de QRM BCL. En effet, contrairement à ce que beaucoup s'imaginent, ce n'est pas le rayonnement harmonique de l'émetteur qui amène des perturbations dans la gamme P.O. ; le rayonnement harmonique ne pourrait apporter des troubles que sur des bandes de fréquences plus élevées que la fréquence d'émission (harmoniques 2, 3, etc...). En fait, les « harmoniques » 1/2, 1/3, 1/4, etc... n'existent pas. Nous en reparlerons au paragraphe consacré aux précautions à prendre chez le BCL.

*b)* Quelque que soit l'antenne utilisée, la masse de l'émetteur doit être reliée à une excellente prise de terre.

*c)* Afin d'éviter que la H.F. soit canalisée par les fils du secteur, il est nécessaire de placer un filtre en $\pi$ sur chaque fil du réseau d'alimentation de l'émetteur, le plus près possible de ce dernier (fig. XX-4). Quatre condensateurs de 0,1 µF isolés à 1.500 V sont nécessaires. De plus, on a $L_1 = L_2 = 60$ à 80 tours sur un tube de carton de 50 mm de diamètre ; la section du fil est évidemment fonction de la consommation de l'émetteur (afin de ne pas introduire une chute de tension trop importante).

Les fréquences à bloquer étant assez élevées, ce filtre en $\pi$ peut être réduit comme suit : Capacité des condensateurs = 4,7 nF ; $L_1 = L_2 = 20$ tours jointifs sur air, diamètre intérieur 10 mm, fil de cuivre émaillé de 20/10 de mm (fil valable pour les puissances autorisées aux amateurs français).

*d)* En télégraphie, l'O.M. doit tout mettre en œuvre pour supprimer les claquements de manipulation. Pour ce faire, ne jamais manipuler dans un circuit, ou dans une électrode, où la tension et l'intensité sont importantes. La manipulation par blocage de grille est, dans ce sens, sans aucun doute la meilleure. De plus, utiliser toujours un filtre efficace aux bornes mêmes du manipulateur.

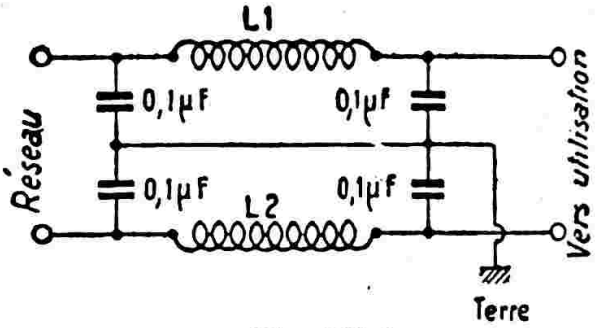



*Fig. XX-4*

*e)* En téléphonie, ne dépasser en aucun cas la profondeur maximum de modulation, soit 100 %. Pour cela : limiter la profondeur moyenne vers 70 %, ce qui laissera une marge en cas d'emportement vocal de l'opérateur entraîné dans le feu de l'action, ou, ce qui est mieux encore, utiliser un compresseur de modulation, soit électronique, soit thermique, qui, après réglage, permettra une modulation toujours voisine de 100 %, sans toutefois pouvoir dépasser ce taux.

### Dispositions à prendre chez le BCL

Ici, l'OM accusé d'être un perturbateur devra user de toute sa diplomatie. Surtout, ne dites pas à votre plaignant que son récepteur présente des défauts, car il ne manquerait pas de vous rétorquer : « Avant l'installation de votre « engin », tout allait bien ! » Ce qui, naturellement, est exact.

Et pourtant, certaines précautions élémentaires, mais essentielles, doivent être prises, notamment pour l'installation dudit récepteur ; sans quoi, la plainte dont le BCL vous a menacé risque fort d'être classée sans suite.

OM, là est votre argument ; tâchez de l'exploiter et d'amener le BCL à consentir à ce que vous alliez voir son installation, qui doit obligatoirement — rappelez-lui bien — satisfaire à des conditions minima.

1° S'assurer que le récepteur possède un collecteur d'ondes correct : antenne extérieure, antenne intérieure convenable ou cadre. Proscrire radicalement l'emploi d'une terre (gaz, eau ou autres) en guise d'antenne ! Par contre, cette prise de terre sera avantageusement connectée à la douille « terre » du récepteur, après l'installation d'un collecteur d'ondes normal.

2° Le QRM BCL peut être notablement réduit, si de la H.F. est canalisée par le secteur, en intercalant un filtre en $\pi$ sur chaque fil du réseau à l'entrée du récepteur, comme nous l'avons fait à l'émetteur ; voir figure XX-4. Néanmoins, les bobines $L_1$ et $L_2$ pourront avoir des dimensions plus réduites, et le fil constitutif, un diamètre moindre ; (la consommation d'un récepteur étant, en général, plus faible que celle d'un émetteur).

3° Si le QRM BCL existe encore après ces deux essais préliminaires, il convient alors d'opérer directement sur le récepteur.

On peut évidemment placer un circuit bouchon (fig. XX-5), en série à l'arrivée de l'antenne sur le récepteur. Mais ce dispositif présente des inconvénients ; d'abord, il bloque le poste sur une certaine bande de fréquences (en O.C.), parce que peu sélectif ; ensuite, ce circuit bouchon devra être réaccordé par le BCL chaque fois que l'OM changera de bande, puisque le dispositif doit être réglé sur la fréquence de l'émission dite perturbatrice.

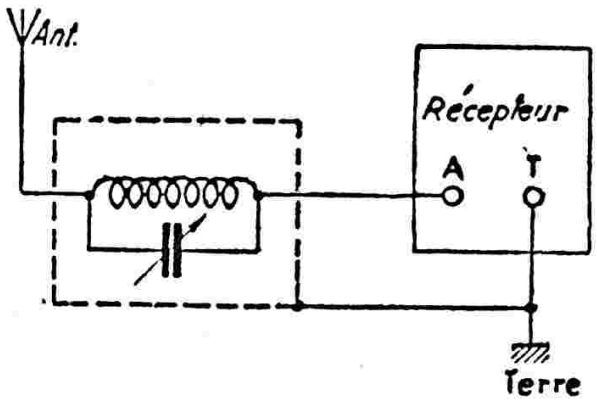



*Fig. XX-5*

Lorsque l'émission est entendue sur plusieurs points du cadran (en P.O. par exemple), il ne s'agit nullement d'harmoniques de la fréquence d'émission ; revoir ce qui a été dit en *a)*. Par contre, le phénomène est bel et bien dû aux harmoniques de l'oscillateur local du récepteur.; le couplage de cet oscillateur est souvent exagéré, et l'oscillation, de ce fait, riche en harmoniques.. Lesdits harmoniques viennent alors interférer avec la fréquence porteuse de l'émission de l'OM voisin, pour donner, par battement, une fréquence de 472 kc/s (ou 455 kc/s) normalement amplifiée par le canal M.F. du récepteur, et ce, naturellement, pour plusieurs points de réglage de l'aiguille du cadran, suivant le rang de l'harmonique provoquant un battement égal à la M.F.

Le problème consiste à réduire notablement l'amplitude des oscillations harmoniques de l'oscillateur local du récepteur, sans trop altérer, toutefois, l'oscillation fondamentale et sans entraîner un décrochage pur et simple aux extrémités inférieures en fréquence des diverses gammes.

La figure XX-6 indique deux solutions commodes possibles :

*a)* Soit intercaler une résistance $R_1$, de valeur convenable, en série dans la grille oscillatrice (50 à 200 Ω) ;

*b)* Soit shunter la bobine d'entretien par une résistance R2, de valeur convenable (500 à 5kΩ).

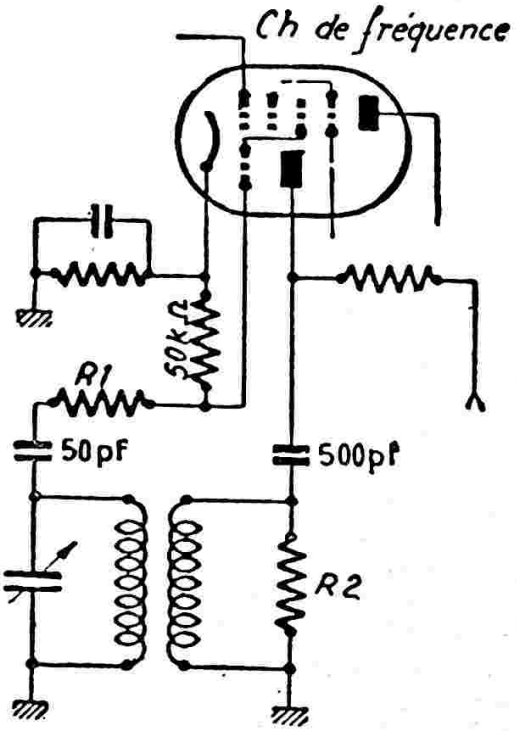



*Fig. XX-6*

Les valeurs de $R_1$ et $R_2$ sont évidemment à déterminer expérimentalement avec soin.

4° Arrivons au cas de M. Tartempion, cité au début de cette étude, lequel écoute la station dite pertubatrice quelle que soit la position de l'aiguille sur le cadran et quelle que soit la gamme d'ondes, voire en position « pick-up ».

Cette fois, il s'agit tout bonnement d'un étage B.F. qui détecte (en général, le premier tube B.F.). Le remède est montré sur la figure XX-7 : le plus près possible de la grille de commande du premier tube B.F., il suffit d'intercaler un petit filtre RC en $\pi$.

Si d'autres étages B.F. détectent également, il suffit de procéder identiquement dans chaque grille (mais ce dernier cas est assez rare).

Citons également le cas de certains étages BF (amplificateurs de tension) fonctionnant avec des charges anodiques exagérées (résistance de cathode, et résistance d'écran éventuellement, très grandes). Résultat :

détection pour courbure de plaque ! Ramenons donc ces éléments à des valeurs normales, plus faibles ; il n'y aura plus détection... et, ce qui ne gâte rien, les distorsions BF du récepteur seront moindres.

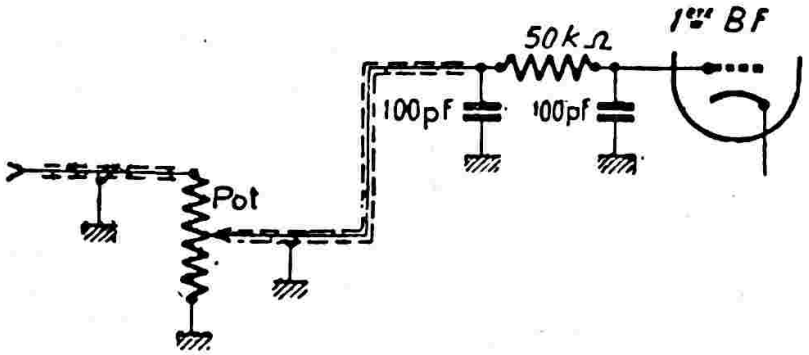



*Fig XX-7*

Il est bien rare d'avoir à faire toutes ces modifications sur un même récepteur; nous conseillons à l'amateur de procéder dans l'ordre que nous avons indiqué et de s'arrêter dès que le QRM a disparu ! Très souvent, les modifications 1 et 2 suffisent ; quelquefois, l'opération 3 s'avère utile ; quant à l'opération 4, sa nécessité est excessivement peu fréquente.

Un dernier conseil : pendant que vous tiendrez entre vos mains le poste d'un rouspéteur, n'oubliez pas de vérifier l'alignement des transformateurs M.F. et des réglages du bloc de bobinages, à l'aide de votre hétérodyne... Combien de postes fonctionnent plus ou moins bien alignés ? Le BCL, s'il est sincère, ne manquera pas de trouver une notable amélioration de sélectivité et de sensibilité. D'un plaignant, vous aurez fait un homme heureux, et de nouveau, vous passerez pour le « caïd » de la radio de votre quartier !

## T.V.I.

Pour les perturbations en télévision, les causes sont toutes différentes de celles des BCI, en ce sens qu'ici, ce sont bel et bien les **harmoniques** de l'émetteur qui sont redoutables, les transmissions T.V. s'effectuant sur VHF. On réduira donc les TVI en minimisant le rayonnement harmonique, de rangs élevés surtout, de notre émetteur.

Comment l'interférence pénètre-t-elle dans le récepteur TV ? Deux chemins sont possibles : Soit par l'antenne et la suite normale (donc harmonique VHF) ; soit par attaque directe des MF du récepteur (harmonique de fréquence moins élevée).

L'émission de télévision s'opère sur deux fréquences porteuses : la porteuse son et la porteuse image, distantes l'une de l'autre de 11, 15 Mc/s. Mais n'oublions pas que cette plage de 11, 15 Mc/s est entièrement utilisée pour la transmission de l'image. En conséquence, il suffit qu'une harmonique VHF de l'émetteur tombe **en un endroit quelconque** de cette plage pour qu'il y ait perturbation. Quant aux « moyennes fréquences » des récepteurs de TV, la situation est encore plus grave. Les valeurs MF semblent vouloir se standardiser aux fréquences approximatives suivantes : MF son = 39 Mc/s ; MF image = 28 Mc/s. Ceci avec la même remarque que précédemment, à savoir que l'écart entre ces deux MF est occupé par la bande passante image. Or, entre 28 et 39 Mc/s, il y a la bande « amateur » 28 Mc/s !

Si l'on veut trafiquer sur cette bande, les perturbations sont presque inévitables. Pour le trafic sur les autres bandes décamétriques de fréquences moins élevées, il faudra donc chercher à réduire le plus possible l'harmonique tombant dans la bande 28 Mc/s (si l'interférence entre par le canal MF du récepteur).

Mais, supposons que nous sommes un perturbateur, et procédons par ordre.

1°) Débranchons l'antenne de l'émetteur, éloignons le feeder et, l'émetteur étant en fonctionnement, chargeons le PA par une antenne fictive.

Si la perturbation est stoppée, cela indique que l'harmonique est rayonnée par l'antenne. Un remède efficace consiste alors à monter un circuit Collins à la base du feeder, ou un circuit Jones comme circuit anodique du PA ; ces circuits étant des filtres passe-bas, suppriment le passage des harmoniques.

Il est également possible d'intercaler un circuit bouchon $L_1$ $C_1$ à la sortie anodique du tube PA (voir fig. XX-8). Si l'on utilise un push-pull au PA, un circuit $L_1$ $C_1$ devra être monté à la sortie anodique de chaque tube. Bien entendu, le circuit $L_1C_1$ doit être réalisé de façon telle qu'il puisse s'accorder sur la fréquence perturbatrice à éliminer (28 Mc/s ou VHF, selon le cas).

2°) Si la perturbation existe toujours, il faut en déduire qu'elle est rayonnée par l'émetteur lui-même, ou véhiculée par les fils du secteur électrique.

Il faut alors couper successivement l'alimentation des divers étages, étage par étage, dans l'ordre : PA, doubleurs, jusqu'au pilote ; ceci, en observant chaque fois ce qui se passe au point de vue TVI.

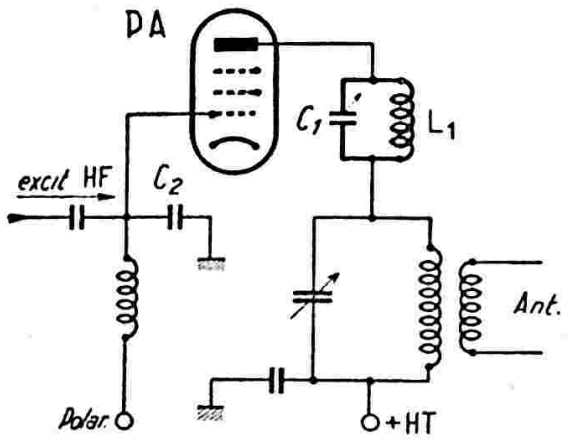



*Fig. XX-8*

Lorsque l'on aura trouvé l'étage en cause, nous lui ferons subir le traitement suivant :

a) Découpler les cosses filament du tube par deux condensateurs de 2 000 pF céramique ;

b) Monter une bobine d'arrêt VHF, découplée par un condensateur de 2 000 pF céramique à la masse, dans l'alimentation HT de plaque et d'écran ;

c) Monter dans le circuit plaque de l'étage perturbateur, un circuit bouchon $L_1$ $C_1$ accordé sur la fréquence de perturbation (comme nous l'avons indiqué pour le PA, fig. XX-8) ;

d) S'assurer que l'étage perturbateur n'auto-oscille pas ; placer des résistances de 40 ohms environ en série aux sorties des cosses de grille et d'écran (voir chapitre V-§ 7) ;

e) Dans la liaison de grille fournissant l'excitation HF à l'étage en défaut, monter un circuit de couplage en $\pi$ (voir chapitre V-§ 11) ;

f) Intercaler des filtres VHF sur les fils du secteur (comme indiqué sur la figure XX-4, mais avec des bobines ne comportant que quelques tours et des capacités de l'ordre de 22 pF) ;

g) Entre grille et masse de l'étage en défaut, placer une capacité céramique de 10 pF environ (C2 sur la fig. XX-8) ; réaccorder ensuite pour obtenir l'excitation correcte de l'étage ;

h) Utiliser un **rack métallique**, fermé sur toutes ses faces, correctement relié à la terre ;

i) Shunter tous les milliampèremètres de mesure par un condensateur céramique de 2 000 pF ;

j) Enfin, ne pas faire travailler l'étage PA en doubleur de fréquence, ne pas surmoduler et supprimer tout claquement de manipulation.

Il est extrêmement rare d'avoir à effectuer toutes ces modifications sur un même émetteur. Généralement, l'emploi d'un filtre Jones ou Collins dans la liaison à l'antenne, la trappe $L_1$ $C_1$ à la sortie anodique du PA, la liaison inter-étage par circuit $\pi$ (grille PA) et un rak métallique, suffisent et donnent toutes satisfactions.

Pour un émetteur VHF, les perturbations ne peuvent attaquer que l'entrée du récepteur TV ; les interférences sur le canal MF image ne sont plus à craindre. Les précautions à prendre seront donc les suivantes :

Montage de trappes $L_1$ $C_1$ dans les circuits anodiques, trappes accordées dans la bande « image » transmise par l'émetteur TV....

Puis, les précautions indiquées aux alinéas : a, b, c, d, f, h, i et j.

Si, après tous ces essais, soit sur ondes décamétriques, soit sur UHF, les TVI persistaient encore un petit peu, il conviendrait de s'attaquer au récepteur de TV lui-même : filtre secteur ; blindage complet (revêtement métallique interne de l'ébénisterie); orientation de l'antenne TV ; trappe intercalée à l'entrée « antenne » du téléviseur et accordée sur l'onde VHF perturbatrice ; etc... Dans certains montages, la gaine extérieure du câble coaxial d'antenne n'est pas reliée **directement** au châssis du téléviseur ; la liaison s'opère par l'intermédiaire d'un condensateur céramique de 1 500 à 2 000 pf. C'est insuffisant ; shunter cette capacité par un condensateur au papier de forte valeur (20 000 à 50 000 pF environ).

### Filtres-trappes pour TVI

Nous allons voir successivement :

a) Un filtre destiné à être monté à la sordie d'un émetteur pour ondes décamétriques (10, 15, 20, 40 et 80 m) ;

b) Un filtre destiné à être monté à la sortie d'un émetteur 144 Mc/s ;

c) Un filtre destiné à être intercalé à l'entrée d'un téléviseur.

### Filtre pour émetteur à ondes décamétriques

Il s'agit évidemment d'un filtre passe-bas. Sa fréquence de coupure se situe à 45 Mc/s ; à 55 Mc/s, l'atténuation est de

— 80 dB ; à 100 Mc/s, elle est de — 90 dB et se maintient constante jusqu'à plus de 220 Mc/s. Les harmoniques de rang élevé de l'émetteur sont donc affaiblis de telle façon qu'ils sont pratiquement négligeables dans les canaux réservés à la télévision, et, en tout cas, ne risquent pas de provoquer des interférences.

Ce filtre est prévu pour une impédance de l'ordre de 75 ohms. Son schéma est montré sur la figure XX-9. Nous l'intercalons dès la sortie de l'émetteur, entre émetteur proprement dit et le circuit accordé auxiliaire d'antenne, au milieu du câble coaxial de liaison à 75 Ω, au moyen des fiches coaxiales E et S (E = côté émetteur ; S = vers circuit auxiliaire d'antenne).

Car, nous rappelons tout de même que si l'amateur-émetteur provoque des TVI, la plus élémentaire des précautions consiste à ne pas « piquer » l'antenne directement sur la bobine du PA (!), mais à utiliser un circuit auxiliaire de couplage d'antenne.

$L_1 C_1$ sur 55 Mc/s ; $L_2 C_2$ sur 70 Mc/s ; $L_3 C_3$ sur 85 Mc/s ; $L_4 C_4$ sur 55 Mc/s.

Nous avons :

$C_1 = C_4 = 100$ pF (à régler sur 42 pF).
$C_2 = 140$ pF (à régler sur 110 pF).
$C_3 = 140$ pF (à régler sur 120 pF).

Le condensateur $C_5$ est fixe ; sa capacité doit être de 134 pF ; il est constitué par deux condensateurs en parallèle de 67 pF à mesurer pour obtenir la capacité requise (condensateurs type céramique à forte tension de claquage; valeur normalisée = 68 pF).

L'ensemble du filtre doit être monté dans un blindage parallélépipédique totalement clos et cloisonné en quatre compartiments comme il est représenté en traits mixtes sur la figure XX-9.

Les liaisons à la masse des différents points des circuits et des parties extérieures des douilles coaxiales E et S se font direc-

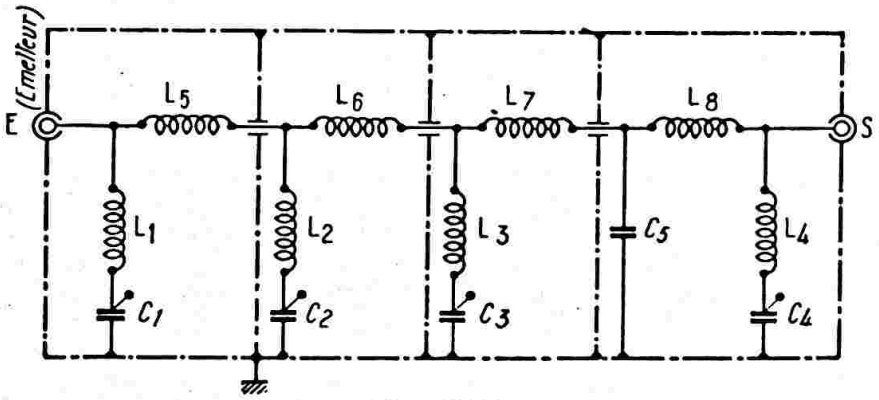



*Fig. XX-9*

La liaison entre le circuit PA et le circuit auxiliaire d'antenne se fait par une ligne à basse impédance, généralement une ligne torsadée. C'est cette dernière qu'il faut remplacer par un morceau de câble coaxial de 75 Ω d'impédance caractéristique, dans lequel se trouve intercalé le filtre passe-bas.

Tous les bobinages sont réalisés sur air, diamètre intérieur 12 mm, fil de cuivre émaillé de 20/10 de mm, espacement entre spires égal au diamètre du fil.

Nous avons :

$L_1 = L_4 = 4$ 1/2 tours.
$L_2 = 1$ 1/2 tour.
$L_3 = 3/4$ tour.
$L_5 = 5$ 1/2 tours.
$L_6 = 6$ 1/2 tours.
$L_7 = 7$ 1/2 tours.
$L_8 = 6$ 1/2 tours.

Les condensateurs $C_1$ à $C_4$ inclus sont du type ajustable à air. Ils sont destinés à accorder chaque branche des circuits-série sur les fréquences suivantes :

tement par soudure au boîtier, ce dernier étant relié par ailleurs à la masse et à la terre de l'émetteur. Les plaques de cloisonnement sont également soudées à l'intérieur du boîtier ; elles sont percées d'un trou muni d'une perle de stéatite pour le passage de la connexion. Seule une face du boîtier est amovible (fixation par vis parker).

### Filtre pour émetteur 144 Mc/s

C'est évidemment encore un filtre passe-bas ; son schéma est représenté sur la figure XX-10. Son impédance est de l'ordre de 75 Ω. Il s'intercale donc dès la sortie de l'émetteur, sur le câble coaxial de liaison à l'antenne.

Tous les bobinages sont réalisés sur air, diamètre intérieur 6 mm, en fil de cuivre émaillé de 12/10 de mm.

Nous avons :

$L_1 = L_3 = 3$ tours ; largeur de la bobine : 6 mm.

$L_3 = L_4 = 2$ tours ; largeur de la bobine : 3 mm.

$L_5 = 5$ tours ; largeur de la bobine : 20 mm.

Quant aux condensateurs ajustables à air, nous avons :

$C_1 = C_4 = 25$ pF (à régler sur 11 pF).

$C_2 = C_3 = 50$ pF (à régler sur 38 pF).

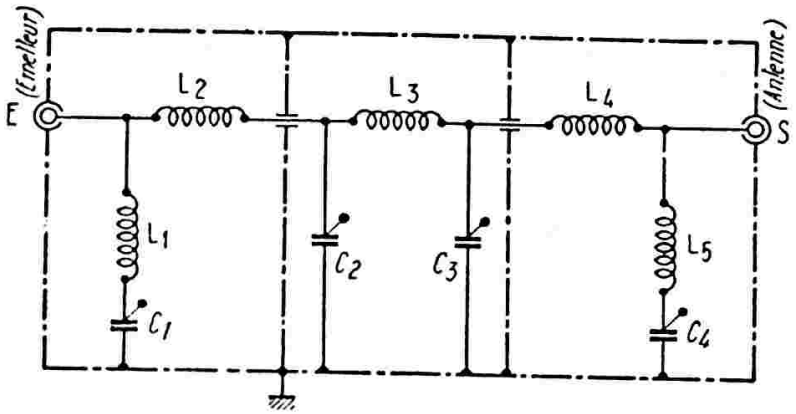



*Fig. XX-10*

Nous indiquons les capacités de réglage à titre indicatif... car sur VHF, c'est une autre histoire ! La plus petite différence dans la construction des bobines, la longueur des connexions, les capacités parasites, sont autant de facteurs qui modifient la fréquence de résonance des circuits. Il sera donc prudent de retoucher éventuellement les réglages des condensateurs $C_1$, $C_2$, $C_3$ et $C_4$, la fréquence de coupure du filtre devant se situer à 160 Mc/s.

La réalisation pratique se fait comme dans le cas précédent : boîtier parallépipédique cloisonné en trois compartiments égaux ; soudures au boîtier, etc... Nous n'insisterons donc pas davantage. Néanmoins, comme l'inductance des connexions intervient fortement sur ces fréquences élevées, nous donnons les dimensions du boîtier : 32 × 32 × 180 mm. Ce qui permet une construction suffisamment aérée, sans atteindre des longueurs prohibitives pour les connexions.

### Filtre pour téléviseur

Un filtre peut être placé avantageusement à l'entrée d'un téléviseur lorsque les ondes perturbatrices attaquent directement le canal MF « image » de l'appareil, c'est-à-dire lorsque la fondamentale (cas d'une émission sur 28 Mc/s) ou les harmoniques de l'émission gênante tombent dans la bande passante MF « image » du récepteur (bande large de 11, 15 Mc/s dans le standard français 819 lignes).

Il s'agit d'un filtre prévu pour l'impédance caractéristique de 75 Ω des câbles coaxiaux d'antenne de télévision ; ce filtre s'intercale à l'entrée « antenne » du téléviseur (E = antenne ; S = vers téléviseur ; voir figure XX-11). Mais cette fois, il s'agit

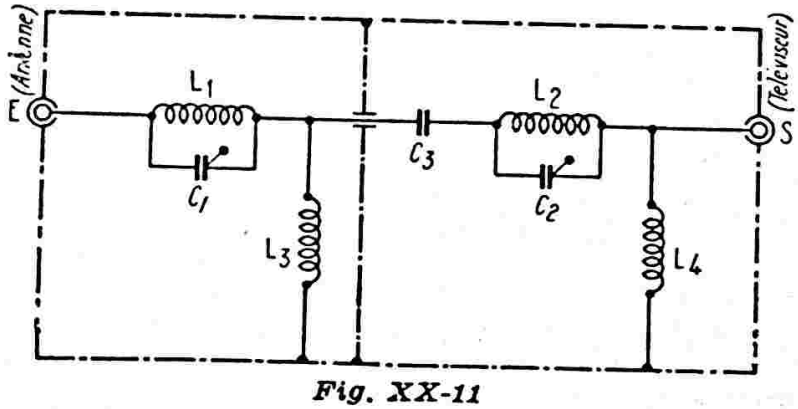



***Fig. XX-11***

d'un filtre passe-haut dont nous allons régler la fréquence de coupure vers 30 Mc/s.

Il s'agit d'un filtre simple à deux sections seulement, dont le schéma est représenté sur la figure XX-11. La réalisation pratique est la même que pour les filtres précédents ; nous n'insisterons donc pas davantage.

Nous avons :

$C_1 = C_2 = 150$ pF (condensateur ajustable à air) ;

$C_3 = 22$ pF céramique ;

$L_1 = L_2 = 4$ tours de fil de cuivre émaillé de 16/10 de mm, bobinés sur air, diamètre intérieur de 12 mm ; écartement entre spires égal au diamètre du fil.

$L_3 = L_4 = 7$ tours, comme précédemment.

Les circuits $L_1 C_1$ et $L_2 C_2$ doivent être accordés sur 28 à 30 Mc/s. Mais il est possible aussi d'accorder une cellule ($L_1C_1$ par exemple) sur 28 Mc/s, et l'autre cellule $L_2C_2$) sur 21 Mc/s. Pour cela, nous devons alors avoir :

$L_2 = 8$ tours ; $L_4 = 9$ tours ; autres caractéristiques, comme précédemment.

Moyennant toutes ces précautions, l'entente et la co-exisence pacifique entre amateurs-émetteurs et téléspectateurs doivent être parfaites !

CHAPITRE XXI

# Mesures et appareils de mesures

Tous les appareils de mesure décrits dans ce chapitre seront étudiés très succinctement. Normalement, chaque appareil pourrait entraîner un développement équivalent à une petite brochure ; nous sortirions alors du cadre que nous nous sommes tracés au début de ce traité. Aussi renvoyons-nous le lecteur peu initié à ce genre de travail aux nombreux livres ou documentations traitant plus spécialement la question « appareils de mesure, oscillographes, boîtes de contrôle, etc... ».

Désirant présenter un ouvrage aussi complet que possible, nous ne pouvons cependant passer cette question sous silence ; nous nous limiterons à des montages simples, mais sérieux et bien établis, sans toutefois nous attarder exagérément sur des *détails* de montage ou de mise au point.

## § 1. — Ondemètre à absorption. Fréquencemètre

Une *boucle de Hertz*, telle que nous l'avons présentée au chapitre V, § 10 (fig. V-97), permet simplement de voir si « ça oscille ».

Elle est d'un emploi facile, d'une indication instantanée et rend de grands services à l'amateur pour la mise au point de sa station.

Néanmoins, cette simple boucle n'indique en rien la longueur d'onde sur laquelle se trouvent réglés le circuit oscillant du pilote (cas d'un maître-oscillateur ou pilote E.C.O., par exemple), les circuits accordés d'un étage séparateur, d'un étage final, etc. Ces mesures peuvent se faire d'une manière très simple, par l'amateur, avec un *ondemètre à absorption*.

Comme son nom l'indique (et comme la boucle de Hertz, d'ailleurs), cet appareil fonctionne par absorption, c'est-à-dire qu'une fraction de l'énergie H.F. disponible aux bornes d'un C.O. est absorbée par l'ondemètre au moment de la mesure.

L'absorption est évidemment maximum lorsque l'ondemètre est réglé exactement sur la même fréquence que le C.O. contrôlé, et cette énergie absorbée est observée, soit par un indicateur d'intensité, soit par un indicateur de tension.

Donc, suivant l'un ou l'autre cas, deux montages d'ondemètre à absorption sont possibles. La figure XXI-1a donne le montage d'un ondemètre avec indicateur d'intensité ; il comprend essentiellement un bobinage L, un condensateur variable C et l'indicateur A, monté en série dans une branche du circuit antirésonnant. Cet indicateur peut être un milliampèremètre thermique, un thermocouple ou encore... et le plus souvent... une simple ampoule 6,3 volts/0,1 ou 0,3 ampère, par exemple.

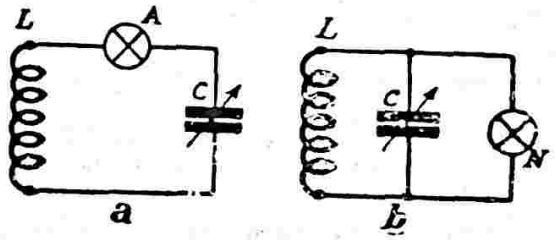



*Fig. XXI-1*

La figure XXI-1b donne le montage d'un ondemètre à indicateur de tension. Dans ce cas, l'indicateur est un petit tube au néon monté en parallèle sur les bornes du circuit antirésonnant.

Dans ces deux réalisations, il est recommandé de ne pas utiliser un condensateur variable de capacité supérieure à 350 pF, afin d'obtenir une bonne précision dans les mesures. La bobine est interchangeable, donc bobinée sur un mandrin carton bakélisé à broches.

Avec trois bobines de 20, 10 et 5 tours en fil de cuivre de 8/10 de millimètre

émaillé sur un mandrin de 50 millimètres de diamètre et un condensateur variable de 350 pF, on peut couvrir les gammes de 1,5 à 5 Mc/s, 5 à 10 Mc/s et 9 à 20 Mc/s environ.

Lorsque l'appareil est terminé, il suffit de l'étalonner ; on peut le faire soit par comparaison avec un appareil de précision,

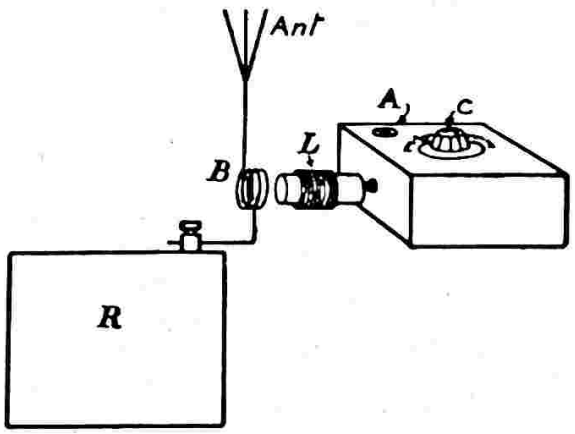



*Fig. XXI-2*

soit sur les stations de radiodiffusion ou officielles en ondes courtes, dont on connaît la fréquence avec certitude. Dans ce dernier cas, on peut réaliser le montage de la figure XXI-2 : à l'entrée d'un récepteur R, on intercale, à l'arrivée de l'antenne, une bobine B de quelques spires du même diamètre que la self de l'ondemètre. On couple *d'une manière aussi peu serrée que possible,* la bobine L de l'ondemètre à la bobine B. Le récepteur étant réglé sur une station de longueur d'onde λ connue, l'audition s'affaiblit considérablement lorsqu'on passe sur cette même λ par la manœuvre du condensateur C de l'ondemètre. Il suffit, ainsi, de procéder point par point et d'établir autant de courbes d'étalonnage qu'il y a de bobines L.

L'étalonnage terminé, l'ondemètre est en état de servir. Pour cela, il suffit simplement de l'approcher légèrement d'un circuit oscillant de l'émetteur en fonctionnement (pilote ou amplificateurs H.F.) et de chercher l'accord par la manœuvre de C ; l'accord à la résonance est indiqué par l'éclairage de A ou N (suivant le type d'appareil). On cherchera, en découplant progressivement l'ondemètre de l'émetteur, à obtenir l'éclat de l'ampoule indicatrice sur une plage minimum de la rotation de C ; il ne restera qu'à lire la graduation de C donnant l'éclat maximum et à consulter la courbe d'étalonnage.

**Ondemètre à indicateur cathodique.**

On peut facilement remplacer les indicateurs de résonance que nous avons mentionnés précédemment par un tube cathodique d'accord (EM1, EM4, 6E5, AF7, etc.).

Le montage d'un tel ondemètre est donné sur la figure XX-3. Nous retrouvons toujours le circuit antirésonnant LC ; le tube cathodique 6E5, par exemple, est monté en indicateur de tension. Nous intercalons une résistance de l'ordre de 100.000 ohms dans la cathode, afin de faire travailler l'élément triode en détecteur par courbure de plaque.

Il n'y a aucun inconvénient à alimenter le tube cathodique, comme nous le faisons, directement en courant alternatif. En fait,

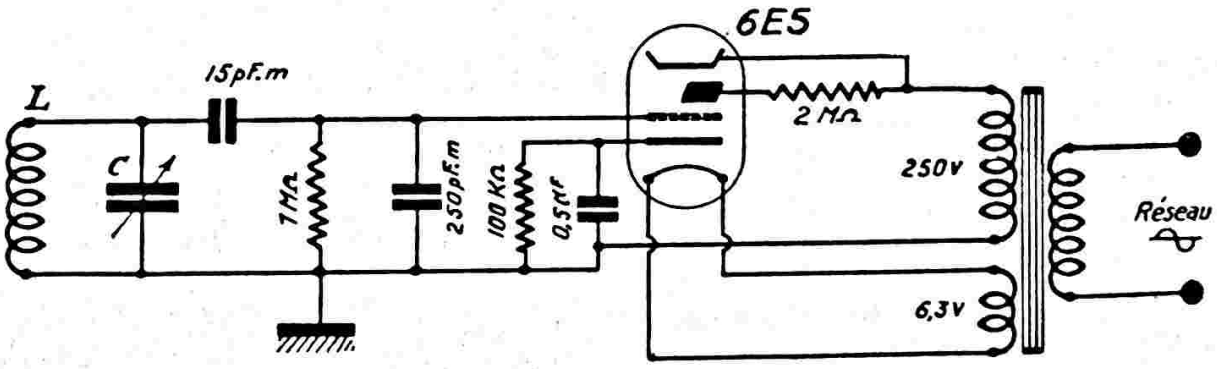



*Fig. XXI-3*

on n'obtient presque aucune scintillation pour un réseau de distribution à 50 périodes/seconde.

La lecture est très facile : le ou les secteurs fluorescents *diminuent* à l'accord exact ; en l'absence de signal, ondemètre découplé ou désaccordé, l'écran de l'indicateur est complètement éclairé. Outre une mesure très pointue donnée par cet appareil, si on ne le couple pas exagérément, il présente l'avantage de ne pas endom-

mager l'indicateur en cas de surcharge accidentelle. Néanmoins, il nécessite une connexion au secteur... d'où le fil à la patte !

**Notes sur le couplage de deux circuits accordés.**

Pour effectuer des mesures précises, il est indispensable d'opérer en *couplage très lâche*. En effet, avec un couplage plus important, la fréquence de résonance du

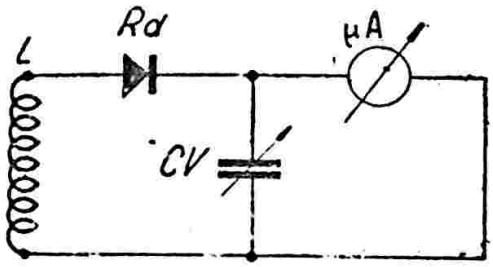



*Fig. XXI-4*

circuit à mesurer (cas, par exemple, d'un auto-oscillateur) est faussée par l'approche du circuit de l'ondemètre. Mais, le couplage lâche nécessite un *indicateur très sensible*, puisque l'énergie empruntée doit être, et est très faible. De plus cet indicateur ne doit pratiquement apporter aucun amortissement supplémentaire... et ce n'est pas toujours le cas des appareils de la figure XXI-1 ! D'ailleurs, sur U.H.F.,

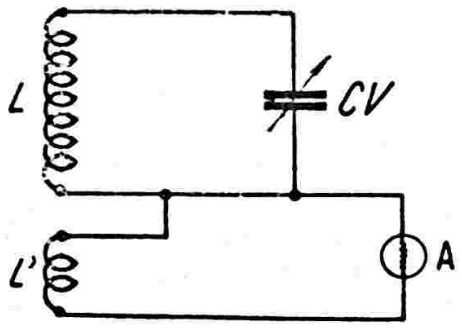



*Fig. XXI-5*

on préfère souvent soit les fils de Lecher (§ 2), soit le montage de la figure XXI-4. Ce dernier comporte la bobine habituelle L, le condensateur variable CV avec cadran étalonné, un redresseur à cristal Rd genre 1N34 et un micro-ampèremètre à cadre (indicateur : déviation totale 200 ou 500 μ A). Naturellement, le montage d'ondemètre de la figure XXI-4 convient également pour les bandes d'ondes décamétriques ; il suffit de prévoir L et CV en conséquence.

Un autre procédé encore plus énergique pour réduire l'amortissement dû à l'indicateur sur le circuit accordé consiste à alimenter ledit indicateur par un circuit différent du circuit accordé (fig. XXI-5). Nous avons représenté, comme indicateur, une simple ampoule A de 1,5 volt, 40 mA; mais il va de soi que l'on pourra préférer l'emploi d'un redresseur 1N34 en série avec un microampèremètre. On dispose alors d'un ondemètre excessivement précis, au réglage pointu, et, de plus, très *sensible*.

**Ondemètre pour 144 Mc/s**

Nous avons vu qu'un ondemètre à absorption comporte essentiellement une bobine et un condensateur variable ; un ondemètre pour 144 Mc/s n'échappe pas à cette règle. Alors pourquoi, direz-vous, faire un long discours sur un cas particulier ? Parce que, précisément, le cas est *trop* particulier !

En effet, de nombreux amateurs veulent essayer le 144 Mc/s, mais, comme on dit quelquefois, ils sont en plein cirage : ou ils n'ont pas d'ondemètre, ou s'ils en ont un, il n'est pas étalonné. Naturellement il y a toujours la possibilité de faire étalonner un ondemètre chez un O.M. voisin qui opère déjà sur U.H.F., mais il faut penser aux pionniers qui, loin de tous, veulent faire démarrer un réseau 144 Mc/s dans une région où aucun O.M. n'a encore étudié la question. Le but de cette étude est donc **essentiellement pratique,** et nous allons donner toutes indications utiles pour la construction d'un ondemètre dont la fréquence d'absorption sera de l'ordre de 144 Mc/s, fréquence dont l'approximation sera néanmoins suffisante pour les mesures envisagées.

En effet, comme nous l'avons dit. il n'est pas question de faire de la précision sur UHF avec un simple ondemètre à absorption ; pour des mesures plus exactes, il est préférable d'avoir recours aux fils de Lecher. Toutefois, l'ondemètre est d'un emploi plus commode et plus rapide ; et avec lui, on vérifie facilement si l'on est bien dans la bande, s'il n'y a pas eu une erreur sur un rang d'harmonique dans la mise au point des étages multiplicateurs d'un émetteur, par exemple, etc...

Notre ondemètre 144 Mc/s comporte une bobine (un simple U) et un condensateur variable. Nous avons volontairement supprimé tout dispositif indicateur d'absorption, cette dernière étant accusée par le saut de l'aiguille du milliampèremètre intercalé

dans l'alimentation du circuit mesuré (cas d'un émetteur), ou par la disparition du bruit de fond (cas d'un récepteur).

Nous allons tout d'abord construire le condensateur variable. Il comporte deux lames fixes et une lame mobile dont les profils cotés sont indiqués sur la figure XXI-5-1.

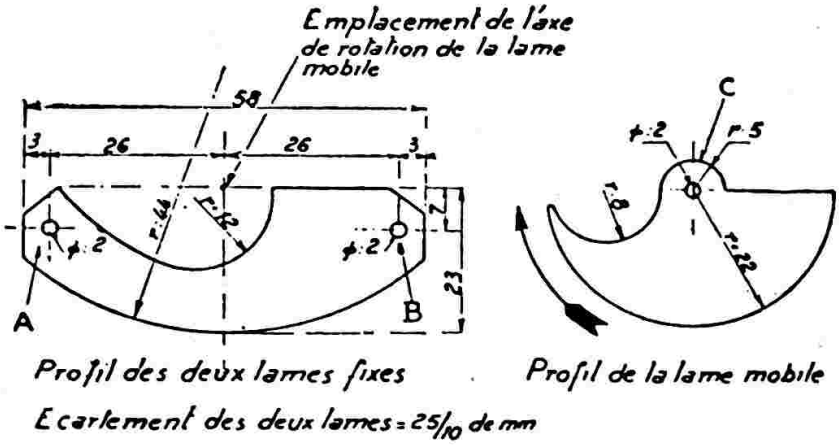



*Fig. XXI-5-1*

Le bâti du condensateur est constitué par deux plaquettes de fibre de 70×40 mm (épaisseur 4 mm). Ces deux plaquettes sont maintenues à 18 mm d'écartement entre elles par 4 tiges filetées avec écrous et contre-écrous (une à chaque angle). Deux de ces tiges filetées maintiennent, par écrous et contre-écrous également, les deux lames fixes en passant par les trous de fixation A et B. L'écartement entre les deux lames fixes doit être de 2,5 mm.

La lame mobile est montée sur un axe passant par le trou C ; d'autre part, l'axe tourne dans deux coussinets ou canons de laiton (a*vec butée*) fixés dans chaque plaquette de fibre. Naturellement, la lame mobile doit s'engager très exactement au milieu, entre les deux lames fixes. D'autre part, il faut que l'axe tourne à frottement doux et absolument proscrire tout jeu latéral ou diamétral. Au point de vue liaison électrique, il est aisé d'imaginer un système de ressort cambré assurant un *contact parfait* sur l'axe.

Lames fixes et lame mobile sont découpées dans une plaque de cuivre de 35/100 de mm d'épaisseur. Le condensateur variable est commandé par un bouton gradué de 0 à 100 avec alidade de repérage fixée sur l'une des plaquettes de fibre ; la graduation 100 correspond au condensateur fermé (capacité maximum).

Notre condensateur variable étant achevé, passons à la réalisation de la bobine de l'ondemètre. Cette bobine est extrêmement simple à construire puisqu'il ne s'agit que d'une boucle L (voir fig. XXI-5-2). Aux bornes D et E, lames fixes et lame mobile du CV, on soude un fil de cuivre de 3 mm de diamètre plié aux dimensions indiquées sur la figure XXI-5-2.

L'aspect de l'ondemètre est montré sur la figure XXI-5-3 ; on notera la petite planchette P en contreplaqué vissée contre l'une des flasques en fibre du condensateur et servant de poignée.

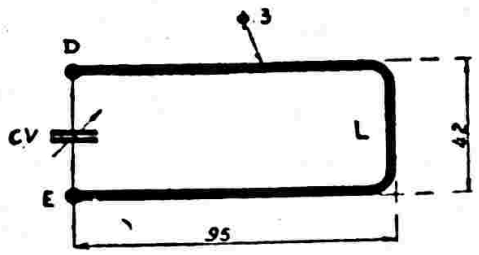



*Fig. XXI-5-2*

En ayant la graduation 100 pour le maximum de capacité et en faisant tourner la lame mobile vers 0 (sens de la flèche, fig. XXI-5-1), la bande 144-146 Mc/s se situe

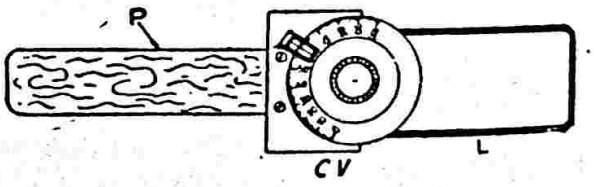



*Fig. XXI-5-3*

entre les graduations 50 et 60. Ceci, bien entendu, si la réalisation a été faite en suivant nos données avec précision. Nous sommes obligés, malgré tout, de donner une

petite marge de dix graduations, car sur ces fréquences, la plus légère différence de construction se traduit par un écart notable du réglage. A titre d'indication, sur l'ondemètre réalisé comme prototype, l'absorption pour la fréquence de 1·44 Mc/s exactement, se trouve à la graduation 57.

**Fréquencemètre.**

Un fréquencemètre n'est pas autre chose qu'un oscillateur de grande précision, très stable dans le temps, et dont l'oscillation fondamentale couvre très largement la bande la plus basse en fréquence, soit la bande 3,5 Mc/s.

Pour effectuer une mesure, on fait battre l'onde à mesurer avec l'oscillation du fréquencemètre (ou avec une fréquence harmonique) ; lorsque les deux fréquences sont voisines, le battement devient audible, et est mis en évidence par un récepteur quelconque (en général, le récepteur de trafic de la station). Ce battement devient nul lorsque la fréquence de l'appareil est identique à la fréquence à mesurer.

Si le fréquencemètre possède un cadran très étalé et bien démultiplié, et si son étalonnage a été soigné, il est possible de faire des mesures de fréquences à quelques cycles près.

Nous ne donnerons pas de nouveau, ici, le schéma d'un tel appareil ; nous renvoyons le lecteur au chapitre V § 5, figure V-39, « Pilote, V.F.O., Fréquencemètre ».

Contrairement à ce que beaucoup s'imaginent, ondemètre et fréquencemètre ne font pas double emploi ; l'un et l'autre sont nécessaires. En effet, par son principe même, le fréquencemètre pouvant donner le « battement nul » avec sa fondamentale comme avec ses harmoniques, risque d'apporter de grossières erreurs. Aussi lorsque l'on désire connaître la fréquence de l'oscillation en présence dans un circuit, il est prudent de la contrôler tout d'abord au moyen de l'ondemètre à absorption qui, lui, ne donne une indication que pour l'onde fondamentale. On est alors renseigné dans quelle bande se situe l'oscillation à mesurer. Ensuite, on la mesurera au fréquencemètre et il sera possible de déterminer la fréquence exacte (à quelques c/s près) sans risque d'erreur de bande

## § 2. — Fils de Lecher

L'ondemètre à absorption, en soignant sa réalisation et à condition d'utiliser du matériel d'excellente qualité, peut convenir jusqu'à la bande 10 mètres. Sur les longueurs d'onde inférieures, nous avons vu qu'il faut faire appel à des montages spéciaux. Mieux même, si l'on veut de la grande précision, il faut abandonner ce système de mesure et avoir recours aux fils de Lecher :

Selon la figure XXI-6, réalisons un circuit à lignes parallèles, $L_1$ et $L_2$ fonctionnant en ondes stationnaires. Les deux fils sont maintenus tendus, avec un écartement

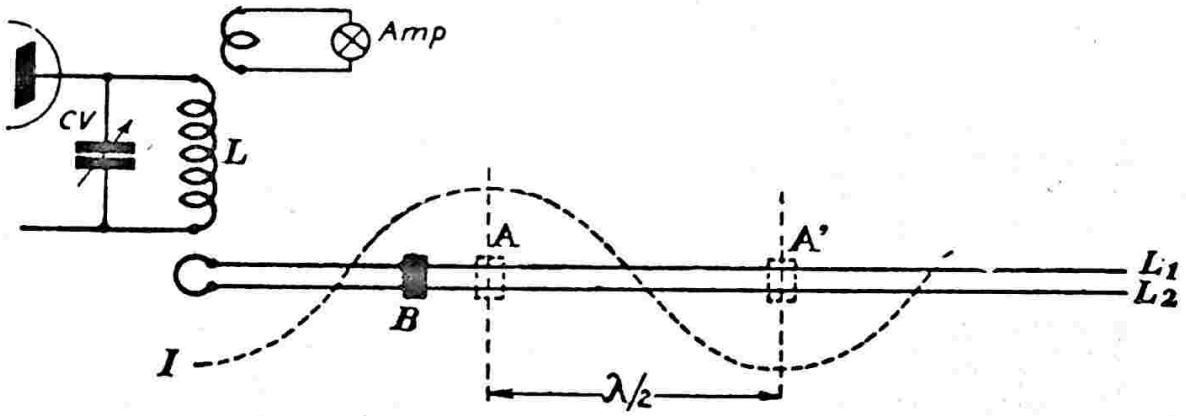



*Fig. XXI-6*

de 50 mm. environ. Prévoyons également une barette coulissante de court-circuit, B ; et, d'autre part, couplons au circuit L-CV à mesurer une boucle de Hertz « Amp ». En faisant coulisser B, on constate un brusque affaissement de l'éclat de l'ampoule aux passages des ventres d'intensité, A et A'. Il ne reste plus qu'à mesurer la distance AA' provoquant deux minima successifs, pour obtenir la *demi-longueur d'onde*.

L'indicateur « boucle de Hertz » peut convenir tant que l'on est en présence d'une oscillation déjà importante ; s'il s'agit d'une oscillation de faible puissance, l'indicateur sera un milliampèremètre ou un microampèremètre intercalé dans un circuit d'alimentation de ce dernier étage (lampe ou transistor, d'ailleurs).

## § 3. — A) Contrôleur de champ Monitor H.F.

## B) Mesure des courants H.F

Tout émetteur peut être avantageusement complété par un contrôleur de champ, auquel on peut faire cumuler la fonction de « monitor » également. Cet appareil (fig. XXI-7-1) comporte un circuit oscillant LC accordé sur la fréquence de travail et excité par une petite antenne A ; cette dernière peut être constituée, par exemple, par une petite tige de 1 mètre à 1,50 mètre, fixée verticalement. Pour les diverses bandes de travail, on peut prévoir le changement d'accord, soit par des prises sur la bobine, soit par bobinages interchangeables.

Les tensions apparaissant aux bornes du C.O. sont détectées par un tube quelconque monté en diode. Le courant redressé est mesuré par un milliampèremètre de déviation totale 1 mA, dont les indications permettent de procéder facilement aux divers réglages de l'émetteur (le milliampèremètre indique évidemment des lectures *relatives* de la valeur du champ).

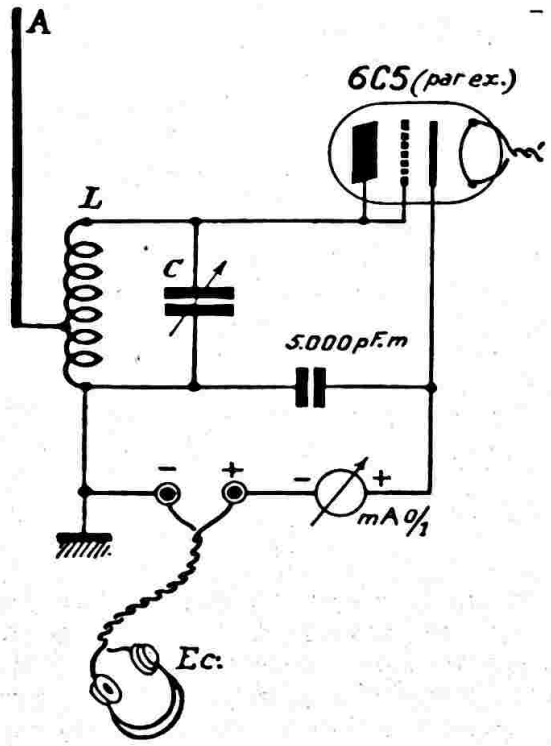



*Fig. XXI-7-1*

Un casque Ec, de résistance 2.000 ou 4.000 ohms, complète ce contrôleur et permet son utilisation en « monitor » ; on peut apprécier ainsi, en première approximation, la qualité de la modulation dans l'antenne.

A ce sujet, précisons bien qu'en cours de modulation — même à 100 % — l'aiguille du milliampèremètre doit rester immobile ; s'il en était autrement, nous serions, à coup sûr, en présence de surmodulation et de distorsion.

**Remarques :**

1° Au lieu de faire un couplage d'entrée en direct, il est évidemment possible de réaliser une entrée en indirect (montage « Bourne ») ; le réglage de C est alors moins flou.

2° Comme nous l'avons vu précédemment dans cet ouvrage, il est possible de remplacer le tube détecteur par un cristal genre 1N34, par exemple (voir fig. IV-38).

3° Bien respecter la polarité pour le branchement du casque, sous peine de désaimanter les masses polaires.

4° Il est parfaitement possible de construire un monitor, ou un contrôleur de champ, pour V.H.F. ; il suffit d'établir le circuit LC de façon telle qu'il permette l'accord sur la fréquence considérée. De plus, il est nécessaire de remplacer la diode à vide par une diode à cristal, type 1N34, par exemple (voir titre suivant et figure XXI-7-4).

5° Une simple antenne intérieure peut convenir pour un monitor. Toutefois, pour obtenir des indications valables avec un contrôleur de champ, il est prudent de ne pas utiliser une antenne intérieure, antenne qui pourrait recueillir de l'énergie rayonnée par l'émetteur lui-même (étage PA), par le feeder de l'antenne, par les fils du secteur ou différents autres conducteurs, sièges de HF induite. S'il en était ainsi, il est bien évident que l'on n'aurait aucune indication réelle se rapportant au **champ rayonné.** Pour un contrôleur de champ, il est préférable d'installer une petite antenne extérieure de 4 ou 5 mètres de long, aussi loin que possible de l'antenne d'émission, et en croix ou perpendiculaire à cette dernière (antenne disposée verticalement, par exemple). Le fil de descente de l'antenne du contrôleur de champ sera un **câble blindé** (utilisé pour les antennes antiparasites) avec blindage relié à la masse, et ce jusqu'à l'entrée du contrôleur. Si l'emploi d'une telle antenne provoque une déviation trop importante du milliampèremètre, il suffit d'intercaler un condensateur ajustable entre l'arrivée du câble et la bobine de couplage d'antenne La, condensateur que l'on règle pour obtenir la déviation désirée. Tout cela est illustré sur la figure XXI-7-2.

D'autre part, il est souhaitable de monter le contrôleur de champ lui-même à l'intérieur d'un coffret métallique relié à la masse, cela pour le soustraire également au rayonnement direct de l'émetteur.

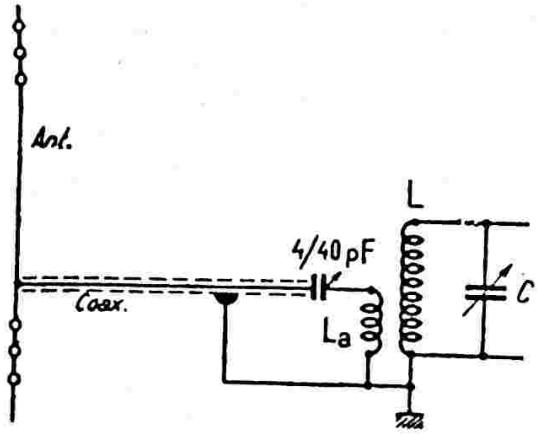



*Fig. XXI-7-2*

6° Il est également possible de réaliser un monitor contrôleur de champ (pour ondes décamétriques) ne comportant pas de circuit accordé, mais simplement une bobine d'arrêt. Le schéma d'un montage de ce genre est représenté sur la figure XXI-7-3. L'avantage est évident : il n'y a pas à changer de bobine ou de commutation à effectuer sur la bobine lorsqu'on change de bande de trafic à l'émission.

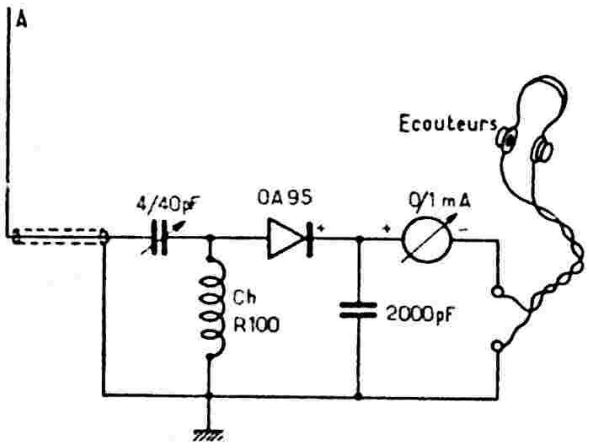



*Fig. XXI-7-3*

***

**Contrôleur de champ - Monitor V.H.F.**

Ici, nous pensons notamment à l'utilisation de cet appareil chez l'amateur, pour sa station 144 MHz.

Mais ce ne sont pas là les seules possibilités d'emploi de notre contrôleur de champ - monitor V.H.F. En effet, il couvre la bande 110 à 150 MHz, ce qui veut dire qu'il pourra très bien être utilisé pour la mise au point, le réglage et l'appréciation de la qualité de la modulation des émetteurs V.H.F. d'avion, travaux pour lesquels il est absolument indispensable.

Le schéma complet de notre contrôleur de champ V.H.F., d'ailleurs fort simple, est représenté sur la figure XXI-7-4. Il comporte un circuit accordé L CV présentant les caractéristiques suivantes : L = 4 tours de fil de cuivre nu, poli, de 20/10 de mm, sur mandrin de polystyrène de 12 mm avec noyau réglable de 8 mm ; écartement de 2 mm entre spires ; prise d'antenne à trois quarts de tour du côté masse. CV = condensateur variable de 15 pF commandé par l'intermédiaire d'un flector-stéatite, avec cadran gradué de 0 à 180° et bouton à index.

Ce circuit est réglé, lors de la première mise au point, en ajustant le noyau de la bobine L, de façon à ce que la bande 110 - 150 MHz soit couverte par la variation du condensateur variable CV. Ce circuit est attaqué par l'antenne constituée par une tige de cuivre **Ant.** de 4 mm de diamètre et de longue de 48 cm. Une borne T à relier à la terre ou à la masse générale de l'installation, est prévue; son emploi est facultatif.

Les tensions apparaissant aux bornes du circuit accordé sont détectées par la diode à cristal OA70 et mesurées par le galvanomètre G (type VBJ2 de 100 µA - Guerpillon). Pour la mesure d'un champ V.H.F., cela ne va pas plus loin ; en effet, l'interrupteur **Int.** doit être fermé. Les indications fournies par les déviations du microampèremètre permettent de procéder facilement aux réglages de l'émetteur (ou de son antenne : appréciation du gain, de la directivité, etc.) Bien entendu, le microampèremètre indique des valeurs **relatives** du champ.

La bobine d'arrêt **Ch** est constituée par une quarantaine de tours jointifs de fil de 2/10 de mm sous soie, enroulés sur le corps d'une résistance R de 100 kΩ (pas critique).

Par ailleurs, il convient de bien respecter le sens de branchement (polarité) indiqué sur la figure pour le détecteur OA70 et le microampèremètre G.

Pour le fonctionnement en « monitor », contrôle de la modulation et appréciation de sa qualité, l'interrupteur **Int.** doit être ouvert ; dans ce cas, les déviations du microampèremètre sont moindres.

Certes, un contrôle de modulation pourrait être fait directement après la détection, c'est-à-dire en intercalant un casque en série avec le microampèremètre. Mais sur V.H.F., l'énergie recueillie par un contrôleur de champ est assez faible, et nous devons à la vérité de dire que dans de telles conditions, on n'entend pas grand chose dans le casque ! C'est la raison pour laquelle, lors

de l'utilisation en monitor, nous faisons suivre la détection par une amplification des signaux B.F. à l'aide d'un transistor OC72 auto-alimenté (c'est-à-dire qu'aucune pile n'est utilisée).

En effet, à la sortie de la diode OA70, on trouve une composante continue et une composante B.F. issues de la détection de l'onde modulée. C'est la composante continue qui sert à fournir la tension d'alimentation **négative** du collecteur du transistor OC72, et c'est pourquoi il importe de connecter la diode OA70 selon la polarité indiquée. Quant à la composante B.F., elle est appliquée à la base du transistor par l'intermédiaire d'un condensateur de 10 µF/ 6 V.

Quant à la réalisation pratique, disons que l'ensemble est monté à l'intérieur d'un petit coffret métallique totalement fermé (un panneau se démonte par vis parker).

Sur la face avant, nous avons la commande du condensateur variable (accord) avec bouton à index et cadran gradué, l'interrupteur **Int.**, les deux prises de casque, et le microampèremètre.

Le dessous est muni de quatre « pieds de chat » en caoutchouc.

Sur un côté, et en haut, nous avons une borne isolée sur stéatite qui permet la fixation de la tige d'antenne, soit verticalement, soit horizontalement (selon la polarisation de l'antenne d'émission).

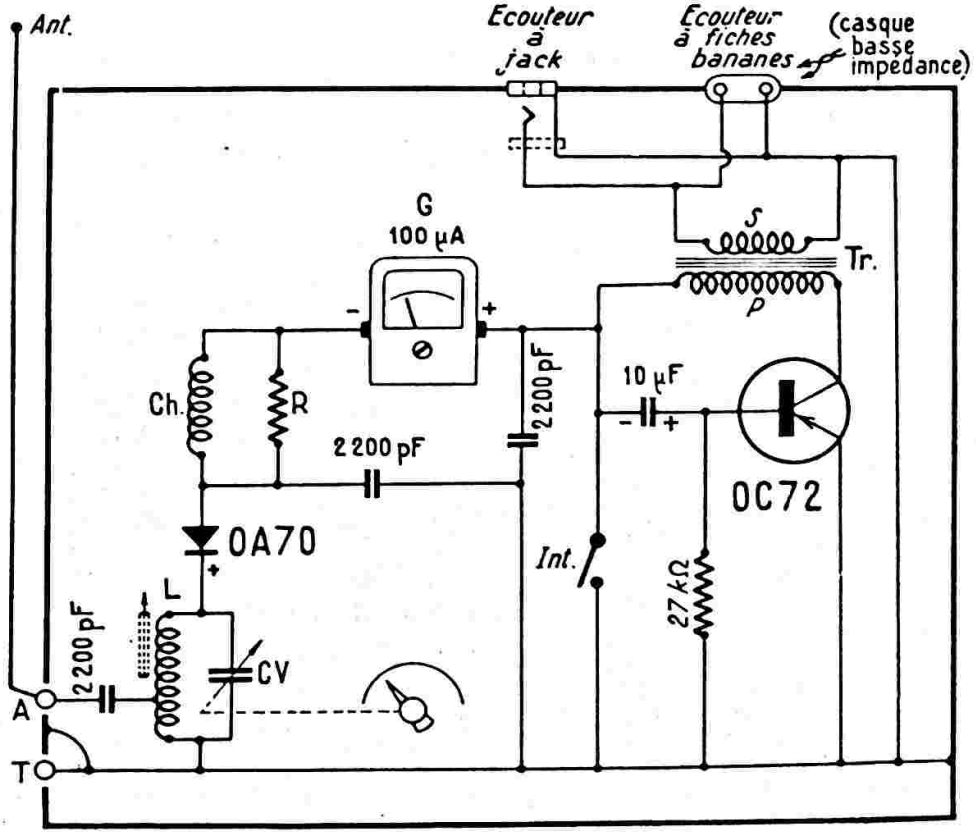



*Fig. XXI-7-4*

Le transformateur BF (Tr) a les caractéristiques suivantes :

Primaire P = 20 000 tours de fil de cuivre de 7/100 de mm ; résistance ohmique de 4 500 ohms.

Secondaire S = 2 000 tours, même fil (transformateur B.F. des surplus).

Pour le contrôle, on emploie un casque du type « basse impédance » (modèle courant de 200 à 600 Ω de résistance) ; rien de très critique ! Pour la commodité d'utilisation, nous avons prévu une sortie à douilles pour fiches bananes et une sortie par jack.

**Mesure des courants H.F.**

Voyons d'abord le cas d'un courant de faible valeur. Le principe de la mesure est le suivant : on intercale dans le circuit parcouru par la faible intensité H.F. à mesurer, une résistance R d'une centaine d'ohms environ (fig. XXI-8), résistance en carbone aggloméré bien entendu (non inductive). A l'aide d'un voltmètre à lampe (voltmètre détecteur), on mesure la tension V aux bornes de R. L'intensité I cherchée est sensiblement égale à $\frac{V}{R}$

Lorsque l'intensité H.F. est plus importante (au moins 150 mA), on peut faire appel à un milliampèremètre ou à un ampèremètre *thermique* que l'on intercale tout simplement dans le circuit (fig. XXI-9A).

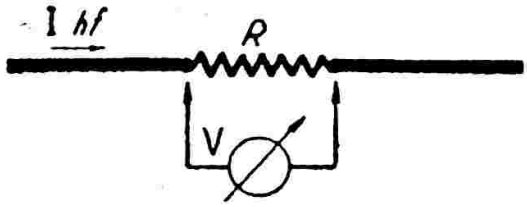



*Fig. XXI-8*

On peut également employer le montage avec thermocouple T de la figure XXI-9B ; le thermocouple est intercalé dans le circuit à mesurer par ses bornes A et B ; aux bornes C et D, on branche un milliampèremètre à cadre ordinaire. Naturellement, ce dernier est étalonné en intensité haute fréquence parcourant la connexion AB du thermocouple.

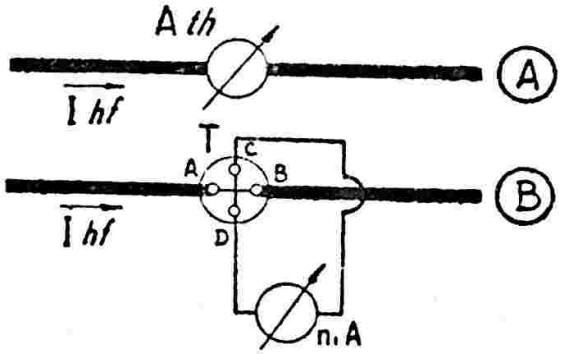



*Fig. XXI-9*

Enfin, un autre moyen consiste à utiliser un petit transformateur d'intensité (fig. XXI-9-c) constitué par un enroulement double en forme de tore comportant 2 fois

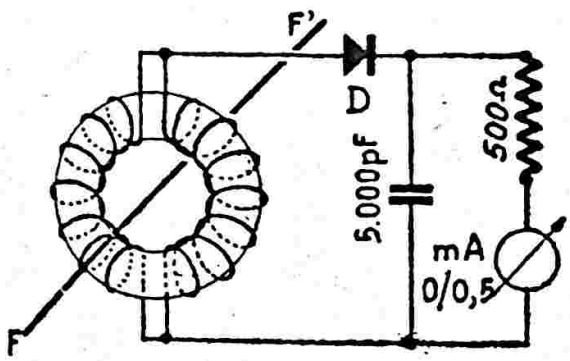



*Fig. XXI-9-C*

40 spires de fil 30/100 émaillé, bobinées sur une forme (naturellement toroïdale) en poudre de fer aggloméré. Le fil FF' parcouru par l'intensité H.F. à mesurer, passe dans l'axe du tore. Un redressement est effectué par un détecteur D genre 1N34 ; la lecture est faite sur le milliampèremètre à cadre mA qui, comme précédemment, est étalonné en intensité H.F. parcourant le fil FF'.

L'étalonnage de ces instruments ne requiert pas une précision absolue chez l'amateur, car il s'en sert généralement pour mesurer le courant dans un feeder d'antenne, les indications obtenues n'étant souvent utilisées que comme points de comparaison ou de repère.

### Mesureur de champ pour le relevé des diagrammes de rayonnement des antennes

Pour être précis, donc valable, on sait qu'un diagramme de rayonnement ne doit pas être relevé *trop près* de l'antenne d'émission. Il faut donc disposer d'un contrôleur de champ sensible, pouvant fonctionner à bonne distance de l'émetteur (un simple détecteur à diode, pour les puissances mises en jeu par les amateurs, ne convient pas).

La figure XXI-10 donne le schéma d'un mesureur de champ sensible répondant à ces conditions. Il emploie un tube 1T4 en amplificateur HF et un tube 1L4 en détecteur par la grille.

Les indications du champ relatif sont données par l'appareil de mesure M, un microampèremètre de 500 µA de déviation totale. Nous avons également prévu un jack J pour l'intercalation éventuelle d'un casque (pour l'écoute de la modulation) ; mais cette disposition est évidemment facultative.

$L_1$ et $L_2$ sont les bobinages des circuits d'accord ; $L_a$ est la bobine de couplage de l'antenne. Ces bobines sont évidemment dimensionnées selon la bande de fréquences où doivent être faites les mesures. On peut prévoir des bobines interchangeables sur mandrins à broches. L'ensemble est totalement monté à l'intérieur d'un coffret métallique, ce dernier comprenant également les deux piles d'alimentation (1,5 V et 22,5 V). Si l'on fait des mesures en voiture, il est intéressant de relier le coffret de l'appareil à la carrosserie du véhicule (contrepoids).

L'antenne est constituée par une tige de cuivre de 4 mm de diamètre et de 2 m de long.

## § 4. — Générateur HF de mesure (Hétérodyne) de 10 à 3 000 mètres

Est-il nécessaire de rappeler l'utilité d'une excellente hétérodyne de mesure ; ses emplois sont aussi courants que multiples,

soit sur la table de l'amateur, soit sur l'établi du professionnel, soit au laboratoire. Mais encore faut-il que ce soit un appareil sur lequel on puisse compter.

Un générateur HF est, au fond, d'une conception extrêmement simple, mais il doit être construit avec beaucoup de soins et présenter des qualités indispensables. En fait, il ne s'agit que d'une lampe oscillatrice HF, modulée ou non par un oscillateur BF simple.

Mais le générateur doit être entièrement blindé et ne présenter aucune fuite par le secteur d'alimentation, de façon qu'il n'y ait entre ledit générateur et le récepteur en examen, par exemple, **aucun couplage** autre que celui désiré, et voulu par les essais à effectuer. Le couplage désiré, en d'autres termes la tension HF de sortie, doit être réglable ; cette tension de sortie doit pouvoir atteindre 1 volt sur toutes les fréquences porteuses. Par ailleurs, le circuit en étude ne doit apporter aucune réaction ou perturbation sur le générateur HF. De plus, la fréquence émise choisie doit être stable ; un générateur dont la fréquence « glisse » ou « rampe » n'est pratiquement d'aucune utilité. Enfin, la modulation de fréquence parasite, les harmoniques HF, les bruits de fond, souffle et ronflements, la distorsion de modulation sont autant de phénomènes à éviter ou, tout au moins, à ramener à des proportions extrêmement faibles pour qu'ils ne gênent pas la bonne conduite des mesures et des réglages.

Que nos lecteurs se rassurent ; malgré tant d'exigences, notre générateur HF convenablement réalisé satisfait à toutes ces conditions.

Le schéma complet du générateur est donné sur la figure XXI-11. L'âme de l'appareil, l'oscillateur HF, est un tube pentode 6AU6 monté en E.C.O. ; nous avons retenu ce type d'oscillateur, parce que connu pour sa grande stabilité en fréquence.

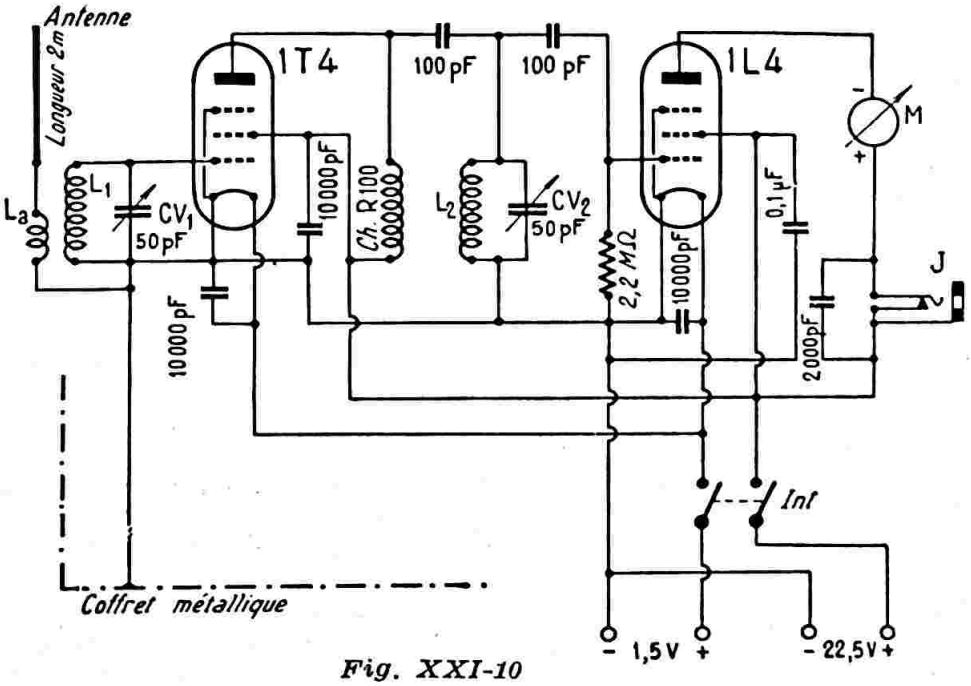



*Fig. XXI-10*

La tension HF est prélevée sur l'anode (couplage électronique par le tube), ce qui assure une indépendance déjà presque parfaite des circuits L/CV.

Pour augmenter encore la stabilité du montage oscillateur, les tensions d'écran et d'anode du tube 6AU6 sont stabilisées par un tube régulateur à gaz type OA2 : tension régulée = 150 V. La bande des fréquences couvertes par cet oscillateur s'échelonne de 30 Mc/s à 100 kc/s (soit de 10 à 3 000 mètres) sans trous, en six gammes. Enfin, cet oscillateur HF peut être modulé, si on le désire, en amplitude et à profondeur réglable ; la modulation s'effectue par la grille-suppressor du tube 6AU6, grille polarisée légèrement négativement comme il se doit pour ce procédé de modulation.

Le circuit anodique du tube 6AU6 est évidemment apériodique ; il ne comporte qu'une bobine d'arrêt **Ch 1.** C'est une bobine d'arrêt du commerce, dite « toutes ondes », spécialement établie pour la construction d'hétérodynes (enroulement fractionné en six nids d'abeilles aux nombres de tours respectifs décroissants : plus petit nid d'abeille, côté anode 6AU6).

Ensuite, nous avons le dispositif permettant de doser la tension de sortie. Il comporte un atténuateur à décades commandé par l'inverseur à galette **Inv. 2** précédé du potentiomètre **Pot. 1** (10 kΩ carbone, va-

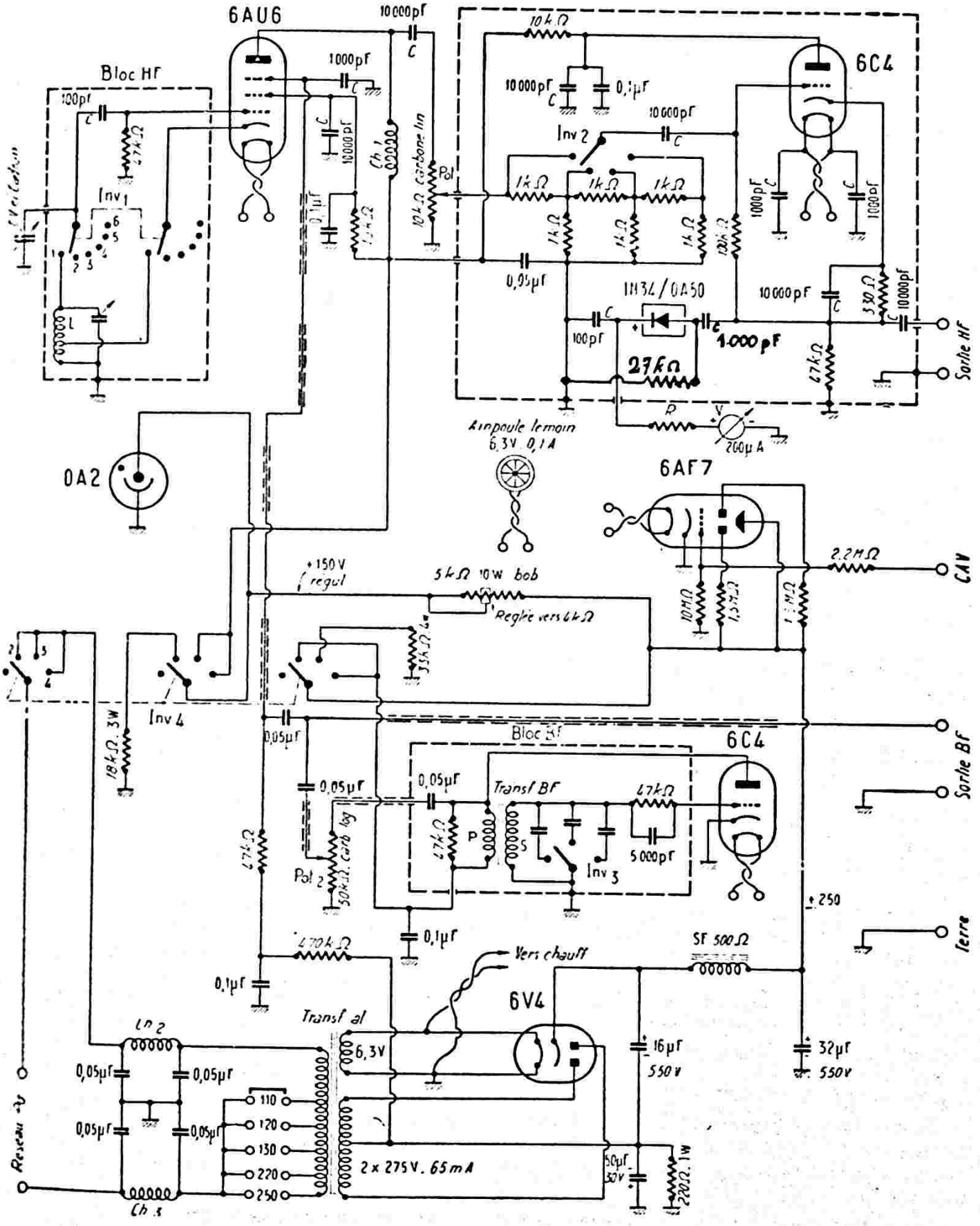

6AU6
Bloc HF
100pF
47kΩ
Inv 1
10000pF
1000pF
10000pF
Ch 1
10kΩ carbone lin
Pol
10kΩ
10000pF
0,1µF
6C4
Inv 2
1kΩ
1kΩ
1kΩ
1kΩ
1kΩ
1kΩ
100kΩ
1000pF
1000pF
0,05µF
1N34/OA50
100pF
1000pF
27kΩ
10000pF
330Ω
10000pF
47kΩ
Sortie HF
R
V
200µA
Ampoule témoin
6,3V 0,1A
OA2
6AF7
2,2MΩ
CAV
+150V régul
5kΩ 10W bob
Réglée vers 4kΩ
10MΩ
1,5MΩ
1,5MΩ
Inv 4
18kΩ 3W
0,05µF
Bloc BF
6C4
Sortie BF
0,05µF
0,05µF
Transf BF
47kΩ
47kΩ
P
S
5000pF
Inv 3
47kΩ
Pol 2
50kΩ carb log
+250
0,1µF
470kΩ
Vers chauff
SF 500Ω
Terre
0,1µF
6V4
Transf al
Ch 2
6,3V
16µF
550V
32µF
550V
0,05µF
0,05µF
0,05µF
0,05µF
110
120
130
220
250
2 x 275V. 65mA
50µF 30V
220Ω 1W
Ch 3
Réseau

*Fig. XXI-11*

riation linéaire) permettant le « réglage fin ».

Le tube suivant est un 6C4 ; nous l'appellerons lampe de couplage. En réalité, ce tube remplit plusieurs fonctions. D'abord, il assure une indépendance **absolument complète** des circuits accordés générateurs vis-à-vis des circuits en étude. Il offre une sortie en basse impédance (montage en cathode-follower) ; la tension HF du générateur ne varie pratiquement pas quel que soit le circuit qui lui est connecté. Enfin, on a la possibilité commode de monter un voltmètre pour mesurer précisément ladite tension HF de sortie.

Voici comment est constitué ce voltmètre. Les tensions HF disponibles aux bornes de la charge de cathode de 47 kΩ sont redressées par un détecteur diode à cristal de germanium (OA50 ou 1N34). A la sortie du détecteur, nous avons un condensateur réservoir de 100 pF et, d'autre part, une résistance R en série avec un microampèremètre de 200 µA formant la charge de cette détection. En vérité, ce microampèremètre mesure l'intensité redressée, mais on peut très bien étalonner son cadran directement en volts. L'étalonnage se fait facilement en utilisant provisoirement une tension alternative à 50 c/s (de l'ordre de 1 volt) et un voltmètre ordinaire servant d'étalon de comparaison ; voir montage « volant » représenté sur la figure XXI-12.

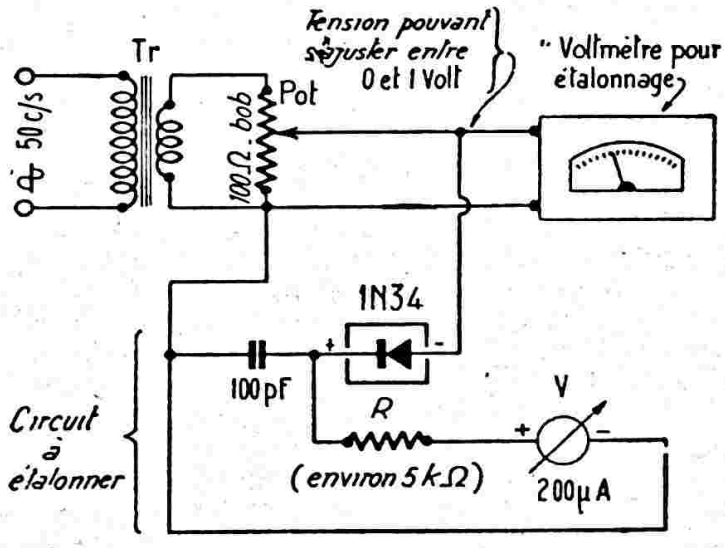



*Fig. XXI-12*

On agit sur la valeur de la résistance R (valeur de départ environ 5 000 Ω) — soit en montant une petite résistance supplémentaire en série, soit en montant une forte résistance en parallèle — de façon à obtenir la déviation du microampèremètre pour 1 volt.

Les autres repères à faire ensuite sur le cadran sont très simples ; avec une approximation très suffisante, nous avons :

200 µA — 1 V ; 150 µA — 0,75 V ;
100 µA — 0,5 V ; 50 µA — 0,25 V ;
20 µA — 0,1 V ; 10 µA — 0,05 V.

On voit ainsi, en permanence, la tension HF se trouvant appliquée à l'appareil à étudier ou à régler.

Revenons maintenant à l'examen de la figure XXI-11 et voyons la partie « oscillateur BF ». C'est un montage très classique donnant des signaux sensiblement... sinusoïdaux (il n'y a pas grand mal !).

Le tube utilisé est une seconde triode 6C4.

La liaison plaque à grille de cet oscillateur BF est effectuée par un transformateur basse fréquence, type poste à accus, primaire dans l'anode, secondaire dans la grille. Un inverseur **Inv. 3** à trois positions permet d'obtenir, par le jeu de trois condensateurs, trois fréquences de modulation différentes ; disons 400, 1 000 et 3 000 c/s pour fixer les idées. Nous ne donnons pas les valeurs de ces capacités, étant donné qu'elles sont essentiellement fonction des caractéristiques du transformateur BF utilisé ; on les détermine aisément par expériences.

Les signaux BF sont canalisés, d'une part, sur les douilles de « sortie BF », et d'autre part sur la grille suppressor de l'oscillateur HF pour la modulation. L'amplitude de la tension de sortie BF, ou en d'autres termes, la profondeur de modulation, est réglable par le potentiomètre **Pot. 2** dit « atténuateur BF » de 50 kΩ graphite logarithmique.

Un indicateur visuel cathodique du type 6AF7 à double sensibilité (ou tout autre type) est également prévu dans le montage. En reliant la grille de commande de ce tube à la ligne antifading d'un récepteur à régler (douille C.A.V.), il rend de notables services pour l'alignement. Une résistance de 2,2 MΩ en série dans cette grille est une bonne précaution quant à la protection contre les fausses manœuvres de branchement toujours possibles.

L'alimentation est assurée à partir d'un transformateur petit modèle, enroulement chauffage valve et autres tubes 6,3 V et enroulement HT 2 ×275 V. Le redressement est effectué par une valve type 6V4 ; le filtrage est très soigné : bobine à fer de 500 Ω et condensateurs de 16 à 32 µF. Notons la présence d'une résistance de 220 Ω entre le point milieu HT et la masse créant la polarisation négative de la grille suppressor du tube 6AU6.

La HT de 250 V est appliquée au tube oscillateur BF et à l'indicateur cathodique

visuel 6AF7. D'autre part, cette haute tension est réduite à 150 V et stabilisée par un tube OA2 pour l'alimentation du tube oscillateur HF et de la lampe de couplage. La mise en fonctionnement des différentes sections du générateur s'opère par la manœuvre de l'inverseur **Inv. 4,** inverseur à galette à trois circuits et quatre directions.

Nous avons :

**Position 1 :** Arrêt.
**Position 2 :** Oscillateur BF seul.
**Position 3 :** Oscillateur HF seul (HF pure).
**Position 4 :** Oscillateurs HF et BF (HF modulée).

Un témoin, ampoule de 6,3 V 0,1 A, montée en dérivation sur le chauffage, indique la mise sous tension de l'appareil.

On ajuste le courant traversant le tube régulateur à l'aide d'une résistance de 5 000 Ω à collier réglable. Nous avons pris un modèle 10 watts, puissance très largement calculée afin que la résistance ne chauffe pas exagérément.

Le réglage de l'intensité traversant le tube OA2 s'effectue de la façon suivante :

On intercale provisoirement, entre le tube OA2 et la masse, un milliampèremètre (0 — 50 mA, ou une boîte de contrôle). On place **Inv. 4** en position 2, oscillateur BF seul ; le tube OA2 est alimenté dans cette position, mais les étages HF ne le sont pas. On ajuste alors le collier de la résistance de 5 000 Ω de façon à ce que le milliampèremètre indique une intensité de 28 à 30 mA.

Notons aussi, sur l'entrée des fils d'alimentation secteur, à l'intérieur du coffret du générateur, la présence d'une double cellule de découplage (condensateurs de 0,05 µF et bobines d'arrêt du commerce Ch 2 et Ch 3) ; cette double cellule a pour but d'éviter que la haute fréquence ne fuit par les fils du secteur et soit rayonnée par ceux-ci, créant des couplages HF néfastes avec les appareils en examen.

Il nous faut maintenant revenir à l'oscillateur HF. Le condensateur variable CV est un organe essentiel ; on le choisira d'excellente qualité, sans jeu latéral, et avec capacité résiduelle très faible ; sa capacité maximum (lames mobiles fermées) est de 500 pF. On trouvera dans le commerce d'excellents condensateurs variables de ce type, répondant à ces conditions, puisqu'ils sont précisément établis pour la construction des hétérodynes. D'autre part, ce condensateur variable est commandé par l'intermédiaire d'un bon démultiplicateur avec cadran-vernier et alidade ; on veillera également à l'absence de jeu dans la commande du démultiplicateur et du vernier (jeu de renversement, notamment). Il existe d'excellents modèles de cadran démultiplicateur avec échelles vierges où l'on peut porter l'étalonnage de chaque bande (Wireless-Thomas, par exemple).

Pour la clarté du dessin, nous n'avons représenté qu'une bobine oscillatrice L. Mais, voici les détails de construction du bloc HF de bobinages pour les six gammes prévues. L'organe de base mécanique est l'inverseur à galette **Inv. 1** à deux circuits (grille et cathode) et 6 positions. Cet inverseur comporte une plaquette d'aluminium en équerre sur laquelle on fixe les six bobinages et leurs trimmers. Les connexions entre bobines et inverseur sont ainsi très courtes ; mais il convient aussi de faire des connexions très courtes entre ce bloc de bobinages et le condensateur variable d'une part, et avec le tube 6AU6 d'autre part.

Passons aux bobinages :

**Bande 1 :** de 100 à 300 kc/s (3 000 à 1 000 mètres) ; 600 tours en nid d'abeille (largeur 10 mm) sur un mandrin en carton bakélisé de 12 mm de diamètre ; fil de 15/100 de mm deux couches soie ; prise de cathode à 100 tours comptés à partir de la masse. Cette bobine comporte un trimmer fixe de 100 µF (céramique) connecté entre ses extrémités, ainsi qu'un trimmer ajustable de 4/40 pF. Les condensateurs trimmers ajustables prévus sur chaque bobinage permettent d'abord de caler facilement la bande par rapport aux positions extrêmes du condensateur variable, et ensuite de réajuster l'étalonnage si, plus tard, des variations de fréquence se produisaient.

Cette première bande est utilisée pour le réglage des récepteurs en GO, ainsi que pour l'alignement des circuits MF de faible fréquence (100 à 135 kc/s ; cas des récepteurs anciens ou des récepteurs à double changement de fréquence).

**Bande 2** — dite bande MF : Cette bande ne couvre que la gamme de fréquences suivante, 400 à 500 kc/s, qui se trouve étalée sur toute la variation du cadran. On obtient de cette façon, une grande précision de réglage pour l'alignement des transformateurs MF des postes ordinaires du commerce (450, 455, 456, 472, 480, 491 kc/s...).

Le bobinage comporte 250 tours en nid d'abeille (largeur 10 mm) sur un mandrin en carton bakélisé de 12 mm de diamètre ; fil de 15/100 de mm sous deux couches de soie ; prise de cathode à 60 tours comptés à partir de la masse. Un trimmer ajustable de 4/40 pF est monté entre les extrémités de cette bobine. Mais, attention, entre le sommet de l'enroulement (côté grille) et la cosse 2 de l'inverseur, il faut intercaler un condensateur au mica de 200 pF **grattable** (condensateur d'étalement).

**Bande 3 :** de 500 à 1 500 kc/s (600 à 200 m). 100 tours de fil 30/100 de mm, deux couches soie, enroulés sur 50 mm de long sur un mandrin carton bakélisé de 22 mm de diamètre ; prise de cathode à 25 tours côté masse ; trimmer ajustable de 4/40 pF entre les extrémités.

**Bande 4 :** de 1 500 à 4 550 kc/s (200 à 65 m). 30 tours de fil 5/10 de mm émaillé enroulés sur une longueur de 40 mm sur un mandrin en carton bakélisé de 22 mm de diamètre ; prise de cathode à 9 tours côté masse ; trimmer ajustable de 4/40 pF entre les extrémités.

**Bande 5 :** de 4,54 à 12 Mc/s (66 à 25 m). 12 tours de fil 10/10 de mm émaillé enroulés sur une longueur de 30 mm sur un mandrin de carton bakélisé de 22 mm de diamètre ; prise de cathode à 4 tours côté masse ; trimmer ajustable « Transco » 3/30 pF entre les extrémités.

**Bande 6 :** de 10 à 30 Mc/s (30 à 10 m). 3 tours de fil 16/10 de mm émaillé enroulés sur air ; diamètre intérieur 13 mm ; longueur de l'enroulement 20 mm environ (à ajuster à la mise au point) ; prise de cathode à un tour côté masse ; trimmer ajustable « Transco » 3/30 pF entre les extrémités.

Nos lecteurs ont pu juger d'eux-mêmes que la réalisation d'un excellent générateur HF ne présente aucune difficulté insurmontable.

La figure XXI-13 nous montre clairement la disposition des éléments du point de vue réalisation pratique, dessin suffisamment explicite pour que nous passions sur les commentaires. Naturellement, l'aspect du panneau-avant peut se trouver modifié quelque peu, selon le genre de cadran démultiplicateur utilisé... mais c'est tout !

L'ensemble est monté sur un châssis en aluminium **extrêmement rigide** (épaisseur 2,5 mm) avec panneau-avant et fond ; le tout est enfermé par un couvercle-coffret de même métal muni de deux poignées latérales, couvercle formant blindage intégral de l'appareil.

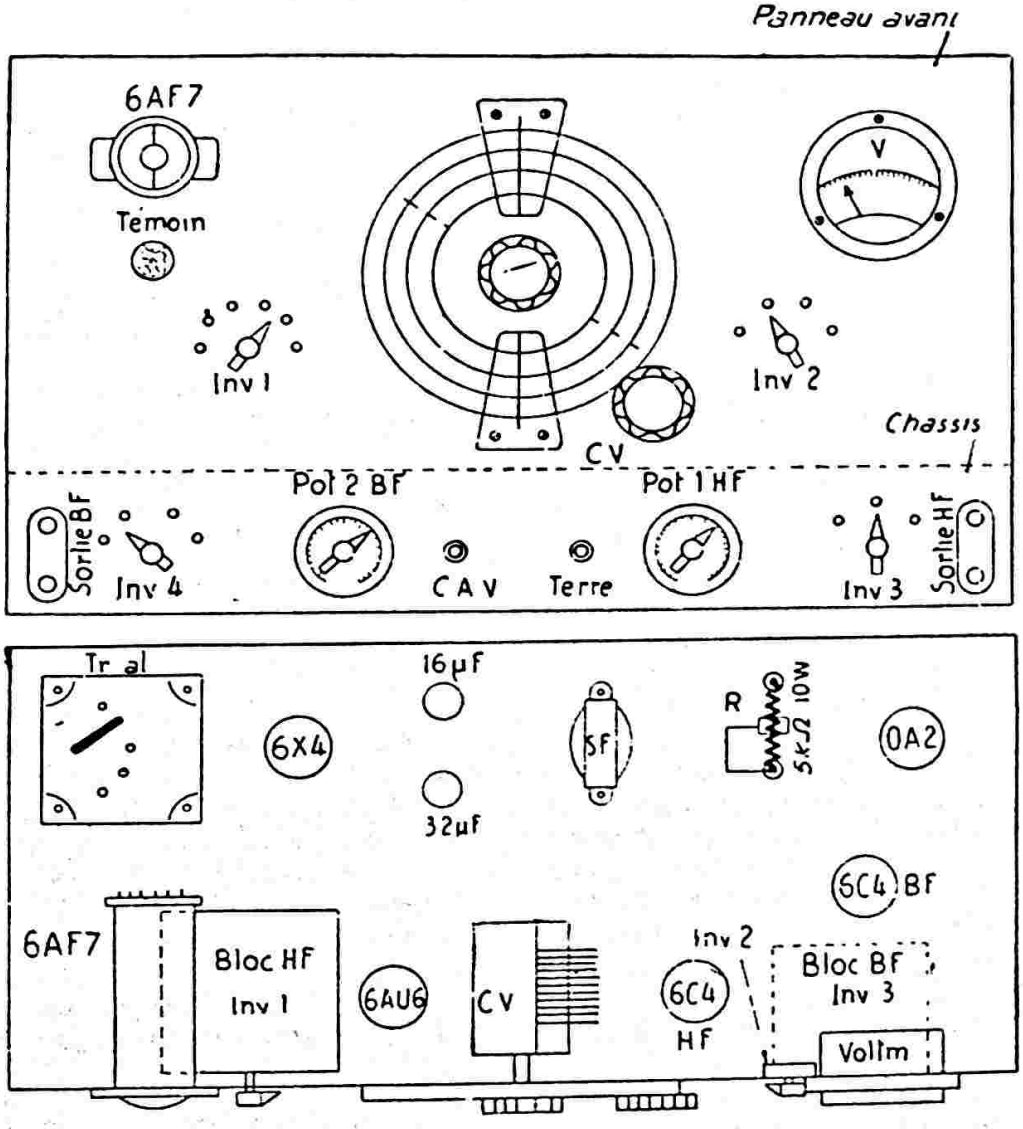



*Fig. XXI-13*

Précisons aussi que l'étage HF de sortie et son atténuateur doivent être blindés séparément comme les traits pointillés l'indiquent sur la figure XXI-11 : montage à l'intérieur d'un cloisonnement (ou compartiment) particulier.

Maintenant, il ne reste plus que l'étalonnage à faire ; c'est un travail minutieux certes, mais cependant simple. On peut le faire par comparaison avec une autre hétérodyne HF étalonnée dont on est certain de l'exactitude. A l'aide d'un récepteur quelconque, on contrôle le battement zéro lorsque les deux fréquences émises par les hétérodynes sont égales.

Le même procédé reste applicable par comparaison aux fréquences porteuses des émetteurs de radiodiffusion (fréquences connues). Il suffit de repérer un certain nombre de stations en OC, PO et GO dont on est absolument sûr de la fréquence, et d'obtenir le battement zéro entre la station et le générateur à étalonner.

Le réglage des gammes par les condensateurs ajustables dans les limites de la rotation du condensateur variable est très facile à obtenir.

Pour l'étalonnage de la gamme 2 (dite MF), l'étalonnage de l'extrémité de la bande 1 (vers 3 000 m) et l'étalonnage de la bande 4, pour lesquelles il n'y a pas de stations de radiodiffusion de fréquences connues, il convient tout simplement de choisir des stations connues de fréquences plus élevées avec lesquelles on pourra faire battre le générateur à étalonner en second ou troisième harmonique.

Indiquons qu'un article intitulé « Comment étalonner une hétérodyne », que nous nous avons publié dans le « H.-P. » n° 983, page 46, donne tous les détails souhaitables concernant ce travail.

Quelques dernières remarques concernant la figure XXI-11 :

a) Sur l'inverseur **Inv. 4,** nous voyons une résistance de 18 kΩ 3 W et une résistance de 33 kΩ 4 W. Ces résistances ont pour but de maintenir sensiblement constante l'intensité HT consommée, donc la valeur de cette haute tension, quelle que soit la position (en 2, 3 ou 4) de l'inverseur **Inv. 4.**

b) La lettre **c** accompagnant certaines valeurs de capacités indique qu'il s'agit de condensateurs du type céramique.

c) La puissance des résistances est indiquée sur le dessin ; en l'absence d'indication, il s'agit de résistances du type 1/2 watt.

Le montage terminé, on obtient un appareil complet, d'excellente présentation, formant un tout compact et qui ne manquera pas de donner entière satisfaction dans tous les cas.

**Perfectionnement au générateur précédent. Oscillateur grid-dip.**

Tout d'abord, qu'est-ce qu'un oscillateur grid-dip ? C'est un oscillateur H.F. à fréquence variable muni d'un indicateur accusant la variation du courant grille lorsqu'un circuit à mesurer (circuit absorbant) vibre sur la fréquence propre d'oscillation de l'appareil. Le schéma de principe d'un tel oscillateur est donné sur la figure XXI-14A. On voit qu'il s'agit d'un simple oscillateur tout à fait classique équipé d'un tube triode courant (6C5, 6J5, etc.). La variation du courant grille au moment du couplage d'un circuit quelconque vibrant sur la fréquence propre de l'appareil, est mise en évidence par un milliampèremètre (déviation totale 1 mA) intercalé dans le retour grille.

L'ensemble est entièrement blindé, sauf la bobine L du circuit oscillant L-CV qui est fixée extérieurement au coffret, afin de permettre le couplage aux circuits à mesurer et, également, l'interchangeabilité du bobinage, de façon à couvrir éventuellement plusieurs bandes de fréquences.

On utilisera un condensateur variable C.V. accouplé à un grand cadran vernier et on tracera, si on le désire, des courbes d'étalonnage en fréquences (ou en longueurs d'onde) pour chaque bobine L. L'élaboration de ces courbes est chose facile avec un récepteur dont on est certain de l'étalonnage, et accusant l'oscillation de l'appareil (ou avec un ondemètre à absorption). Mais attention, si l'on veut se reposer tranquillement sur les courbes tracées, il faut *toujours* réaliser des couplages excessivement lâches entre les circuits en étude et la bobine L. Or, nous verrons plus loin que, dans certains cas, ce n'est pas toujours facile.

Sur la figure XXI-14A, nous avons pris le cas général de l'étude d'un circuit anti-résonnant $Lx$ $Cx$ ; le couplage peut être fait soit en couplant directement $Lx$ à L, soit au moyen d'une ligne à basse impédance de longueur quelconque, terminée par deux boucles couplées aux côtés froids des bobines, si l'ensemble $L_x$ $C_x$ est difficilement accessible avec l'appareil.

Avec un tel circuit anti-résonnant, si nous connaissons $Cx$, on déduit facilement $L_x$ (détermination de la valeur des bobines par la relation :

$$Lx = \frac{253{,}28 \times 10^8}{F^2 \cdot Cx}$$

dans laquelle $F^2$ est le carré de la fréquence d'oscillation de l'appareil au moment de la chute du courant-grille.

$Lx$ en microhenrys (μH).

$Cx$ en picofarads (pF).

F en kilocycles/seconde.

Si, par contre, nous connaissons $Lx$, nous déduirons la valeur de $Cx$ (détermination de la valeur des capacités) par la relation :

$$Cx = \frac{253{,}28 \times 10^8}{F^2 . Lx}$$

(mêmes unités que précédemment).

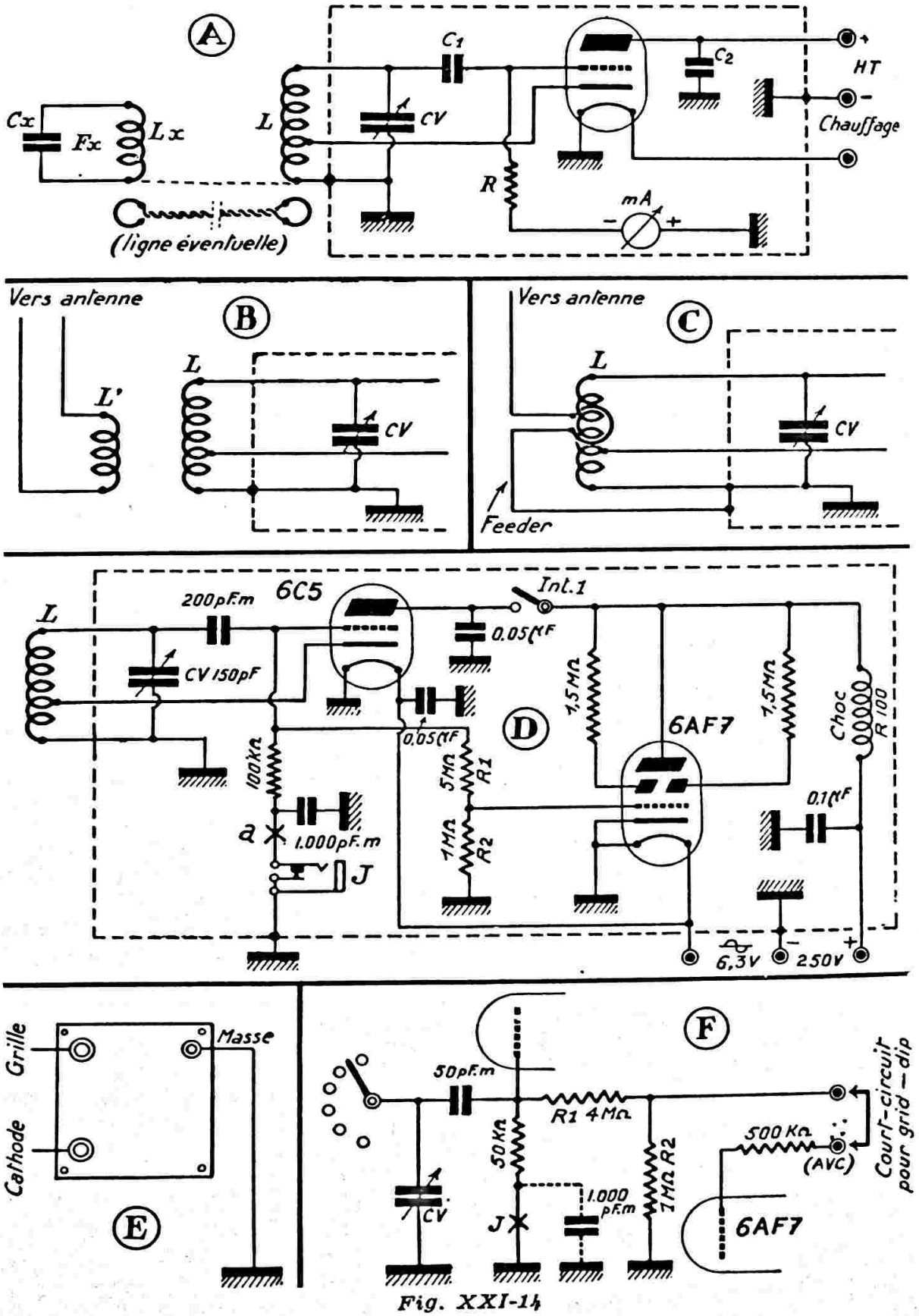



Fig. XXI-14

Dans le cas plus général où Lx et Cx sont inconnus, on voit tout de suite la fréquence de résonance Fx de l'*ensemble*, par simple lecture de la fréquence d'oscillation de l'appareil au moment de la chute de grille (étalonnage d'un ondemètre à absorption, vérification des circuits accordés d'un récepteur, etc.).

L'opération est identique lorsqu'il s'agit de trouver la fréquence de résonance d'une antenne d'émision (voir aussi chapitre XIII, § 12). Prenons d'abord le cas d'un aérien à feeder double (antennes doublet ou Zeppelin, par exemple ; figure XXI-14B).

On couple l'enroulement L' de la base du feeder à la bobine L d'une façon assez lâche ; puis on tourne lentement le C.V. jusqu'au moment où l'on constate la chute maximum du courant grille ; il y a toujours intérêt à faire un couplage lâche, afin d'obtenir une plage minimum de réglage dans la rotation du C.V. Il ne reste plus qu'à lire la fréquence de résonance de l'aérien sur les courbes d'étalonnage de notre oscillateur grid-dip.

A ce sujet, répétons que si l'on veut se fier aux courbes de fréquences préétablies sur l'appareil « non chargé » — c'est-à-dire non couplé avec un circuit absorbant quelconque — il faut absolument faire un couplage très lâche entre l'oscillateur et le circuit à étudier. Sinon, la fréquence d'oscillation de notre appareil risque d'être modifiée par effet capacitif. Mais, de toutes façons, on peut faire une lecture exacte en abandonnant les courbes d'étalonnage et en procédant comme suit : l'O.M. possède toujours un récepteur de trafic soigneusement étalonné ; de ce fait, recherchons notre minimum de courant grille pour le circuit à mesurer considéré ; puis, sans toucher ni au circuit en étude, ni à son couplage, recherchons l'oscillation du « grid-dip » avec le récepteur. Il ne reste, évidemment, qu'à lire la fréquence de notre oscillation qui est, naturellement, aussi la fréquence de résonance du circuit à mesurer, sur le cadran du récepteur.

En fait, comme nous le disions plus haut, il n'est pas toujours possible de réaliser un couplage lâche ; c'est le cas de la recherche de la résonance d'une antenne à feeder unique (antenne Conrad-Windom, par exemple). Voyons, dans ces conditions, ce que nous pouvons faire :

Essayons de brancher directement le feeder de notre aérien sur la bobine L — non pas à l'extrémité grille, le couplage serait vraiment trop serré ! — mais à la prise cathode du bobinage. Recherchons la résonance de l'antenne, toujours par la mise en évidence du courant grille minimum. Que trouvons-nous ? Pas grand'chose de valable ! En effet, sur une plage assez grande de la rotation du C.V., de part et d'autre de la résonance propre de l'aérien, notre oscillateur grid-dip décroche purement et simplement.

Que faire ? Diminuer le couplage en intercalant un condensateur de faible capacité (par exemple 50 µF) en série à la base du feeder ? Essayons toujours et recommençons la manœuvre du C.V. Cela semble aller mieux ! On constate nettement la « chute de grille » recherchée et il semble qu'il ne reste qu'à lire la fréquence d'oscillation de notre appareil sur le cadran du récepteur étalonné. Non, surtout pas ça ! L'indication serait totalement fausse : n'oublions pas, en effet, qu'une capacité à la base d'une antenne se comporte comme un raccourcissement de celle-ci ; l'antenne paraîtrait trop courte (donc, elle paraîtrait vibrer sur une fréquence plus élevée que celle pour laquelle elle a été calculée).

Il faut donc abandonner le couplage capacitif ; essayons alors le couplage magnétique, en enroulant 5 ou 6 spires. A une extrémité de cette bobine, branchons le feeder et connectons l'autre extrémité à la masse de l'appareil. Faisons un couplage lâche et recommençons notre mesure. Cette fois encore, nous trouvons bien notre chute de grille; mais le résultat est encore faux ! En effet, nous avons une antenne avec bobine à la base qui se comporte pratiquement comme un allongement de l'aérien ; si bien que notre antenne paraît trop longue. Notre mesure est à nouveau faussée, mais cette fois dans le sens opposé par rapport à l'essai précédent.

La solution, alors ? La voici : il suffit de faire un couplage très serré du feeder sur la bobine L, en lui faisant faire simplement une légère boucle formant à peine une spire (fig. XXI-14C) ; l'extrémité du feeder est reliée à la masse de l'appareil. On comprend la nécessité d'un couplage serré du feeder avec L devant la faiblesse de l'enroulement d'antenne. Mais ce simple embryon de spire n'affectera pas notre aérien et sera, malgré tout, suffisant pour constater la « chute de grille » — chute de grille cependant assez faible, mais qui n'en est que plus pointue et précise. Dans ce cas, l'utilisation d'un récepteur étalonné auxiliaire est indispensable, car, par effet capacitif, le couplage serré sur L fausse les courbes d'oscillation propre de l'appareil qui auraient pu être établies par avance.

Il est certain que dans le cas particulier de l'antenne Conrad-Windom, on trouve souvent plusieurs points de résonance ; par exemple, celui du feeder considéré seul, ou celui du feeder considéré comme une antenne en T (le fil horizontal jouant le rôle

de capacité terminale). Cependant, ces points de résonance sont généralement moins accusés, les « chutes de grille » sont *moins profondes,* que pour la réelle résonance de l'antenne proprement dite ; en outre, les fréquences de résonances parasites ainsi trouvées sont généralement *très différentes* de la fréquence de résonance supposée de l'antenne (fréquence que l'on est en droit d'espérer du fait de ses dimensions géométriques).

De tels aléas, disons de tels doutes, ne se rencontrent en principe pas avec des antennes symétriques du type Lévy par exemple (ou Yagi, sur V.H.F.).

Ces quelques considérations montrent tout l'intérêt d'un oscillateur grid-dip, appareil dont nous avons eu l'occasion de parler à plusieurs reprises au cours de cet ouvrage. Aussi allons-nous voir maintenant la réalisation d'un tel oscillateur autonome simple ; ensuite, nous envisagerons les transformations à apporter au générateur H.F. 10/3 000 m précédent pour son fonctionnement éventuel en grid-dip ; enfin, nous examinerons la construction d'un véritable grid-dip-mètre toutes bandes (H.F. et V.H.F.).

●

Le premier étage simple proposé est représenté sur la figure XXI-14-D.

On remarquera que l'indicateur de « chute de grille » est un tube cathodique d'accord ordinaire à double sensibilité, en l'occurrence un 6AF7. Dans ce cas, on mesure, non pas la chute du courant grille, mais la diminution de la tension négative de grille (le résultat est le même). Ceux qui désireraient employer un milliampèremètre pourraient d'ailleurs, tout aussi bien, l'intercaler au point *e* et supprimer l'enble 6AF7 et le pont diviseur $R_1$-$R_2$. Mais personnellement, nous préférons le système à tube cathodique, plus sensible et exempt de la moindre inertie. Comme expliqué précédemment, l'ensemble est monté dans un coffret aluminium complètement clos, sauf, bien entendu, le bobinage L, réalisé sur mandrin à broches et fixé extérieurement. L est calibré suivant les bandes de fréquences à couvrir ; prise cathode au tiers côté masse. L'alimentation nécessite une tension alternative de 6,3 volts (chauffage) et une tension continue de 250 volts (tension anodique).

Outre son utilisation en oscillateur grid-dip, cet appareil peut être utilisé en ondemètre à absorption, en ouvrant $Int_1$. L'indication de la résonance est toujours indiquée par le tube 6AF7. D'autre part, si l'on intercale un casque (résistance 2.000 ou 4.000 ohms) dans le retour grille par l'intermédiaire du jack J, l'appareil peut être utilisé en « monitor ». Dans ces deux dernières utilisations, le tube 6C5 travaille simplement en diode.

Passons enfin à l'adjonction de l'oscillateur grid-dip sur notre générateur 10/3.000 m. (fig. XXI-11).

Les transformations à faire ne sont pas très nombreuses : il suffit de disposer d'un commutateur de gammes à 7 positions (puisque nous avons 6 gammes au générateur). Les septièmes positions des connexions cathode et grille iront respectivement à deux douilles femelles de 4 millimètres de diamètre, fixées sur le coffret. Une troisième douille femelle (de 3 millimètres de diamètre, celle-là) sera fixée à côté des deux précédentes et constituera la douille masse (fig. XXI-14E). On adoptera, par exemple, la répartition indiquée sur la figure ; de cette façon, on pourra confectionner des bobinages L pour le grid-dip, en enroulant du fil sur des mandrins de carton emmanchés dans de vieux culots de lampes 45, 80 ou 5Z3, dont on aura sectionné une des petites broches. On obtiendra ainsi, et d'une façon économique, d'excellents mandrins à broches. Evidemment, la bobine L sera dimensionnée suivant la bande de fréquences à couvrir ; mais le C.V. restant le même, on pourra faire des bobinages sensiblement identiques à ceux qui sont utilisés sur le générateur.

La connexion vers la grille du tube 6AU6 sera modifiée comme le montre la figure XXI-14F. La résistance de maintien de grille sera reliée à la masse et, en parallèle sur celle-ci, nous connecterons un pont diviseur $R_1$-$R_2$. ($R_1$ est une résistance de 4 MΩ, au lieu de 5 dans le montage de la figure XXI-14D ; car ici, la tension négative d'oscillation est un peu plus faible.) Le point commun à $R_1$ et $R_2$ est relié à une douille femelle fixée sur le coffret, à côté de la douille marquée AVC (fig. XXI-11, attaque de la grille de l'indicateur 6AF7). Ces deux douilles sont reliées par un cavalier court-circuit, pour l'utilisation en oscillateur grid-dip.

Dans cette utilisation, l'onde émise par le générateur doit être pure, c'est-à-dire non modulée (la lecture sur l'écran du 6AF7 est plus commode). Les amateurs séduits par l'utilisation en ondemètre et monitor, comme sur la figure XXI-14 D, pourront naturellement prévoir un jack au point J, pour intercaler un casque convenablement découplé par une capacité de 1.000 pF, représentée en pointillés, cela évidemment avec un interrupteur sur la haute tension coupant l'alimentation plaque et écran du tube 6AU6.

Signalons enfin qu'il arrive de constater, dans les oscillateurs grid-dip, une variation

lente de la tension négative d'oscillation (ou de la valeur du courant grille) tout le long de la rotation du C.V. (principalement dans les gammes d'ondes courtes). Mais cela n'est pas à considérer comme un inconvénient, la « chute de grille » au moment de la résonance avec un circuit absorbant étant toujours brutale et accentuée.

## GRID-DIP-METRE TOUTES BANDES

Le schéma complet de cet appareil est donné sur la figure XXI-15. Il comporte deux oscillateurs grid-dip équipés chacun d'un élément triode d'un tube 12 AT7,

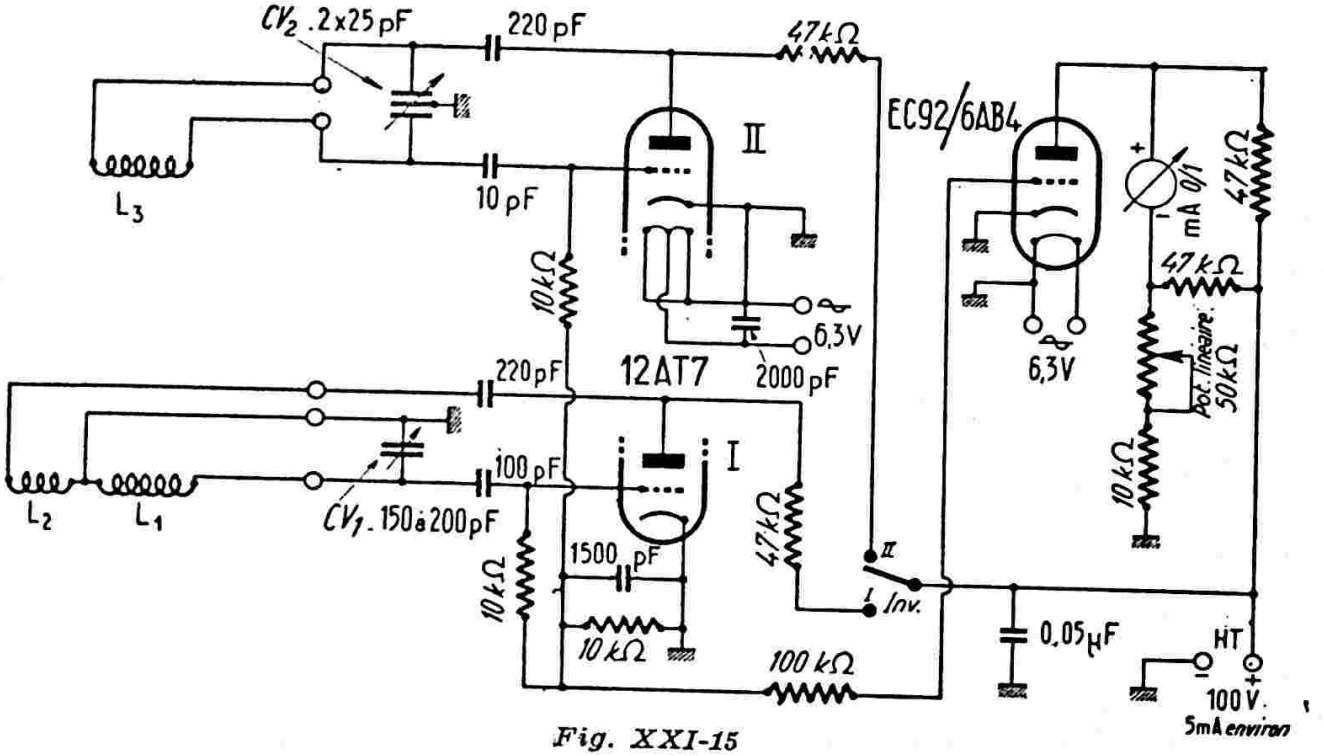



*Fig. XXI-15*

l'oscillateur I pour les fréquences de 800 kc/s à 30 Mc/s, et l'oscillateur II pour les fréquences de 30 à 160 Mc/s (et même davantage, le cas échéant)

On passe d'un oscillateur à l'autre au moyen d'un inverseur tumbler **Inv.** quel que soit l'oscillateur de mesure employé, la chute de grille est amplifiée par un tube triode EC92, et accusée sur le cadran d'un milliampèremètre monté en pont dans le circuit anodique de ce tube. Le potentiomètre sert à faire le zéro de l'appareil de mesure.

L'alimentation nécessitée est extrêmement simple : une tension de chauffage 6,3 V et une HT de 100 V, 5 mA seulement.

Avant de donner les caractéristiques des bobinages, nous précisons que ce montage est un dérivé amélioré, complété, du montage de J.N. Walker publié dans Short Wawe Magazine.

**Oscillateur I : Bande 800 à 1 650 kc/s :**

L1 = 230 spires jointives fil 2/10 de mm sous soie ;

L2 = 60 spires jointives, même fil ; mandrin à broches, diamètre de 20 mm.

Bande 1 460 à 3 200 kc/s :

L1 = 140 spires jointives, même fil ;

L2 = 30 spires jointives, même fil ; même type de mandrin.

Bande 3 000 à 7 700 kc/s :

L1 = 40 spires jointives, même fil ;

L2 = 10 spires jointives, même fil ; même type de mandrin.

Bande 7 à 8 Mc/s :

$L_1$ = 20 spires jointives, fil 4/10 de mm, sous émail ;

$L_2$ = 7 spires jointives, fil 4/10 de mm, sous émail ;

même type de mandrin.

Bande 17 à 32 Mc/s :

$L_1$ = 10 spires de fil 10/10 de mm sous émail ; écartement entre spires de 1 mm ;

$L_2$ = 3 spires de fil 10/10 de mm. sous émail ; écartement entre spires de 1 mm ;

même type de mandrin

**Oscillateur II :**

Bande de 30 à 45 Mc/s :

$L_3$ = 10 tours de fil 12/10 de mm sous émail ; écartement entre spires de 1 mm ;

mandrin à broches, polystyrène, diamètre de 14 mm - type 16.080.

Bande de 44 à 62 Mc/s :

$L_3$ = 6 tours, comme précédemment, et même type de mandrin.

Bande 60 à 103 Mc/s :

$L_3$ = 3 1/2 tours, comme précédemment, et même type de mandrin.

Bande 101 à 160 Mc/s :

$L_3$ = « épingle à cheveux » de 90 mm de longueur et de 15 mm de large (d'axe en axe du fil) ; fil de 16/10 de mm replié en forme de U.

Pour atteindre 215 Mc/s : même type d'épingle à cheveux, mais d'une longueur de 60 mm seulement (réglages de circuits d'entrée de téléviseurs pour les canaux de fréquences élevées).

Les valeurs des condensateurs variables CV1 et CV2 sont indiquées sur la figure ; ils sont commandés par des démultiplicateurs de qualité avec grands cadrans gradués et alidades.

Pour l'étalonnage, on trace une courbe par bande. Pour l'oscillateur I, l'étalonnage s'opère par battement avec un récepteur de trafic (comme s'il s'agissait d'un VFO ou d'une hétérodyne).

Pour l'oscillateur II, il faut obligatoirement avoir recours aux fils de Lecher.

Le grid-dip-mètre est un appareil permettant de vérifier, avec une précision très suffisante, la fréquence de résonance de n'importe quel circuit, libre ou monté, sous tension ou non. Mais nous ne reviendrons pas sur tout cela, de nombreux exemples d'utilisation d'un grid-dip ayant déjà été donnés précédemment. Cependant, le présent appareil permettant des mesures sur VHF, nous ajouterons les possibilités suivantes :

Mise au point des circuits accordés d'un émetteur VHF, étages multiplicateurs de fréquences divers, étage PA ;

Mise au point des circuits accordés d'un récepteur VHF : accord, oscillateur, chaîne multiplicatrice de l'oscillateur, MF ;

Mise au point des circuits accordés d'un récepteur TV ou FM : accord, oscillateur, MF ;

Mise au point des antennes VHF. émission, réception, FM ou TV ;

Toutes ces mises au point s'effectuant par la vérification ou la mesure de la fréquence de résonance des circuits ou des antennes considérés.

## GENERATEUR 100 et 1.000 kc/s avec amplificateur d'harmoniques (calibrateur à cristal)

L'appareil présenté ci-après est un générateur HF dont la fréquence d'oscillation fondamentale peut-être, soit de 100 kc/s, soit de 1.000 kc/s. Utilisé conjointement avec l'amplificateur d'harmoniques, on dispose, d'une manière effective, des harmoniques jusqu'au rang 300 à partir de la fondamentale 100 kc/s, soit 30 Mc/s.

Il serait ridicule d'énumérer les innombrables services qu'un tel appareil peut rendre, aussi bien à l'amateur, à l'OM, etc... qu'au professionnel : étalonnage de récepteurs, étalonnage d'hétérodynes H.F., étalonnage de V. F. O., etc..., et vérification desdits étalonnages de temps à autre. Car c'est avant tout un appareil de grande précision. Aussi, n'avons-nous pas peur de dire qu'un tel générateur étalon devrait se trouver sur l'établi de tous ceux qui, techniquement, s'occupent de radio.

Le schéma complet de l'appareil est donné sur la figure XXI-16-1.

Le « cœur » du générateur est évidemment le quartz **Xtal.** Présentement, il est possible de se procurer, à un prix honnête, un tel boîtier piézoélectrique renfermant un cristal avec oscillation longitudinale de grande précision sur 100 kc/s et oscillation transversale sur 1 000 kc/s.

Comme nous venons de le dire, et après mise au point de l'appareil, l'oscillation 100 kc/s et tous les harmoniques qui en sont issus sont d'une extrême précision. L'oscillation 1 000 kc/s (et ses harmoniques) est moins rigoureuse, mais cependant d'une précision suffisante (0,05 % environ). D'ailleurs nous dirons tout de suite, que l'oscillation 1 000 kc/s et ses harmoniques ne sont jamais utilisés pour des étalonnages de précision ; on ne les emploie que pour déterminer le rang des harmoniques issus de l'oscillation 100 kc/s.

Donnons un exemple. Soit à étalonner un récepteur dans la bande 28 à 30 Mc/s ; en partant de l'oscillation 100 kc/s, le générateur fournira les points suivants : 28 000, 28 100, 28 200, 28 300 kc/s, etc... distants de 100 kc/s les uns des autres. Il serait donc aisé de se tromper sur la détermination de la fréquence de chaque point. Aussi, ferons-nous osciller le cristal sur 1 000 kc/s, tout d'abord, pour déterminer approximativement les fréquences 28 000, 29 000 et 30 000 kc/s. Ces repères établis grosso-modo, il sera facile de les déterminer avec précision en prenant l'oscillation 100 kc/s et ses harmoniques ; il sera commode également, sans risque d'erreur, de déterminer les fréquences intermédiaires de 100 en 100 kc/s.

En résumé, l'oscillation 1 000 kc/s (et ses harmoniques) ne doit être utilisée que pour l'identification des points précis issus de l'oscillation 100 kc/s.

On passe rapidement de l'oscillation 100 kc/s à l'oscillation 1 000 kc/s à l'aide de l'inverseur **Inv. 1** (en **a** = 100 kc/s ; en **b** = 1 000 kc/s), le tube 6AQ5 (I) étant le tube oscillateur, bien entendu.

L'inverseur **Inv. 2**, à deux positions « Pures » et « Modulées », permet d'alimenter l'oscillateur à l'aide d'une tension redressée, mais non filtrée, d'où modulation à 100 périodes par seconde. Le générateur étalon doit toujours être utilisé avec **Inv. 2** en position « Pures ».

du potentiomètre bobiné linéaire **Pot.** de 10 kΩ.

Quelques précautions à la construction sont à prendre :

1° Placer le cristal assez loin de tout organe dissipant de la chaleur. Comme il est nécessaire de placer l'appareil à l'intérieur d'un coffret métallique formant blindage, une solution consiste à placer le cristal extérieurement sur le côté du coffret.

2° Comme nous venons de le dire, l'ensemble du générateur doit être monté à

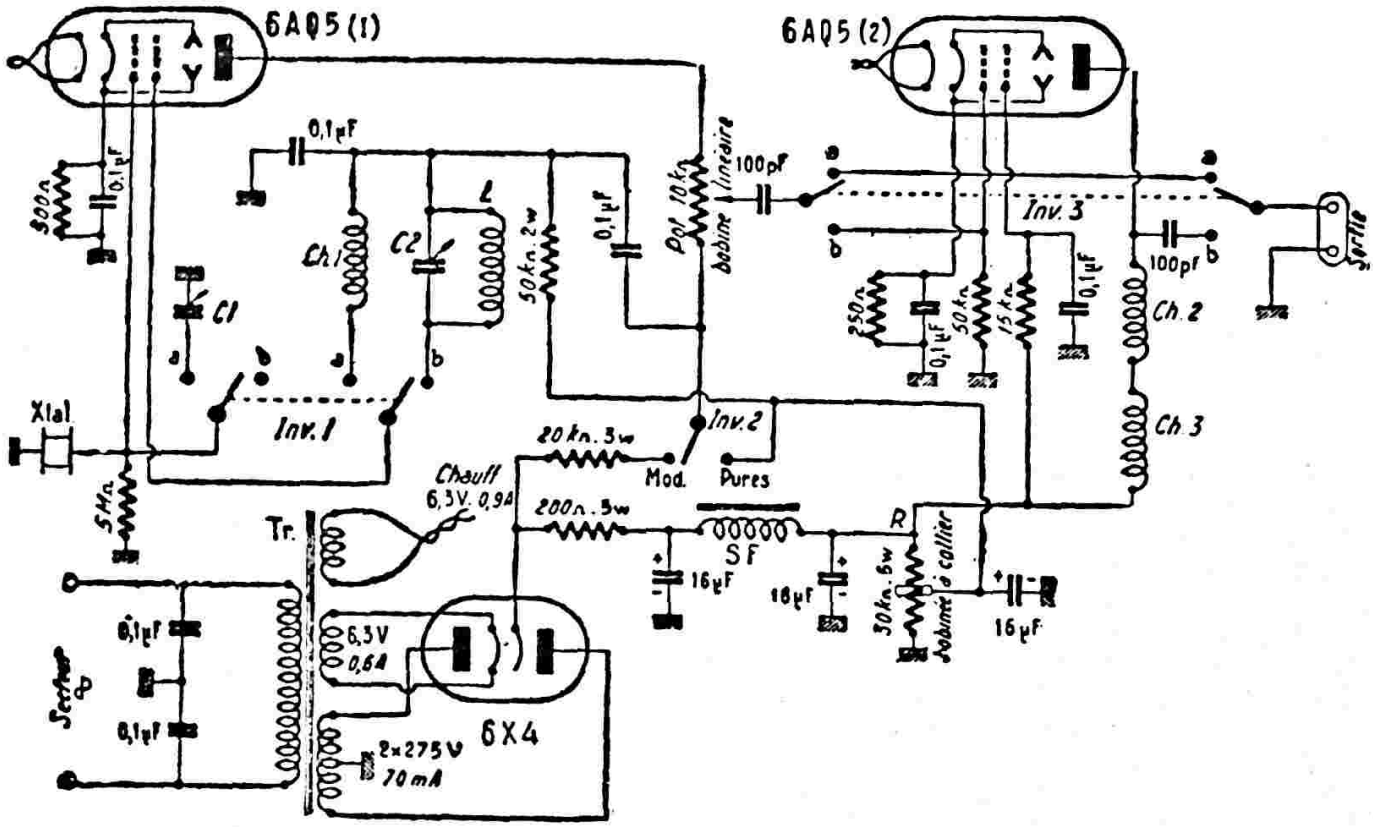



*Fig. XXI-16-1*

La position « modulées » ne sert qu'à l'identification des points donnés par le générateur. En effet, principalement dans le cas de l'étalonnage d'un récepteur, ce dernier pourrait recevoir une onde quelconque qui n'aurait rien à voir avec l'onde d'étalonnage : On s'assure qu'il s'agit bien de l'onde issue du générateur étalon en passant l'inverseur **Inv. 2** sur « Modulées » ; ensuite, pour l'étalonnage, on revient sur « Pures ».

L'inverseur **Inv. 3** permet, ou non, l'utilisation de l'amplificateur d'harmoques (tube 6AQ5 — II). Si le rang de l'harmonique désiré n'est pas trop élevé, il n'est pas toujours nécessaire de passer par l'amplificateur, et l'on place **Inv. 3** en **a**. Dans les deux positions, l'amplitude de l'onde étalon désirée est ajustée au moyen

l'intérieur d'un coffret métallique. Ce coffret sera compartimenté en trois parties à l'aide de plaques d'aluminium, chaque partie étant réservée respectivement pour l'oscillation, l'amplificateur et l'alimentation. Des ouvertures genre persiennes seront prévues sur l'arrière et le dessus du coffret pour faciliter l'aération.

3° Les connexions de l'étage oscillateur doivent être les plus courtes possibles (connexions entre le tube 6AQ5-I, le quartz, et l'inverseur **Inv. 1**).

4° Quant aux inverseurs : **Inv. 1** peut être soit du type tumbler bipolaire, soit du type à galette. **Inv. 2** est un tumbler monopolaire. Pour **Inv. 3**, il convient d'utiliser un inverseur à galette ; les deux commutations seront placées diamétralement oppo-

sées sur la galette, et toutes les cosses non utilisées seront reliées à la masse.

5° Pour l'alimentation, rien de spécial. Les caractéristiques du petit transformateur **Tr** préconisé sont données directement sur le schéma. La bobine de filtrage **SF** est du type miniature utilisé sur les récepteurs « tous courants ».

On remarque que la tension d'alimentation de l'oscillateur est déterminée par déplacement d'un collier sur une résistance **R** bobinée de 30 kΩ 5 watts. Il est nécessaire d'obtenir l'oscillation du cristal sur 100 et sur 1 000 kc/s, avec la tension la plus réduite possible ; néanmoins, les oscillations devront être franches et on déterminera la position du collier en conséquence.

Nous donnons, maintenant, les caractéristiques des éléments non indiquées sur la figure.

**Ch 1 et Ch 2 :** bobines d'arrêt 2,5 m H, type R 100 de National.

**Ch 3 :** nid d'abeille environ 2 000 tours.

**C1 :** condensateur ajustable à air 25 pF

**C2 :** condensateur ajustable à diélectrique mica (variation de 25 à 150 pF).

**L :** bobinage constitué en utilisant une galette nid d'abeille prélevée sur une bobine d'arrêt type National R 100.

Il ne nous reste qu'à effectuer la mise au point de notre générateur étalon. Pour cela, il faut tout d'abord vérifier que l'oscillation se produit bien pour les deux positions de **Inv. 1,** c'est-à-dire sur 100 et sur 1 000 kc/s. On agira d'une part, sur le collier de la résistance **R** comme il a été dit plus haut. L'oscillation 100 kc/s se produira facilement ; quant à l'oscillation 1.000 kc/s, il faut régler d'autre part $C_2$ pour la déclencher. Les réglages de **R** et de $C_2$ seront corrects, lorsque l'oscillation 1 000 kc/s prendra naissance franchement à chaque manœuvre de la commutation (par **Inv.** 1).

Ensuite, il faut régler avec précision la fréquence 100 kc/s **(Inv. 1 en a).** Pour cela, on prend un récepteur quelconque donnant l'audition de l'émetteur anglais Droitwich en « grandes ondes », émetteur dont la fréquence de 200 kc/s est d'une extrême précision. On amène alors l'harmonique 2 de notre oscillation 100 kc/s au battement **strictement nul** avec Droitwich, en agissant sur le condensateur ajustable $C_1$.

Le battement zéro sera d'abord approché à l'oreille, en ensuite, parfait avec la plus grande précision à l'aide de l'indicateur cathodique d'accord (œil magique) du récepteur.

Il est bien évident que tous ces réglages doivent être faits avec **Inv. 2** en position « pures », la position « modulées » ne devant être utilisée ,rappelons-le, que pour avoir la certitude que l'onde écoutée est bien issue du générateur (cas de l'étalonnage d'un récepteur).

Le réglage de l'oscillation 100 kc/s ayant été fait avec toute la précision souhaitée, on pourra être certain que toutes les fréquences harmoniques issues de cette oscillation seront également d'une parfaite exactitude. Il n'est nullement nécessaire de refaire le réglage de l'oscillation 100 kc/s chaque fois que l'on utilise le générateur ; en effet, si la réalisation mécanique de l'oscillateur est soignée (rigidité du châssis et du coffret), si la réalisation électrique est parfaite (connexions courtes et rigides) et si la température ne varie pas dans de trop grandes proportions, le réglage de l'oscillation 100 kc/s reste impeccable durant un très long temps.

Encore une remarque qui s'applique dans le cas de l'utilisation de notre générateur pour l'étalonnage d'un récepteur de trafic. Si le récepteur ne présente pas une bonne réjection de la fréquence image, il faut être très prudent quant à l'évaluation de la fréquence des ondes étalons surtout pour l'étalonnage au-dessus de 15 Mc/s.

Si le récepteur présente une fréquence intermédiaire de valeur insuffisante, ou si le récepteur a un étage H.F. trop peu sélectif, on pourra prendre une fréquence image pour une fréquence étalon, ce qui conduit à un faux étalonnage (ceci pour des fréquences supérieures à 15 Mc/s environ).

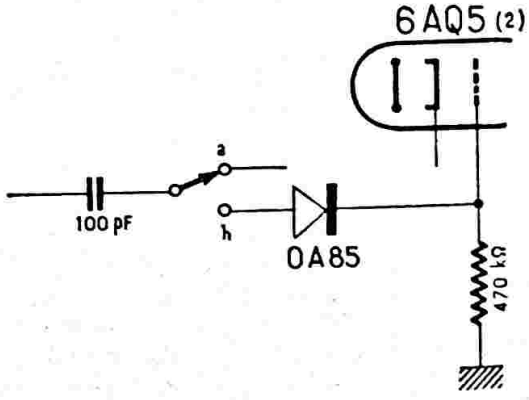



*Fig. XXI-16-2*

Une petite amélioration très simple consiste à intercaler une diode à cristal type OA85 dans la liaison attaquant la grille du tube amplificateur 6AQ5 (2). Cette diode, élément de liaison non linéaire, augmente considérablement l'amplitude des harmoniques de rangs élevés. L'adjonction de cette diode est représentée sur la figure XXI-16-2, la résistance de fuite de grille étant portée à 470 kΩ.

Bien que cet appareil soit excessivement simple et d'un maniement on ne peut plus facile, il permet à tout technicien, professionnel ou amateur, de faire toutes mesures de fréquences ou tous étalonnages quels qu'ils soient, avec une extrême précision.

## § 5. — Etude des amplificateurs B.F. en signaux sinusoïdaux ou rectangulaires

Dans un amplificateur B.F., si l'on veut « faire de la haute fidélité », c'est-à-dire que le signal de sortie soit de forme identique en tous points au signal d'entrée (mais évidemment amplifié), l'examen de la caractéristique de fréquence et de la courbe taux de distorsion/puissance de sortie est insuffisant, du moins si ces mesures sont faites en signaux sinusoïdaux. En effet ,il n'est pas rare de rencontrer un amplificateur dont la courbe de réponse amplitude/fréquence soit satisfaisante, et donnant cependant des résultats décevants. Cela provient généralement d'une très forte distorsion de phase, ou encore de l'excitation d'un organe ou groupe d'organes ayant une fréquence propre, sous l'effet d'un phénomène transitoire.

On sait comment on relève la courbe de réponse amplitude/fréquence d'un amplificateur : on attaque l'entrée de l'amplificateur à examiner par des tensions d'amplitude constante, mais de fréquence que l'on fait varier de loin en loin ; puis on trace la courbe de réponse point par point, en mesurant les tensions de sortie correspondant aux diverses fréquences. L'attaque de l'amplificateur peut être faite, soit par un signal d'allure sinusoïdale, soit par un signal d'allure rectangulaire.

Pour tracer la courbe taux de distorsion/puissance de sortie, on attaque l'entrée de l'amplificateur par le générateur BF à une certaine fréquence de référence (400 cycles/seconde, par exemple), puis on mesure le niveau de sortie au voltmètre. A l'aide d'un pont de distorsion, connecté à la sortie également, on relève, point par point, la courbe de distorsion en fonction du niveau de sortie.

### Générateur B.F. (signaux sinusoïdaux).

Nous allons voir, pour débuter, un oscillateur à fréquences musicales en tension sinusoïdale. Nous aurons d'ailleurs l'occasion de l'utiliser de nouveau pour l'examen des amplificateurs en signaux rectangulaires, en y adjoignant un adaptateur spécial.

Présentement, les générateurs B.F. les plus répandus sont du type à réseaux RC, dits oscillateurs à pont de Wien.

Le schéma d'un tel générateur est représenté sur la figure XXI-17.

Bien que simple, on obtient avec cet appareil des résultats excellents : stabilité de la fréquence, onde parfaitement sinusoïdale de 30 à 30.000 cycles/seconde, absence totale de distorsions et régularité de l'amplitude de sortie.

Il s'agit, en fait, d'un amplificateur à deux tubes triodes $V_1$ et $V_2$ en cascade. Un report d'énergie B.F. d'arrière en avant est effectué par la ligne a : en phase sur la grille de $V_1$ par la ligne b (réaction) ; en opposition de phase sur la cathode de $V_1$ par la ligne c (contre-réaction).

Le potentiomètre de 25 kΩ, monté en résistance variable sur la ligne c, règle le taux de contre-réaction : il y a accrochage des oscillations lorsque cette résistance augmente, puisque le taux de contre-réaction diminue.

La constance de l'amplitude de sortie aux diverses fréquences est obtenue en intercalant dans le retour de cathode de $V_1$, soit 7 ampoules de cadran 6,3 V/0,1 A, soit, ce qui est mieux encore, une ampoule de 110 V/1 W : ampoules à filament de tungstène dont la résistance augmente avec l'intensité.

Théoriquement, la valeur de la fréquence d'oscillation, fonction du réseau série-parallèle RC, est donnée par la formule :

$$F = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{R_1 . C_1 . R_2 . C_2}}$$

Par l'inverseur, trois gammes sont obtenues : 1 = de 30 à 300 c/s ; 2 = de 300 à 3.000 c/s ; 3 = de 3.000 à 30.000 c/s. Le réglage exact sur la fréquence désirée s'opère par le potentiomètre jumelé 2×50 kΩ. Les deux résistances de 3.000 Ω, en série dans chaque branche du réseau RC, sont destinées à limiter le recouvrement des bandes.

L'alimentation H.T. devra être parfaitement filtrée (2 cellules en π au moins), sous peine d'introduire une composante alternative dans les mesures.

Un étage tampon de sortie a été prévu (tube $V_3$) ; l'amplitude de sortie est réglable par le potentiomètre de 500 kΩ inter-étage. On dispose, ainsi, d'une sortie haute impédance sur l'anode de $V_3$, et d'une sortie basse impédance en cathode-follower de $V_3$.

Comme dans tous les générateurs B.F., le procédé d'étalonnage le plus simple est le suivant : on branche un oscillographe à la

sortie et on forme des figures de Lissajou sur l'écran au moyen d'un générateur auxiliaire étalonné.

*Note importante.* — Dans cet oscillateur, il convient de demeurer à la *naissance des oscillations* (manœuvre du Pot. de 25 kΩ de la branche c). En effet, le montage ne fournit des ondes sinusoïdales parfaites qu'à cette condition (début d'accrochage, taux de réaction négatif élevé). Il importe donc de la plage BF couverte (sinon, les courbes relevées sur un amplificateur n'auraient aucune signification).

**Les distorsions.**

Nous avons dit au début de ce paragraphe que la connaissance des caractéristiques d'un amplificateur en signaux sinusoïdaux est insuffisante. Pour déceler déformations et distorsions, l'une des meil-

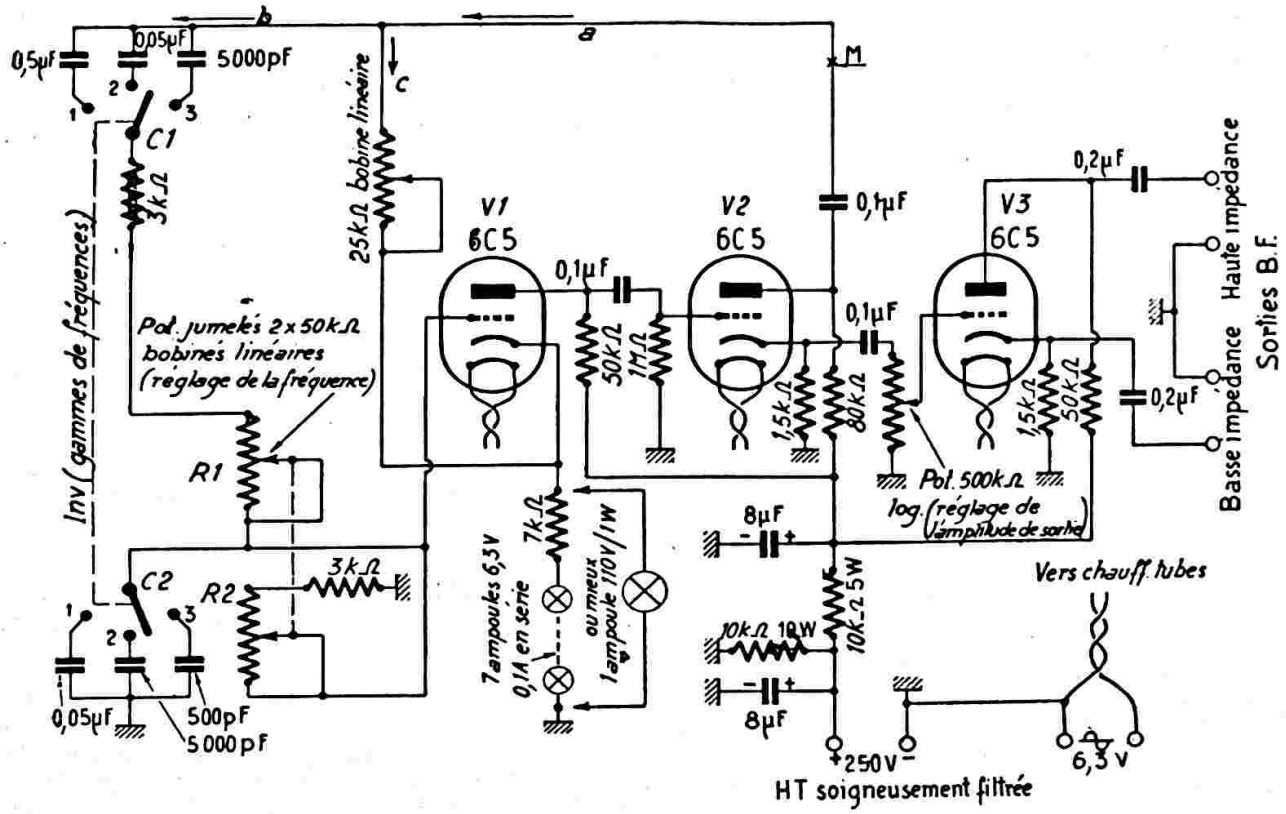



*Fig. XXI-17*

vérifier ce « début d'accrochage ». Le meilleur indicateur est évidemment l'oscilloscope connecté à la sortie ; à défaut, on pourra monter un tube indicateur type 6AF7 (œil magique) ou autre, dont la grille sera connectée au point M et qui se fermera dès que les oscillations B.F. prendront naissance.

Naturellement, il est possible de remplacer les tubes préconisés sur la figure XXI-17 par des tubes des séries miniatures 7 ou 9 broches. Deux solutions sont possibles :

a) Remplacer les trois tubes indiqués par des tubes 6C4 ;

b) Remplacer $V_1$ et $V_2$ par un seul tube double triode ECC82, et $V_3$ par un tube 6C4.

Pour terminer, rappelons qu'un bon générateur BF doit être très stable (la fréquence ne devant pas varier au cours d'une mesure) et, de plus, la tension de sortie doit être constante tout au long de

leures méthodes consiste à appliquer à l'entrée de l'amplificateur à étudier une tension rectangulaire de fréquence connue — et aussi variable à volonté — puis à examiner la déformation du signal rectangulaire à la sortie, à l'aide d'un oscillographe. On met ainsi en évidence toutes les imperfections de l'ensemble, et en particulier lorsque le tube final est chargé par un système électromécanique (graveur d'enregistrement) ou électro-acoustique (haut-parleur).

Résumons, tout d'abord, les différents types de distorsion qui peuvent prendre naissance dans un amplificateur :

1° *Distorsion linéaire* (appelée aussi distorsion de fréquence). Elle est décelée par l'examen de la courbe représentant le gain en fonction de la fréquence.

2° *Distorsion non linéaire* (appelée aussi distorsion d'amplitude). Une tension d'entrée sinusoïdale peut se traduire alors

par une tension de sortie non sinusoïdale. En d'autres termes, il y a production d'« harmoniques », et en mesurant leur amplitude, on peut déterminer le taux de distorsion non linéaire pour la puissance de sortie considérée.

3° *Distorsion par transmodulation.* Celle-ci est, somme toute, une forme particulière de la distorsion non linéaire ; elle se produit lorsque deux tensions de fréquences différentes sont appliquées simultanément à l'entrée de l'amplificateur (nous disons « deux » pour être plus simple dans notre exposé, mais en général, dans le fonctionnement normal d'un amplificateur, ce sont *plusieurs* tensions de fréquences différentes qui sont appliquées en même temps à l'entrée). Il en résulte la création d'une série de « partiels » dus aux combinaisons additives et soustractives des fréquences d'attaque.

4° *Distorsion de phase.* Cette dernière prend naissance lorsque la durée du transit d'un signal dans l'amplificateur est fonction de la fréquence. Disons cependant que s'il s'agit d'un amplificateur BF, cette distorsion n'a pas une grande importance ; en effet, l'oreille humaine n'est que très peu sensible à ce genre de déphasage, mais celui-ci peut exister néanmoins. Par contre, cette distorsion revêt une importance primordiale dans le cas d'amplificateurs pour oscillographes ou pour la télévision. Certains techniciens prétendent qu'un amplificateur à caractéristique gain/fréquence parfaitement droite et horizontale a obligatoirement une distorsion de phase minime. C'est parfois exact, mais il n'y a absolument rien d'obligatoire ! Pour que leur prétention soit exacte, il est absolument nécessaire que ladite caractéristique soit horizontale *jusqu'aux fréquences les plus hautes* (harmoniques).

**Considérations sur un amplificateur simple.**

I. — Considérons, un instant, l'ensemble amplificateur à liaison capacité/résistances, représenté par la figure XXI-18. Une variation de tension grille provoquée par le signal d'attaque appliqué à l'entrée (tube $V_1$) entraîne immédiatement une même variation amplifiée au point A. Si donc nous appliquons à l'entrée une tension fixe positive (par exemple, élément de pile P, de 1,5 V, positif côté grille), le courant va augmenter dans $R_1$ et la tension va baisser au point A. Cette variation doit donc, normalement, être transmise à la grille du tube $V_2$ (point B) par le condensateur de liaison $C_1$. Mais voyons ce qui se passe précisément au point B. La chute de tension du point A qui maintient l'anode à une tension inférieure constante, n'entraîne pas, au point B, une variation de tension qui, par la suite, restera invariable. En fait, la tension au point B n'est

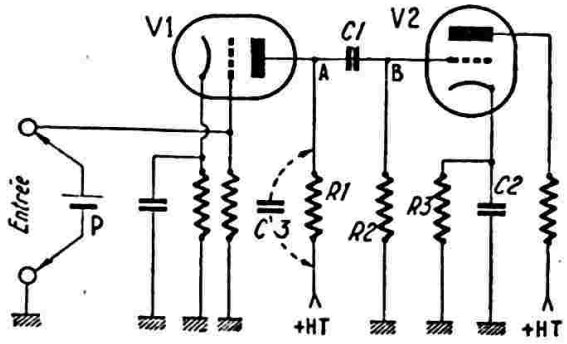



*Fig. XXI-18*

fonction en aucune manière de la *tension moyenne* au point A (présence de $C_1$ qui n'est pas traversé par un courant continu). La grille du tube $V_2$ reprendra insensiblement sa tension primitive, car $C_1$ se décharge à travers $R_1$ et $R_2$.

II. — Dans notre exemple, nous ne tenons pas compte des capacités parasites, telles que capacité de sortie du tube $V_1$, capacité d'entrée du tube $V_2$, et surtout, capacité de fuite sur l'anode de $V_1$, etc. La résultante de ces capacités peut être considérée comme une capacité connectée en parallèle sur $R_1$ (condensateur $C_3$).

Si nous appliquons à l'entrée de notre amplificateur, alternativement, des tensions positives et négatives, par exemple en inversant les pôles de la pile sur la grille du tube $V_1$, les variations brusques de courant dans $R_1$ ne se traduiront pas par des variations de potentiel d'une façon instantanée au point A. La capacité $C_3$ présente un certain temps de charge, et il en résulte que les angles de la courbe représentative des variations de potentiel en A seront remplacés par des arrondis plus ou moins importants selon la valeur de ladite capacité.

III. — En tenant compte des expériences I et II, on obtiendra sensiblement les résultats des courbes de la figure XXI-19. Notons, en passant, que nous savons déjà produire des signaux rectangulaires. En effet, il suffirait d'être assez agile pour provoquer l'inversion des pôles de la pile sur la grille du tube $V_1$ à une cadence régulière et rapide !... Il va de soi que ce procédé est tout ce qu'il y a d'empirique, et nous verrons plus loin un système beaucoup plus technique de production de signaux rectangulaires.

IV. — Avec ces résultats, on ne peut plus simples, nous pouvons déjà tirer les conclusions suivantes (se reporter figure XXI-18) :

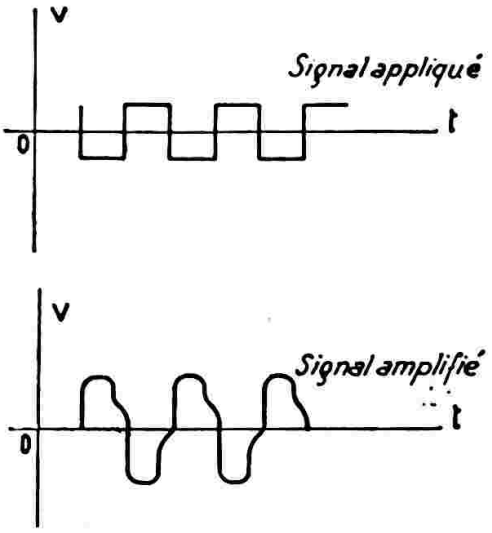



*Fig. XXI-19*

1° Prévoir le condensateur de liaison $C_1$ d'une capacité très élevée, afin d'augmenter son temps de décharge ; on aura ainsi une meilleure transmission des signaux à fréquence très basse. Signalons que certains amplificateurs utilisent une capacité de liaison *infiniment grande,* puisqu'elle est supprimée et remplacée par une connexion pure et simple ; c'est le cas des amplificateurs BF, montage Loftin-White, et des amplificateurs de courant continu (pour appareils de mesure, par exemple).

2° On peut aussi augmenter $R_2$, toujours pour accroître le temps de décharge de $C_1$ ; mais on est limité par le courant grille de certains tubes plus ou moins mal vidés, et la nécessité de fixer cette électrode à un potentiel moyen stable. (On ne peut pas agir sur $R_1$, puisque la valeur de cette résistance est déterminée par la résistance de charge optimum d'anode du tube $V_1$.)

3° Enfin, toujours pour l'amélioration du fonctionnement de l'amplificateur aux fréquences peu élevées, un autre système consiste à augmenter la valeur de la capacité $C_2$ de découplage cathodique du tube $V_2$. En effet, les variations de courant dans ce dernier tube tendent à en faire varier la polarisation ; par contre, si $C_2$ a une forte capacité, il a tendance à maintenir constante la chute de tension dans $R_3$ (polarisation).

**Adaptateur pour signaux rectangulaires.**

Nous allons construire un appareil sérieux, capable de produire des signaux rectangulaires de fréquence connue et variable à volonté ; ensuite, nous nous en servirons pour l'examen de quelques amplificateurs courants et nous tirerons de ces études d'utiles conclusions.

Deux solutions sont possibles pour la génération de signaux rectangulaires, à savoir :

1° On peut utiliser un oscillateur BF ordinaire, générateur de signaux sinusoï-

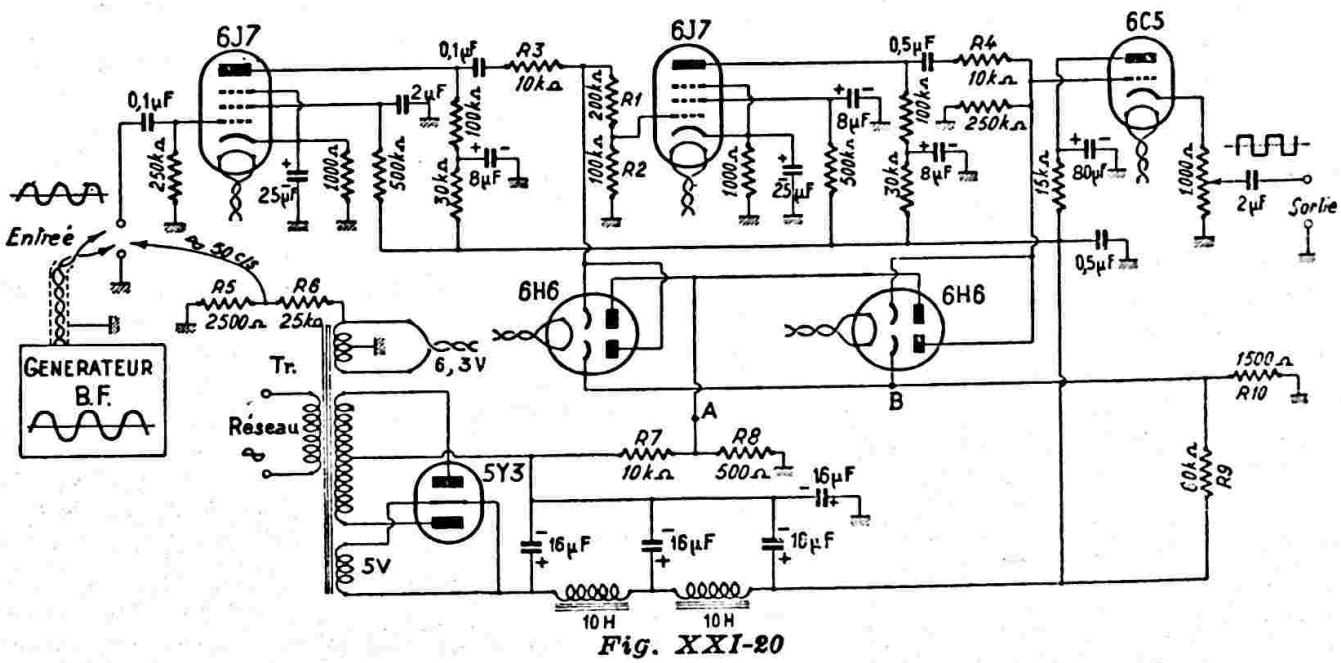



*Fig. XXI-20*

son *infiniment grande,* puisqu'elle est supprimée et remplacée par une connexion pure et simple ; c'est le cas des amplificateurs BF, montage Loftin-White, et des amplificateurs de courant continu (pour appareils de mesure, par exemple).

2° On peut aussi augmenter $R_2$, toujours pour accroître le temps de décharge de $C_1$ ; mais on est limité par le courant grille de certains tubes plus ou moins mal vidés, et la nécessité de fixer cette électrode à un potentiel moyen stable. (On ne peut pas agir sur $R_1$, puisque la valeur de cette résistance est déterminée par la résistance de charge optimum d'anode du tube $V_1$.)

3° Enfin, toujours pour l'amélioration du fonctionnement de l'amplificateur aux fréquences peu élevées, un autre système consiste à augmenter la valeur de la capacité $C_2$ de découplage cathodique du tube $V_2$. En effet, les variations de courant dans ce dernier tube tendent à en faire varier la polarisation ; par contre, si $C_2$ a une forte capacité, il a tendance à maintenir constante la chute de tension dans $R_3$ (polarisation).

**Adaptateur pour signaux rectangulaires.**

Nous allons construire un appareil sérieux, capable de produire des signaux rectangulaires de fréquence connue et variable à volonté ; ensuite, nous nous en servirons pour l'examen de quelques amplificateurs courants et nous tirerons de ces études d'utiles conclusions.

Deux solutions sont possibles pour la génération de signaux rectangulaires, à savoir :

1° On peut utiliser un oscillateur BF ordinaire, générateur de signaux sinusoï-

daux, et transformer ensuite ces derniers en tension rectangulaire par *tronquage* au sommet des alternances négatives et positives.

2° On peut aussi utiliser un oscillateur BF à relaxation donnant des signaux de la forme la plus rectangulaire possible (!).

C'est le premier procédé que nous avons employé.

Le schéma de montage de l'adaptateur transformant les signaux sinusoïdaux en signaux rectangulaires est donné par la figure XXI-20.

Quant au générateur BF à tension sinusoïdale, nous avons utilisé pour nos essais, tour à tour, un générateur de « L'Industrielle des Téléphones » et l'oscillateur basse fréquence à battements de construction personnelle décrit précédemment, avec entière satisfaction dans les deux cas ; cela pour dire que l'oscillateur BF proprement dit importe peu, pourvu qu'il soit bien réalisé, très stable et d'amplitude de sortie constante.

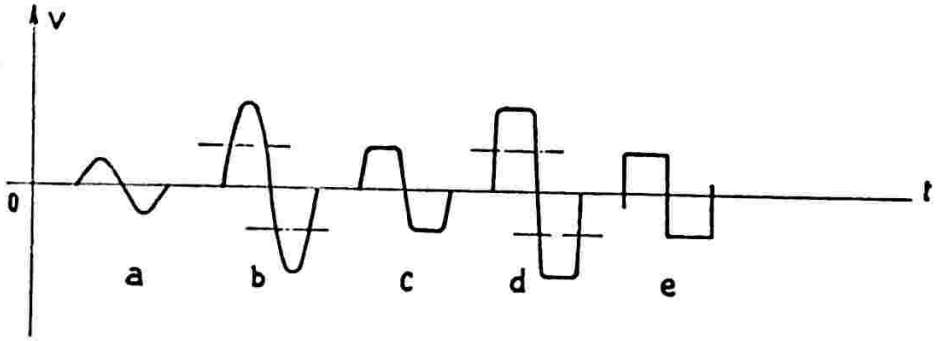



*Fig. XXI-21*

On applique à la grille de la première 6J7 les signaux sinusoïdaux provenant du générateur BF (fig. XXI-21 a) ; ces signaux se retrouvent amplifiés sur l'anode de ce tube 6J7 (fig. XXI-21 b). Mais la résistance de charge d'anode de ce dernier (résistance de 100.000 Ω) est shuntée par une double diode 6H6 dont les éléments sont montés inversés et polarisés de façon telle que, lorsque l'amplitude du signal dépasse une certaine valeur, la charge d'anode se trouve court-circuitée par la résistance interne très faible de la diode conductrice dans le sens considéré. On tronque ainsi les crêtes du signal amplifié et la tension appliquée à la grille du second tube 6J7 a la forme de la figure XXI-21 c, forme déjà voisine de celle recherchée. On applique une partie seulement de ce signal, par l'intermédiaire d'un système potentiométrique fixe $R_1$, $R_2$, à la grille de la seconde 6J7 qui l'amplifie de nouveau (fig. XXI-21 d). Puis on tronque de nouveau, par le même procédé. La tension recueillie à la sortie de ce second tube a l'allure de la figure XXI-21 e (signal rectangulaire désiré).

Pour pouvoir appliquer ce signal aux appareils à examiner, il nous faut disposer d'un système de liaison à impédance suffisamment faible, et capable de reproduire une gamme de fréquences très étendue et sans distorsion de phase, même aux fréquences peu élevées. Ce système de liaison est réalisé par l'étage de sortie équipé d'un tube triode type 6C5 à charge cathodique et à contre-réaction totale. Précisons que le gain d'un tel étage est inférieur à 1 ; par contre, la courbe de réponse amplitude/fréquence est parfaitement horizontale depuis quelque 10 c/s jusqu'à plus de 400.000 c/s. C'est donc plus qu'il nous en faut, même si l'on veut s'imposer un système de liaison capable de reproduire une plage de fréquences nettement plus étendue que la plage de fréquences fondamentales des signaux rectangulaires. Notons aussi que la distorsion de phase existante peut être pratiquement négligée entre 40 et 18.000 cycles/seconde.

C'est la résistance de cathode (potentiomètre de 1.000 ohms) du tube 6C5 qui constitue l'impédance de sortie. Cette dernière est prise sur le curseur du potentiomètre à travers une capacité au papier de 2 µF. En réalité, par la manœuvre de ce potentiomètre, on fait varier, à la fois, le niveau de sortie et l'impédance (qui reste malgré tout toujours faible).

Signalons qu'il faut que la résistance de grille de l'amplificateur à examiner présente une valeur de 1 MΩ minimum, pour que la transmission des signaux rectangulaires à toutes les fréquences soit correcte.

L'alimentation est tout à fait classique, si ce ne sont les systèmes diviseurs de tension destinés à créer les polarisations positives et négatives des diodes écréteuses. Un filtrage soigné est réalisé, afin de ne laisser subsister aucune trace d'alternatif dans l'alimentation HT ; un transformateur Tr standard pour récepteur pourra convenir amplement, le débit exigé étant peu élevé.

Les découplages ont été prévus nombreux et très efficaces, afin d'éviter tout accrochage, réaction, motor-boating, etc., et une bonne amplification linéaire. A ce sujet, remarquons la présence de la capacité de 80 µF (voire davantage) sur l'anode du tube 6C5 ; cette capacité est nécessaire si l'on veut obtenir une courbe de réponse amplitude/fréquence parfaitement

linéaire, et si l'on veut éviter la distorsion de phase vers 50 périodes/seconde.

Pour la mise au point, connecter d'une part le générateur BF à signaux sinusoïdaux à l'entrée, et, d'autre part, un oscillographe sur la grille de la seconde 6J7. On règle la valeur de l'amplitude des signaux d'entrée, et les polarisations négatives et positives des diodes en agissant, si besoin est, respectivement sur $R_7$, $R_8$ et $R_9$, $R_{10}$. de façon à se rapprocher déjà le plus possible de l'allure rectangulaire. Ensuite, connecter l'oscillographe sur la grille du tube 6C5 (sortie de la résistance $R_4$) ; les signaux, après le second écrétage, doivent être nettement rectangulaires.

Il est recommandé de ne pas se servir de l'ampli de l'oscillographe, lequel peut déformer s'il ne possède pas une bande passante suffisante, et donner alors une représentation fausse des signaux. Il est donc préférable d'attaquer directement les plaques de l'oscillographe. Par comparaison, en utilisant l'amplificateur *par la suite*, cela fait une excellente occasion de le vérifier !

Dans notre réalisation, nous avons relevé les tensions suivantes :

*a*) Tension d'entrée du signal sinusoïdal = 1,2 V efficace ;

*b*) Polarisation des diodes par rapport à la masse : au point A = —5 V, au point B = +5 V ;

*c*) Amplitude de sortie maximum de crête à crête des signaux rectangulaires : environ 6,5 V.

Pour l'étude en 50 c/s, on peut ne pas utiliser le générateur BF ; on attaque alors l'entrée de cet adaptateur par une composante alternative à 50 périodes/seconde issue du réseau par l'intermédiaire d'un pont diviseur $R_5$, $R_6$.

**Nota :**

Cet adaptateur pour signaux rectangulaires peut fort bien s'équiper en tubes miniatures :

A la place des 6J7 : tubes 6AU6 avec résistance de charge anodique inchangée, résistance d'écran de 220 kΩ et résistance de cathode de 800Ω.

A la place des 6H6 : tubes 6AL5.

A la place du 6C5 : tube 6C4.

Pas de modification par ailleurs pour ces tubes.

A la place du 5Y3 : tube 6V4 avec enroulement de chauffage 6,3 V.

**Essais d'amplificateurs B.F.**

Ce que l'on a trop tendance à oublier, c'est que lorsqu'on utilise une lampe finale dont l'anode est chargée, non pas par une résistance pure, mais par une « impédance motionnelle » due à une réaction électro-acoustique (haut-parleur) ou électro-mécanique (graveur), il y a obligatoirement un auto-amortissement des vibrations propres du système de charge. Cet amortissement est proportionnel à la résistance interne du tube final. En effet, en période de fonctionnement, du fait de la résonance d'un système mécanique quelconque, la charge (donc le reproducteur quel qu'il soit) se comporte comme un petit générateur débitant sur la résistance interne du tube. Aussi, plus cette dernière sera faible, plus vite les vibrations seront absorbées, puisque la puissance demandée à ce générateur inattendu sera plus élevée.

Donc, à ce point de vue, la triode, du fait de la faiblesse de sa résistance interne, se montre nettement supérieure à la pentode ou à la tétrode à faisceaux dirigés. De plus, on sait que les pentodes sont riches dans la production d'harmoniques 3. De cela à dire qu'il faut reléguer les pentodes dans les fonds de tiroir et n'utiliser que des triodes, il n'y a qu'un pas... que nous ne franchirons cependant nullement ! Car il y a un remède devenu maintenant classique : c'est la contre-réaction.

La contre-réaction en tension, en effet, diminue la résistance interne *apparente* du tube final et la ramène sensiblement voisine de celle d'un triode (environ 1.000 à 1.500 Ω).

Pour pouvoir comparer différents types d'amplis, il est nécessaire de procéder aux trois essais suivants :

*a*) Relevé et comparaison de la courbe de distorsion linéaire (courbe gain/fréquence) sur chaque ampli ;

*b*) Relevé et comparaison de la courbe de distorsion non linéaire (courbe distorsion harmonique/puissance de sortie) sur chaque ampli. Nous avons indiqué au début de cet article la marche à suivre pour ces deux premières mesures ;

*c*) Relevé et comparaison du courant dans la bobine mobile, l'entrée de l'amplificateur étant attaquée par des *signaux rectangulaires*, et la sortie étant reliée aux plaques d'un oscilloscope (donc en parallèle sur la bobine mobile).

En étudiant ainsi comparativement divers types d'amplificateurs BF équipés soit de pentodes, soit de triodes, soit avec ou sans contre-réaction, nous pouvons aisément tirer les commentaires suivants :

*a*) On constate tout de suite et agréablement l'effet de la contre-réaction sur un

ampli pentode ou tétrode ; la courbe de distorsion linéaire de l'amplificateur, corrigé par ce procédé, apparaît d'une horizontalité remarquable comparativement aux autres. La contre-réaction tend, en fait, à rendre la tension de sortie presque indépendante de la fréquence. Mais il faut bien le dire aussi, le résultat est à peu près identique avec un amplificateur push-pull équipé avec des triodes (et sans contre-réaction !) ;

*b*) En comparant les courbes de distorsion non linéaire, on arrive exactement aux mêmes résultats que précédemment, concernant les amplificateurs pentodes à contre-réaction et les amplificateurs triodes ordinaires ;

*c*) Passons enfin à l'essai en signaux rectangulaires aux fréquences de référence suivantes : 40 c/s — 600 c/s — 5.000 c/s.

Ici commencent les surprises ! A un amplificateur que nous avions jugé fidèle à l'oreille et qui reproduisait sur l'écran de l'oscillographe de belles sinusoïdes, appliquons sur son entrée des tensions rectangulaires. Puis regardons l'oscillographe. On voit, huit fois sur dix, une série de « grimaces » qui n'ont rien de... rectangulaires ! Qu'en conclure ? Sinon qu'il y a encore des petites choses qui « clochent » et que cet examen extrêmement sévère ne laisse rien passer pour ce qui est de l' « à peu près ».

Revoir alors en particulier : l'insuffisance de la self-inductance des transformateurs (déphaseur ou de sortie) ; puis l'effet d'amortissement mentionné plus haut et causé par la résistance interne du ou des tubes de sortie, surtout vers 5.000 c/s ; augmenter les capacités de liaisons et les capacités de découplage *des circuits d'alimentation*, anodes, écrans, et, éventuellement, des circuits de retour des cathodes ; diminuer les capacités de découplage placées sur les anodes mêmes des lampes amplificatrices de tension, etc.

Il faut cependant reconnaître encore une fois que ce sont les amplificateurs pentodes ou tétrodes à contre-réaction ou les amplis triodes qui donnent les résultats les meilleurs.

**Conclusion.**

De ces études, nous pouvons en déduire que l'amplificateur pentode sans contre-réaction devrait toujours être rejeté, lorsque l'on recherche la musicalité, la haute fidélité.

D'autre part, l'amplificateur pentode à contre-réaction et l'amplificateur triode donnent des performances sensiblement égales. Cependant, si les résultats sont équivalents au point de vue distorsions, l'amplificateur pentode est facilement plus puissant.

Rappelons en passant que le montage push-pull dit « ultra-linéaire » (à prises d'écrans sur le primaire du transformateur de sortie) à pentodes ou à tétrodes, réunit les avantages des pentodes et des triodes, sans présenter les inconvénients des unes et des autres (voir figure XIV-6, par exemple).

Dans une étude en signaux rectangulaires, lorsque la forme d'onde du signal amplifiée présente des contours arrondis, sans changement brusque de courbure, ni discontinuité, on peut être certain que l'analyse harmonique donnera peu de fréquences très élevées, et que, de toutes façons, leurs amplitudes demeureront faibles à côté de l'amplitude de la fréquence fondamentale (observation très courante chez les spécialistes de l'acoustique et connue sous le nom de phénomène de Gibbs). Par contre, la présence d'angles très nets dans l'oscillogramme indique la richesse en harmoniques de rang élevé, (parfaite reproduction de la richesse des timbres, des transistoires et des « attaques » instrumentales).

L'examen en signaux rectangulaires d'un amplificateur quelconque fournit des renseignements précieux et très nets sur la caractéristique de fréquence et sur la caractéristique de phase. Comme nous l'avons dit, on peut très bien réaliser un amplificateur à caractéristique de fréquence d'une horizontalité parfaite, et qui, malgré cela, serait impropre à être utilisé dans un récepteur de télévision ou devant un oscillographe. On déterminera facilement les fréquences de coupure de l'amplificateur, en faisant varier la fréquence des signaux rectangulaires. Les croquis sur fréquence basse et sur fréquence élevée des figures XXI-22 et 23 donnent une idée de ce que l'on obtient, hélas ! trop fréquemment, suivant la période du signal.

Donc, dans tous les cas de l'analyse en signaux rectangulaires, découlent des renseignements précis sur les caractéristiques de fréquence et de phase. On ne peut pas en dire autant d'une étude faite en signaux sinusoïdaux ! Nous pensons avoir su convaincre nos lecteurs que l'essai des amplificateurs en signaux rectangulaires (on dit aussi « en caractéristiques discontinues ») permet d'obtenir instantanément des renseignements des plus complets ; aussi, ce procédé d'investigation mérite-t-il de se développer de plus en plus (1).

---

(1) Est-il nécessaire d'ajouter que, outre le générateur BF précédemment décrit, un *disque de fréquences* rend également de nombreux services dans la mise au point d'une station d'émission (section basse fréquence).

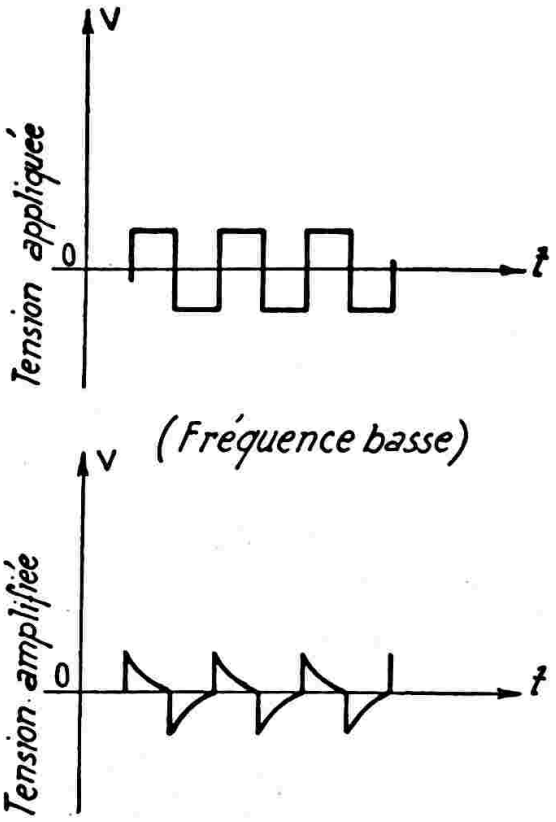



*Fig. XXI-22*

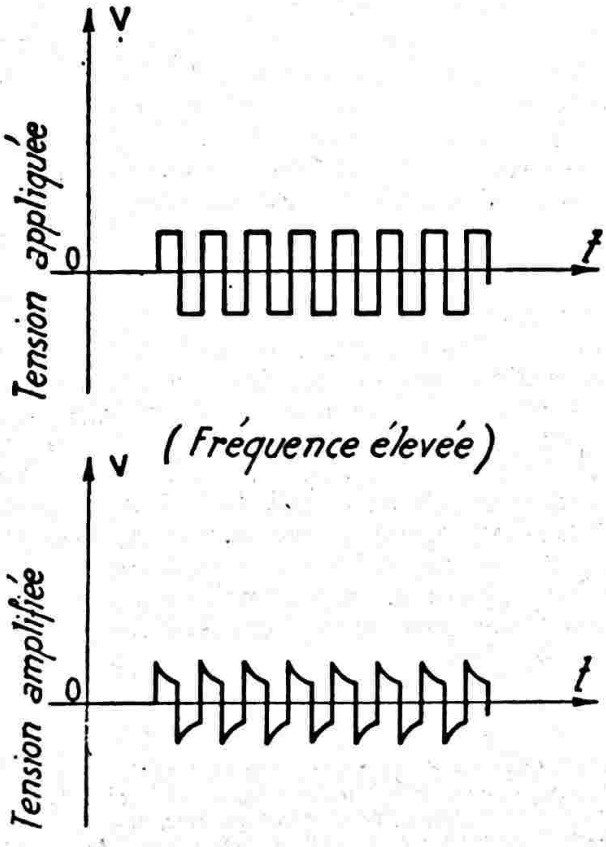



*Fig. XXI-23*

## § 6. — Contrôleur universel

Nous avons supposé, bien entendu, que l'amateur qui entreprend la construction d'un récepteur ou d'un émetteur possède au moins une boîte de contrôle genre polymètre, par exemple (milliampèremètre, voltmètre alternatif et continu, ohmmètre).

Le contrôleur universel est un instrument aussi indispensable que la pince coupante, le tournevis ou le fer à souder.

En principe, tout amateur de radio possède un contrôleur ; mais il y a aussi l'amateur qui désire construire lui-même son propre contrôleur. Il y a également celui qui possède un appareil ancien, plus ou moins exact peu sensible, consommant trop (résistance interne insuffisante), et qui désire réaliser un contrôleur plus moderne et plus perfectionné.

Il s'agit d'un contrôleur universel présentant une résistance interne de 10 000 ohms par volt pour ses utilisations en voltmètre.

Son schéma complet est représenté sur la figure XXI-24.

On utilise un microampèremètre de déviation totale pour 100 µA, avec cadran de 150 mm de diamètre et aiguille-couteau sur miroir. On peut faire ainsi des échelles parfaitement lisibles.

Les fils de « test » se branchent aux douilles + et —.

Les diverses fonctions du contrôleur sont déterminées par un inverseur unique.

**Inv. 1,** inverseur à galettes à cinq circuits (A, B, C, D et E) et à six positions. Nous avons :

1 : Utilisation en outputmètre, c'est-à-dire en voltmètre alternatif avec un condensateur en série.

2 : Intensités alternatives.

3 : Intensités continues.

4 : Tensions alternatives.

5 : Tensions continues.

6 : Ohmmètre (une pile de 3 volts et incorporée dans le boîtier de l'appareil).

Pour les mesures en courant alternatif, le redressement est effectué par quatre diodes à cristal type AO85 montées en pont, ce qui permet des mesures jusqu'aux fréquences de l'ordre de 15 000 Hz sans erreur importante (cas de mesures en B.F., par exemple) .

Les diverses échelles (ou sensibilités) sont par ailleurs déterminées par la manœuvre de l'inverseur **Inv. 2** (inverseur à galette, un circuit, douze positions). Nous avons pour les tensions :

3) 0 à 75 V (idem).
4) 0 à 150 V (idem).
5) 0 à 300 V (idem).
6) 0 à 750 V (idem).

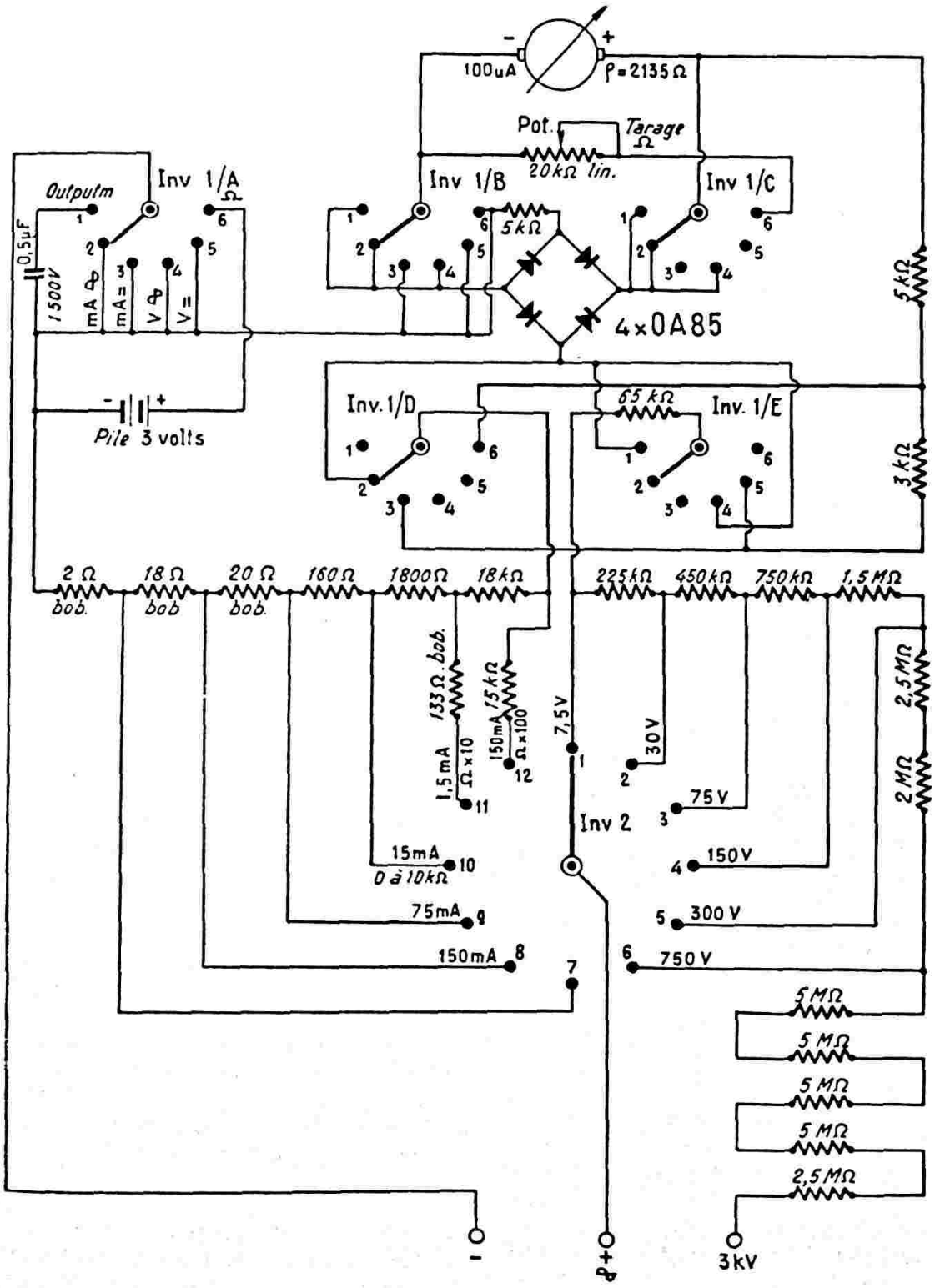



*Fig. XXI-24*

1) 0 à 7,5 V (continus ou alternatifs selon la position de Inv. 1) ; c'est-à-dire position 5 ou 4... ou 1 en outputmètre.
2) 0 à 30 V (idem).

Pour les intensités :
7) 0 à 1,5 A (continus ou alternatifs selon la position de Inv. 1) ; c'est-à-dire positions 3 ou 2.

8) 0 à 150 mA (idem).

9) 0 à 75 mA (idem).

10) 0 à 15 mA (idem).

11) 0 à 1,5 mA (idem).

12) 0 à 150 µA (idem).

En outre, lorsque l'inverseur **Inv. 1** est en position 6 (ohmmètre), l'inverseur **Inv. 2** détermine les calibres suivants :

10) Mesure de 0 à 10 000 Ω.

11) Mesure jusqu'à 100 kΩ.

12) Mesure jusqu'à 1 MΩ ; en réalité, l'aiguille n'est pas en butée pour 1 MΩ et il est encore possible d'apprécier des résistances de 2 et 3 MΩ.

En ce qui concerne les inverseurs **Inv. 1** et **Inv. 2,** il ne convient pas d'utiliser des commutateurs de qualité ordinaire ou douteuse. On adoptera des commutateurs à galette du type professionnel présentant des contacts francs et parfaits (paillettes renforcées).

Rappelons que lorsqu'on ignore la grandeur du courant ou de la tension à mesurer, il est toujours prudent de commencer à utiliser l'appareil sur la gamme la moins sensible (la plus grande en tension ou en intensité) ; ensuite seulement, on augmente la sensibilité, si besoin est, en manœuvrant **Inv. 2.**

Sur le cadran du microampèremètre, nous avons tracé les échelles suivantes :

a) Une échelle de 0 à 150 en graduations équidistantes. Cette échelle convient pour toutes les mesures de tension et d'intensité en **courant continu.**

Pour 7,5 V, la lecture se fait en divisant par 2, puis par 10.

Pour 30 V, on divise par 10 et on multiplie par 2.

Pour 75 V, on divise par 2.

Pour 150 V, la lecture est directe.

Pour 300 V, on multiplie par 2.

Pour 750 V, on divise par 2 et on multiplie par 10.

Pour 150 µA et 150 mA, la lecture est directe.

Pour 1,5 mA et 1,5 A, on divise par 100.

Pour 15 mA, on divise par 10.

Pour 75 mA, on divise par 2.

b) Une seconde échelle graduée de 0 à 150. Par rapport à l'échelle précédente à graduations équidistantes, les graduations de celle-ci sont légèrement resserrées entre 0 et 60. Cette échelle doit être utilisée pour la mesure des **tensions alternatives.** Le procédé de lecture est évidemment le même que précédemment.

c) Une troisième échelle graduée aussi de 0 à 150, mais dont les graduations sont encore plus resserrées que la précédente (entre 0 à 120). Cette échelle est celle des **intensités alternatives,** et le procédé de lecture est le même que précédemment.

d) Une quatrième et dernière échelle de 0 à 10 000 Ω pour l'utilisation en ohmmètre (zéro à droite du cadran), c'est-à-dire pour la position 10 de l'inverseur **Inv. 2.**

En position 11, on multiplie la lecture par 10 ; en position 12, on multiplie par 100.

Pour l'utilisation en ohmmètre, on court-circuite les extrémités des fils de test, puis on ajuste l'aiguille à zéro en manœuvrant le potentiomètre de 20 kΩ (Tarage Ω). La graduation « zéro » en ohmmètre correspond à la déviation maximum du microampèremètre, c'est-à-dire à la graduation « 150 » des autres échelles. L'impossibilité de tarer le zéro de l'ohmmètre ne peut être due qu'à une usure de la pile de 3 V incorporée (deux éléments de 1,5 V reliés en série).

Il est possible de mesurer des tensions alternatives ou continues jusqu'à 3 000 volts. Pour cela, il suffit de placer le fil de test (+) dans la douille marquée (3 kV), le fil de test (e) restant dans sa place habituelle et l'inverseur **Inv. 1** étant en position « V continus » ou « V alternatifs », selon le cas.

La lecture s'effectue, soit sur l'échelle commune « courant continu », soit sur l'échelle « volts alternatifs », selon la nature du courant mesuré, en multipliant par 2, puis par 10.

Bien entendu, comme pour tout appareil de mesure réalisé par l'amateur, la partie la plus délicate reste l'étalonnage. Il faut procéder par comparaison, sur les diverses fonctions et les diverses sensibilités, avec un autre appareil dont on est certain de l'exactitude.

Pour l'échelle commune à toutes les mesures en courant continu, il n'y a pas de difficultés, les divisions étant équidistantes. Il suffit de veiller au recoupement exact des diverses sensibilités pour la mesure d'une même grandeur, ce qui s'obtient facilement si l'on utilise des résistances de qualité et de précision aux valeurs indiquées sur le schéma.

Seules les échelles « volts alternatifs », « mA alternatifs » et « ohms » seront à déterminer et à tracer, point par point, par comparaison.

A part celles portant l'indication (bob.), toutes les autres résistances sont du type carbone, d'une puissance de 0,5 W. Il est nécessaire d'utiliser des résistances étalonnées de précision (série 0,5 %). Pour l'amateur patient, une autre solution consiste à prendre des résistances du type carbone aggloméré (non recouverte de céramique), de valeurs légèrement inférieures aux valeurs indiquées ; puis, on amène ces résistances aux valeurs exactes requises par l'étalonnage, en pratiquant des encoches à la lime dans leur corps (augmentation de valeur).

Les valeurs des résistances-shunts indiquées (pour la mesure des intensités) sont évidemment calculées et valables pour le microampèremètre que nous avons employé et présentant une résistance interne propre de 2 135 Ω.

Quant à la présentation générale de l'appareil (coffret, boîtier ou pupitre), nous la laissons au goût du réalisateur.

Considérons les deux éléments triodes $V_{1A}$ et $V_{1B}$ dont la grille du premier est attaquée par la tension à mesurer. Ces deux triodes peuvent être considérées comme des résistances variables placées dans les branches d'un pont constitué par ailleurs par deux résistances fixes et un potentiomètre $P_4$. Le pont est alimenté par une tension continue de l'ordre de 150 volts et c'est le réglage du curseur du potentiomètre $P_4$ qui réalise l'équilibre de ce pont (réglage du « zéro » du microampèremètre).

L'impédance d'entrée du voltmètre est représentée par $Z_e$ ; quant au condensateur C, son but est de supprimer toute composante alternative parasite éventuelle qui pourrait atteindre la grille de $V_{1A}$.

La tension à mesurer est appliquée à la grille de $V_{1A}$, soit directement, soit par l'intermédiaire d'un diviseur à résistances (selon sa grandeur). Cette tension modifie la valeur de la résistance interne de $V_{1A}$, et le pont est déséquilibré. L'importance du déséquilibre est mesurée par le microampèremètre entre les cathodes de $V_{1A}$ et $V_{1B}$.

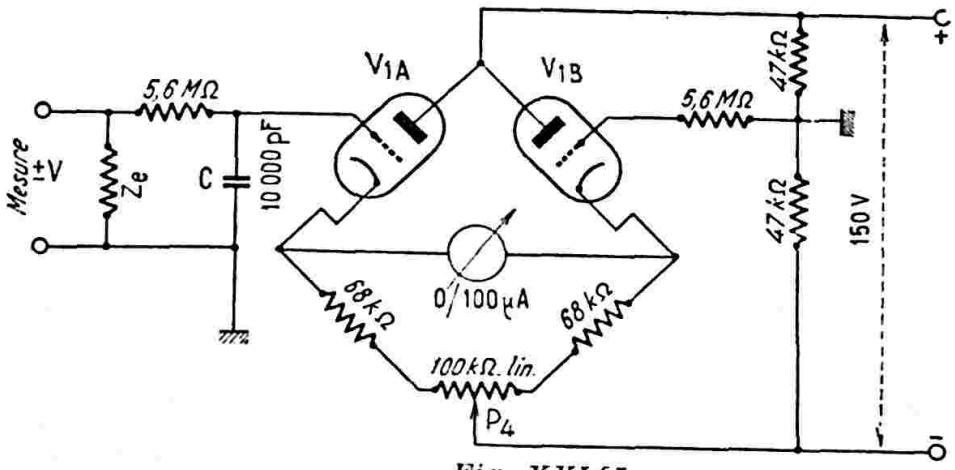



*Fig. XXI-25*

## § 7. — Voltmètre Ohmmètre électronique

Bien que pas toujours obligatoirement nécessaire, un voltmètre électronique à *très grande impédance* d'entrée peut rendre très souvent de grands services à l'amateur. Mais si l'on se décide à construire un voltmètre électronique, adoptons tout de suite un montage sérieux et complet, afin de ne pas avoir à y revenir ultérieurement. Le montage décrit dans les lignes qui suivent, satisfait à ces exigences.

La figure XXI-25 représente le principe de fonctionnement de l'appareil en voltmètre. Quant au schéma général, y compris les deux sondes pour tensions alternatives, il est représenté sur la figure XXI-26.

Avant d'entrer dans le détail des possibilités de ce voltmètre-ohmmètre, examinons son principe dans la mesure d'une tension continue.

La douille de masse marquée « commun » est à relier à la masse de l'appareil sur lequel on effectue la mesure. Quant à la tension à mesurer, qu'elle soit positive ou négative *par rapport à la masse*, elle est toujours appliquée à la douille marquée ± V. Néanmoins, l'inverseur *Inv.* 1 effectue l'inversion de polarité du microampèremètre selon la polarité de la tension mesurée : Position 3 pour une tension positive ; position 2 pour une tension négative.

Nous verrons plus loin l'utilisation possible de la douille marquée ± V × 3, ainsi que les diverses échelles de mesure.

Pour la mesure des tensions alternatives, un redressement préalable est nécessaire. C'est le rôle des deux sondes prévues à cet effet.

La première comporte une double diode 6AL5 et convient pour toutes fréquences

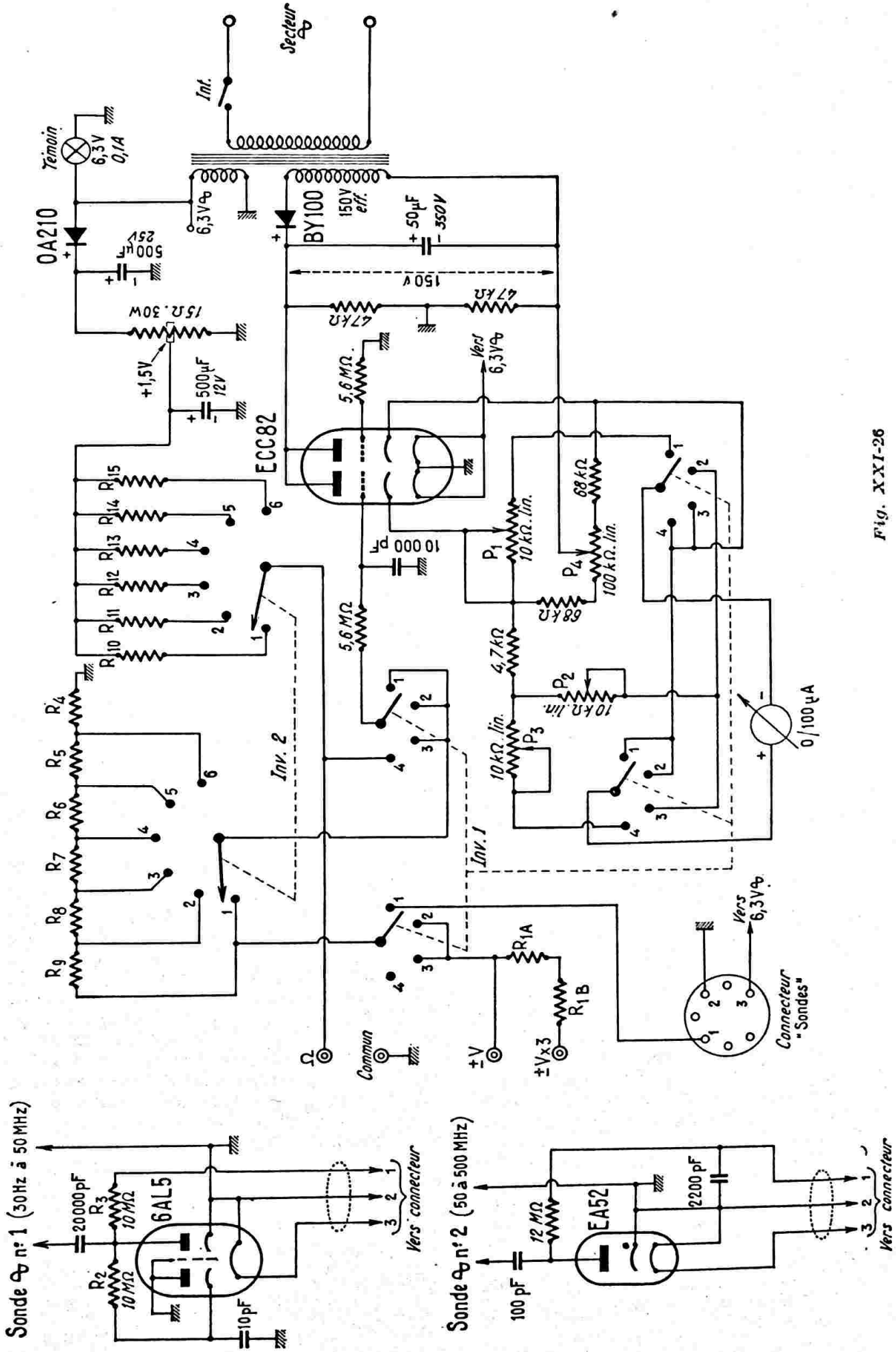

Secteur
Int.
Témoin
6,3V
0,1A
OA210
500µF
25V
6,3V
BY100
150V
eff.
50µF
350V
150V
47kΩ
47kΩ
15Ω. 30W
+1,5V
500µF
12V
5,6MΩ
Vers
6,3V
ECC82
R15
R14
R13
R12
R11
R10
10 000 pF
P1
10kΩ. lin.
68kΩ
P4
100kΩ. lin.
68kΩ
5,6MΩ
4,7kΩ
P2
10kΩ. lin.
10kΩ. lin.
P3
0/100µA
R4
R5
R6
R7
R8
R9
Inv. 2
Inv. 1
R1A
R1B
Vers
6,3V
Connecteur
"Sondes"
Ω
Commun
±V
±Vx3
Sonde n° 1 (30Hz à 50MHz)
20000pF
R3
10MΩ
R2
10MΩ
6AL5
10pF
Vers connecteur
Sonde n° 2 (50 à 500MHz)
12MΩ
100pF
EA52
2200pF
Vers connecteur

Fig. XXI-26

comprises entre 30 Hz et 50 MHz. Le courant de zéro dû à la tension de contact pour la diode de détection, est compensé par la seconde diode connectée en opposition. La capacité-shunt d'entrée est de l'ordre de 8 pF. Les lectures sur le cadran du microampèremètre se font en tension efficace pour toutes les échelles.

Pour les fréquences supérieures à 50 MHz, et jusqu'à 500 MHz, on emploie la sonde numéro 2 équipée d'une diode V.H.F. type EA 52 ; la capacité-shunt d'entrée est de l'ordre de 2 pF.

L'une ou l'autre de ces sondes est reliée au voltmètre électronique proprement dit par l'intermédiaire d'un câble souple à trois conducteurs terminé par un bouchon « 7 broches » miniature. Le bouchon se branche sur le connecteur correspondant fixé sur le boîtier du voltmètre.

Pour la mesure des tensions alternatives, l'inverseur *Inv.* 1 doit être sur la position 1.

Voyons maintenant l'utilisation de l'appareil en ohmmètre. La résistance à mesurer se branche entre les douilles marquées « commun » et « Ω ». Toute résistance comprise entre 1 Ω et 200 MΩ peut être mesurée avec une bonne précision de lecture : 6 échelles sont prévues.

L'inverseur *Inv.* 1 doit alors être placé sur la position 4. Une tension constante de 1,5 V est ainsi appliquée au pont par l'intermédiaire de résistances adéquates (R13 à R15).

Cette tension est obtenue par redressement de la tension de chauffage (diode au silicium OA 210), avec filtrage et résistance-bleeder à collier ajustable ; ce dernier est ajusté afin d'obtenir + 1,5 V par rapport à la masse.

Nous avons adopté cette solution de préférence à celle qui consistait à utiliser un élément de pile de 1,5 volt, pile qui est toujours « fatiguée »... ou « morte » lorsqu'on a besoin de l'ohmmètre !

On court-circuite les douilles « commun » et « Ω », et on règle le potentiomètre $P_1$ afin d'amener l'aiguille du microampèremètre à zéro. Puis, on supprime ce court-circuit, et on ajuste alors le potentiomètre $P_2$ de façon à obtenir la déviation *maximum* de l'aiguille. L'appareil est prêt pour la mesure des résistances.

L'inverseur *Inv.* 2 détermine les différentes sensibilités et échelles de lecture de l'appareil. Nous avons les positions suivantes :

*Position* 1 : de 0 à 1,5 volt (en voltmètre) ;

de 0 à 2 000 Ω (en ohmmètre).

*Position* 2 : de 0 à 5 V ;

de 0 à 20 kΩ (multiplier la lecture par 10).

*Position* 3 : de 0 à 15 V ;

de 0 à 200 kΩ) multiplier la lecture par 100).

*Position* 4 : de 0 à 50 V.

de 0 à 2 MΩ (multiplier la lecture par 1 000).

*Position* 5 : de 0 à 150 V ;

de 0 à 20 MΩ (multiplier la lecture par 10 000).

*Position* 6 : de 0 à 500 V ;

de 0 à 200 MΩ (multiplier la lecture par 100 000).

Pour toutes les mesures de tensions indiquées, on entend aussi bien tensions continues que tensions alternatives, sauf pour l'échelle 0 à 500 V. En effet, il n'est pas recommandé d'appliquer une tension supérieure à 150 V aux sondes.

Pour toutes les échelles que nous venons de citer, la résistance d'entrée du voltmètre en tension continue est constante et égale à 7,5 MΩ.

Au lieu d'utliser la douille « ± V » pour la mesure des tensions continues, nous pouvons également employer la douille marquée « ± V × 3 ». Dans ce cas, il faut multiplier par trois les lectures, et les échelles de sensibilité deviennent alors :

*Position* 1 : de 0 à 5 V (c'est-à-dire l'échelle de la position 2 précédente) ;

*Position* 2 : de 0 à 15 V (échelle 3 précédente) ;

*Position* 3 : de 0 à 50 V (échelle 4 précédente) ;

*Position* 4 : de 0 à 150 V (échelle 5 précédente) ;

*Position* 5 : de 0 à 500 V (échelle 6 précédente) ;

*Position* 6 : de 0 à 1 500 V (comme pour la position 2 et en multipliant par 100).

Pour cette nouvelle utilisation et pour toutes ces sensibilités, la résistance d'entrée est constante et est portée à 23,7 MΩ (soit plus de 3 fois plus grande que précédemment).

Sur le cadran du microampèremètre (appareil de 150 mm de diamètre ou à présentation rectangulaire à grand cadran), nous avons en réalité cinq échelles à tracer :

1° Une échelle de 0 à 2 000 Ω. Pour les autres sensibilités en ohmmètre, il suffit de multiplier la lecture par 10, 100, 1 000, etc., comme il a été indiqué.

2° Une échelle de 0 à 1,5 ;

3° Une échelle de 0 à 5.

Ces deux échelles servent pour la lecture des tensions continues et alternatives des diverses sensibilités, soit en lecture

directe, soit en multipliant par 10, 100 ou 1 000, selon la position de l'inverseur *Inv.* 1. Ceci, *sauf* pour les sensibilités 0 à 1,5 V et 0 à 5 V des *tensions alternatives*. En effet, du fait de la non-linéarité des diodes pour les faibles tensions, il est nécessaire d'établir deux autres échelles séparées pour ces mesures. Nous tracerons donc encore :

4° Une échelle de 0 à 1,5 V pour courant alternatif ;

5° Une échelle de 0 à 5 V pour courant alternatif.

Toutes ces différentes échelles sont tracées, une fois pour toutes, lors de la fabrication, par comparaison à un autre voltmètre (même un voltmètre ordinaire *pourvu qu'il soit précis*). Auparavant, on ajuste le potentiomètre $P_2$ afin d'obtenir la déviation totale de l'aiguille pour 1,5 V en tension continue ; on ajuste ensuite également le potentiomètre $P_1$ pour obtenir la déviation totale de l'aiguille pour 5 V en tension alternative (placer Inv. 2 sur la sensibilité requise).

Ces potentiomètres n'ont plus à être retouchés par la suite (ou en tout cas, pendant un très long temps) ; après plusieurs années de service, ils pourront simplement servir pour le ré-étalonnage éventuel de l'appareil. Ces potentiomètres n'ont donc pas à être accessibles de l'extérieur de l'appareil. Seuls, le potentiomètre $P_3$ (tarage de la déviation maximum en ohmmètre) et le potentiomètre $P_4$ (remise à zéro) sont « sortis » sur le panneau avant.

Le redressement H.T. (150 V) pour l'alimentation du pont est effectué par une diode au silicium type BY 100 avec filtrage par un condensateur de 50 µF. Bien que par le principe même de l'appareil, les mesures soient assez insensibles aux variations du secteur, il est cependant recommandé de le laisser chauffer quelques minutes pour le stabiliser avant l'utilisation.

Les condensateurs électrochimiques mis à part, toutes les autres capacités sont du type mica de haute qualité.

Les quatre potentiomètres sont du type carbone à variation linéaire.

Le tube ECC82 doit être sélectionné et choisi de toute première qualité ; il doit présenter un courant de grille aussi minime que possible, voire *nul*.

Toutes les résistances dont la valeur est indiquée sur le schéma sont du type 0,5 W avec tolérance ± 5 %. Les autres résistances ($R_1$ à $R_{15}$) sont des organes de précision avec tolérance de 1 % seulement ; la liste ci-dessous donne les valeurs requises :

$R_1 A = R_1 B = 8{,}1$ MΩ (1 W) ;
$R_2 = R_3 = 10$ MΩ (1 W) ;
$R_4 = 23{,}7$ kΩ (1 W) ;
$R_5 = 51{,}4$ kΩ (1 W) ;
$R_6 = 162$ kΩ (1 W) ;
$R_7 = 513$ kΩ (1 W) ;
$R_8 = 1{,}62$ MΩ (1 W) ;
$R_9 = 5{,}13$ MΩ (1 W) ;
$R_{10} = 50$ Ω (1/4 W) ;
$R_{11} = 500$ Ω (1/4 W) ;
$R_{12} = 5$ (—) kΩ (1/4 W) ;
$R_{13} = 50$ kΩ (1/4 W) ;
$R_{14} = 500$ kΩ (1/2 W) ;
$R_{15} = 5$ (—) MΩ (1 W).

## § 8. — Oscillographe cathodique. Wobbulateur.

### Générateur H.F. modulé en fréquence

#### Oscillographe cathodique.

Il n'est pas nécessaire de rappeler les innombrables utilisations de l'oscillographe : alignement d'un récepteur, étalonnage d'un générateur B.F., étude de la modulation d'un émetteur, etc.

Chacun sait ce qu'est un oscilloscope, parfois appelé aussi oscillographe. Et tout oscilloscope n'est-il pas pas déjà un instrument de mesure merveilleux, un instrument universel ? Merveilleux... oui ! Universel... pas toujours ! En effet, si certaines précautions ne sont pas prises, on aboutit à l'oscilloscope ordinaire permettant d'intéressantes observations en électricité, voire en radio, mais ne convenant pas pour la télévision. Notre oscilloscope est universel, car il permet les observations et les mesures en télévision ; or, qui peut le plus, peut le moins.

Combien de fois avons-nous vu des amateurs, des artisans ou des petits commerçants exécutant d'excellents montages, mais être incapables de mettre parfaitement au point leurs réalisations parce qu'ils n'avaient pas d'oscillographe. Pourquoi ? C'est un appareil beaucoup trop cher, rétorquent-ils.

Examinons ce problème. Certes, un oscilloscope du commerce est assez onéreux ; mais il n'est pas impossible de construire soi-même un tel appareil. D'autre part, parmi les pièces à rassembler pour cette construction, une seule est chère : c'est le tube à rayons cathodiques, toutes les autres n'étant que des pièces standard courantes dont un grand nombre figure déjà dans les tiroirs. Or, il est un tube cathodique parmi les surplus militaires, le VCR 97, que l'on peut se procurer aisément à un prix relativement bas.

Ne trouvez-vous pas que voici déjà pas mal de difficultés aplanies.

De très nombreux lecteurs possèdent des tubes VCR 97, soit qu'ils l'aient acheté séparément, soit qu'ils l'aient récupéré sur d'autres montages ou « unités » quelconques. Ces lecteurs sont autant de correspondants qui nous demandent un schéma de construction d'oscillographe leur permettant d'utiliser leur tube VCR 97.

Tant qu'à faire un oscilloscope, nous avons voulu réaliser un appareil sérieux, un appareil de classe, et c'est ce dont nous allons nous occuper maintenant, section par section, le schéma général de cet oscillographe étant donné sur la figure XXI-27-1.

*Amplificateur vertical*

L'entrée de l'amplificateur vertical se fait par les douilles A et B. L'amplification est assurée par deux étages équipés des tubes EF 80 et EL 83 ; le premier étage fonctionne avec contre-réaction d'intensité (résistance de cathode non découplée par un condensateur).

Quant aux charges anodiques des tubes EF 80 et EL 83, elles sont communes : la résistance de charge de plaque du tube EF 80 est prise sur l'anode du tube EL 83, d'où fonctionnement avec un taux élevé de contre-réaction de tension. La résistance de charge de plaque du tube EL 83 de 4,7 kΩ doit être obligatoirement du type **bobiné** (effet correcteur aux fréquences élevées).

Cette disposition de montage de l'amplificateur vertical n'est d'ailleurs pas une nouveauté, et beaucoup de nos lecteurs remarquerons qu'elle ressemble étrangement aux étages de vidéo-fréquence d'un récepteur de télévision.

Le résultat est que l'on obtient une transmission fidèle des signaux rectangulaires et une bande passante de l'ordre de 8 Mc/s avec un minimum de distorsion.

Selon l'amplitude des signaux à examiner appliqués à l'entrée AB, il est nécessaire de pouvoir disposer d'un atténuateur ; celui-ci est constitué par le potentiomètre double Pot. 1, deux éléments de 500 kΩ jumelés sur le même axe et connectés comme il est montré sur le schéma, donnant une impédance d'entrée sensiblement constante quelle que soit le réglage dudit atténuateur.

A la sortie de l'amplificateur vertical, remarquons l'inverseur Inv. 1 (inverseur à galette de préférence en stéatite). En effet, selon l'endroit où est prélevé le signal à observer, il peut avoir une polarité différente faisant que, dans certains cas, la figure obtenue sur l'écran de l'oscilloscope est inversée. L'inverseur Inv. 1 permettant d'attaquer l'une ou l'autre des plaques V1 V2 de déviation verticale, fournit par sa manœuvre la possibilité de placer l'image obtenue en position habituelle.

Lorsque l'amplitude du signal à observer est suffisante, il est évidemment inutile de passer par l'intermédiaire de l'amplificateur vertical. Dans ce cas, on ôte les cavaliers V des paires de douilles 1 et 2, et on applique le signal directement aux plaques de déviation verticale en attaquant par les douilles **a** et **b**.

Pour certaines mesures, il est parfois nécessaire d'appliquer une tension de 50 c/s à l'entrée de l'amplificateur vertical. Ceci s'obtient d'une façon très simple en plaçant un cavalier entre les douilles A et C ; en effet, la douille C reçoit une tension à 50 c/s prélevée sur la ligne de chauffage des tubes, par l'intermédiaire d'une résistance de sécurité de 220 Ω.

*Amplificateur horizontal*

Il s'agit cette fois d'un amplificateur push-pull équipé de deux tubes EF 86 permettant l'attaque symétrique des plaques de déviation horizontale.

L'entrée de l'amplificateur horizontal se fait par les douilles G et F. Notons aussi la possibilité de réglage de la tension appliquée au moyen du potentiomètre-atténuateur Pot. 5 (modèle double 2 × 500 kΩ jumelé, comme précédemment).

Une tension à 50 c/s peut éventuellement être aussi appliquée à l'entrée de cet amplificateur en plaçant un cavalier dans les douilles G et H.

Comme précédemment, remarquons la possibilité d'attaquer directement les plaques de déviation horizontale en ôtant les cavaliers des paires de douilles H1 et H2 et en appliquant la tension entre les douilles **g** et **f**.

Enfin, le fonctionnement normal en amplificateur horizontal est obtenu lorsque l'inverseur à galette **Inv. 2** est en position 2. Lorsqu'il est en position 1, les tubes EF 86 reçoivent la tension de balayage générée par la base de temps horizontale que nous allons voir maintenant.

*Base de temps horizontale*

Il s'agit là d'un montage très classique utilisant un thyratron EC 50 (support transcontinental) ; très exactement dans les mêmes conditions, signalons qu'il est possible d'employer le thyratron 2D 21 (type américain).

On sait que le but à atteindre avec une base de temps est l'obtention d'un balayage

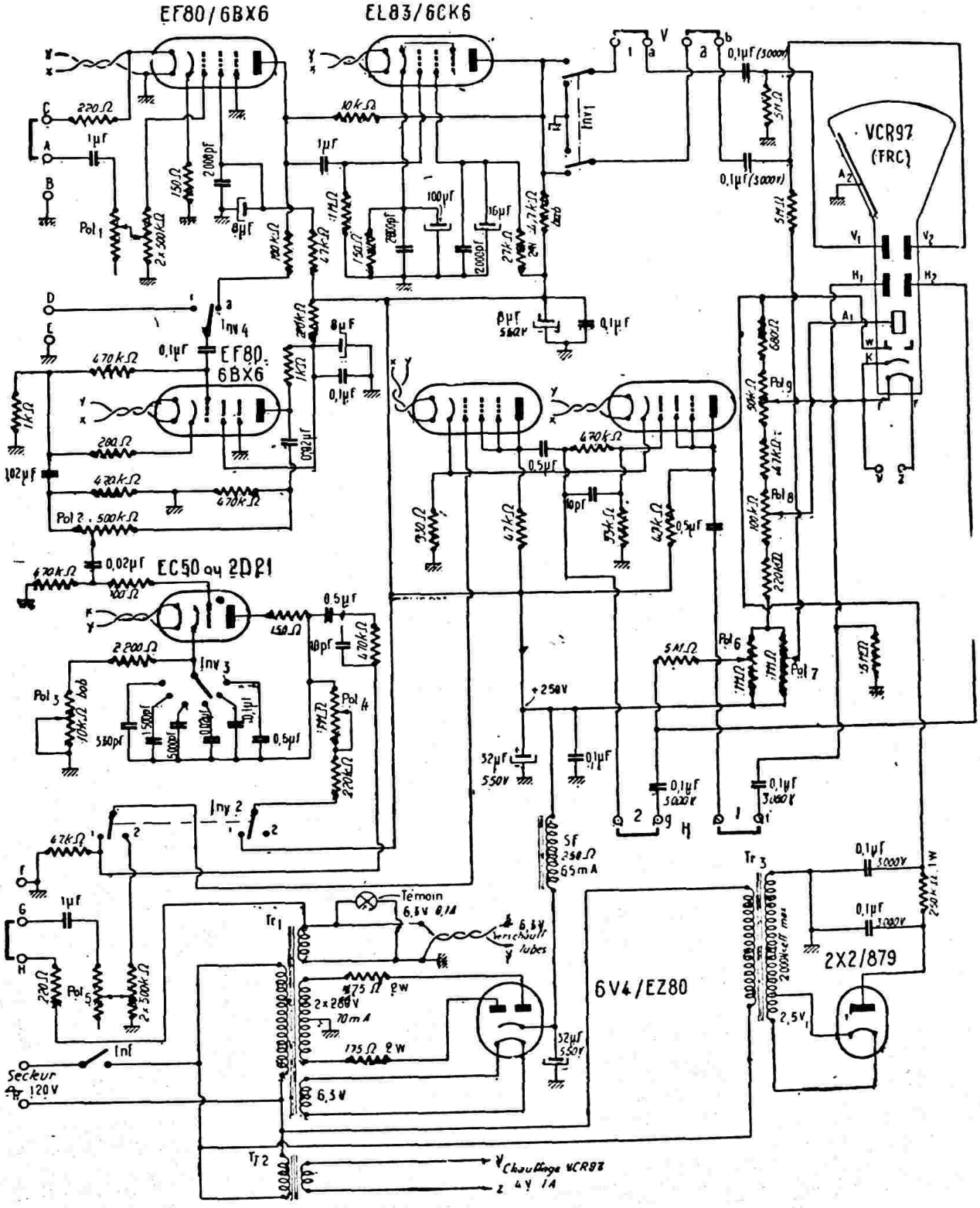



*Fig. XXI-27-1. — Les deux tubes pentodes amplificateurs pour la déviation horizontale sont du type EF 86.*

*La résistance commune (330 Ω) des cathodes de ces tubes doit être shuntée par un condensateur de 500 µF/30 V*

parfaitement linéaire sur toute la gamme des fréquences. En respectant les valeurs des éléments données sur notre figure XXI-27-1, satisfaction sera obtenue sur ce point.

Notre oscillateur à relaxation avec thyratron EC 50 couvre une bande de fréquences allant de 15 c/s à 30 000 c/s (30 kc/s) environ, et ce, en 6 gammes choisies par l'inverseur **Inv. 3** et se recouvrant largement les unes et les autres. Pour chaque gamme, le réglage exact à la fréquence de balayage désirée est obtenu par la manœuvre du potentiomètre **Pot. 4.** Quant au potentiomètre **Pot. 3,** il permet, lui, d'ajuster l'amplitude du balayage (on dit aussi la largeur du balayage).

Comme nous l'indiquons par ailleurs, la résistance commune des cathodes des tubes EF 86 indiquée comme faisant 330 Ω, doit être shuntée par un condensateur de 500 µF /30 V ; d'autre part, il est conseillé de remplacer cette résistance ordinaire par une résistance ajustable « Justohm » de 470 Ω (type 15 mA/J4) que l'on règle pour l'obtention de la meilleure linéarité horizontale.

Pour nos lecteurs qui désireraient faire l'observation de signaux à fréquences très élevées, précisons tout de suite qu'il est possible de remplacer cette base de temps classique à thyratron par la base de temps genre « Puckle » décrite plus loin (fig. XXI-27-5).

*Synchronisation*

Nous savons qu'un examen sérieux d'oscillogramme (l'image obtenue sur l'écran de l'oscilloscope) ne peut être fait que s'il est parfaitement stable. Que voulez-vous voir de précis si la courbe sautille, ou glisse à droite ou à gauche ? Comment obtenir cette stabilité ? C'est le rôle de la synchronisation. Mais encore faut-il que celle-ci soit faite correctement, c'est-à-dire que les impulsions de synchronisation soient d'amplitude suffisante, sans être excessive, et soient dirigées dans le sens convenable (polarité). Pour cela, nous avons jugé intéressant de monter un tube EF 80 supplémentaire (montage remarqué sur un oscillographe industriel).

L'inverseur **Inv. 4** étant en position 2 reçoit une fraction du signal à observer, dérivée de l'amplificateur vertical, fraction de signal transmise à la grille du tube EF 80. Si nous plaçons l'inverseur **Inv. 4** en position 1, nous pouvons obtenir la synchronisation à partir d'une source extérieure ; la fraction de synchronisation est alors appliquée aux douilles DE. Enfin, si l'on attaque directement les plaques de déviation verticale par les douilles Va et Vb, sans passer par l'amplificateur, la synchronisation sera obtenue en reliant par un fil, la douille D à la douille Va ou Vb sur laquelle est appliquée le signal à observer ; dans ce cas, l'inverseur **Inv. 4** est également en position 1.

Revenons maintenant légèrement en arrière. Dans tous les cas, le signal de synchronisation est toujours appliqué à la grille de commande du tube EF 80, lequel, du fait de ces conditions d'emploi, fonctionne en limiteur d'amplitude. Les sorties des signaux de synchronisation s'effectuent simultanément sur la cathode et sur l'anode de ce tube, mais avec des polarités opposées. Or, ces sorties aboutissent aux extrémités du potentiomètre **Pot. 2.** Lorsque le curseur de ce potentiomètre sera en position médiane, les impulsions de synchronisation appliquées à la grille du thyratron seront nulles.

Ces impulsions seront d'amplitude d'autant plus grande suivant que l'on rapprochera de plus en plus le curseur de l'une ou l'autre extrêmité du potentiomètre. Mais, selon que le curseur progressera vers l'un ou vers l'autre extrémité, la polarité de l'impulsion sera dans un sens ou dans l'autre. En conséquence, l'adjonction du tube EF 80 de synchronisation et du potentiomètre **Pot. 2** permet d'appliquer dans tous les cas, le niveau correct de synchronisation et de polarité convenable, quel que soit le signal observé ou le mode d'observation.

*Tube cathodique (TRC)*

Nous avons déjà exposé les raisons qui nous ont conduit à choisir le tube cathodique VCR 97. Nous n'y reviendrons pas ; nous ajouterons simplement qu'il s'agit d'un tube de couleur verte et de 160 mm de diamètre d'écran, diamètre donc très confortable. Nous alimentons ce tube à 2 000 volts, ce qui permet d'obtenir un spot très brillant et surtout une trace fine et lumineuse.

En examinant la figure XXI-27-1, nous remarquons l'échelle potentiométrique formant diviseur de tension pour les diverses électrodes du tube cathodique. Notons, tout d'abord, les potentiomètres **Pot. 6** et **Pot. 7,** respectivement pour les cadrages horizontal et vertical. Puis, nous avons le potentiomètre **Pot. 8** de concentration (ou focalisation) par ajustage de la tension de l'anode 1 du tube cathodique. Enfin, nous avons le potentiomètre **Pot. 9** de luminosité par ajustage de la tension de cathode

(polarisation). Entre chaque potentiomètre, se trouvent intercalées des résistances déterminant des tensions correctes pour l'alimentation des diverses électrodes.

A ce propos, il faut remarquer qu'il est possible de remplacer le tube VCR 97 préconisé pour les raisons que l'on sait, par tout autre tube de caractéristiques voisines et même assez différentes. Il suffit de comparer les caractéristiques de cet autre tube avec celles du VCR 97 que nous donnons plus bas, et d'établir une échelle potentiométrique aux valeurs convenables déterminant des tensions d'alimentation correctes pour les électrodes.

*Caractéristiques du TRC, type VCR 97*

Diamètre d'écran : 160 mm ;

Chauffage 4 V 1 A ; Polar. max. = 100 V ; V A1 = 200 V ; V A2 = 2 000 V max. ; Ecran couleur verte, persistance courte ; sensibilités : horizontale = 0,3 mm/V, verticale = 0,57 mm/V ; brochage : voir figure XXI-27-2.

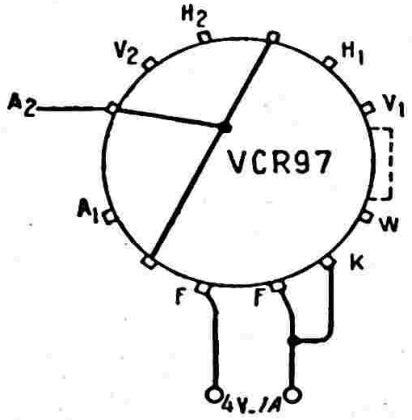



*Fig. XXI-27-2*

*Alimentation*

Nous avons tout d'abord une alimentation normale et classique pour la haute tension générale avec valve 6V4, et pour le chauffage des diverses lampes (transformateur Tr. 1).

Par ailleurs, nous avons l'alimentation du tube cathodique. La tension de chauffage du VCR 97 est de 4 volts et nous avons réalisé le transformateur de chauffage Tr. 2 de la façon suivante : nous avons utilisé un transformateur de modulation pour haut-parleur dont nous avons conservé soigneusement l'enroulement primaire destiné à devenir l'enroulement relié au secteur. Par-dessus ce primaire, nous avons placé quelques couches de papier huilé et de ruban « scotch » afin de réaliser un bon isolement entre primaire et secondaire, secondaire que nous avons bobiné par-dessus, à spires jointives (fil de 10/10 de mm émaillé) en évitant d'approcher trop près des bords (risque d'arc avec le noyau magnétique) ; ce secondaire comporte évidemment un nombre de tours convenable pour fournir la tension de 4 volts nécessaire au chauffage du tube cathodique.

L'alimentation à très haute tension à 2 000 V est assurée par le transformateur **Tr. 3** (modèle du commerce) et la valve 2X2/879. Le filtrage est effectué par une cellule en $\pi$ à résistance et condensateurs.

*Caractéristiques des éléments*

Les valeurs et les caractéristiques essentielles des éléments sont données directement sur le schéma de la figure XXI-27-1. Cependant, voici quelques précisions complémentaires :

a) Sauf indication spéciale, toutes les résistances sont du type carbone 1/2 watt.

b) Tous les condensateurs de capacité égale ou inférieure à 2 000 pF sont du type céramique.

Tous les autres condensateurs sont du type papier ou électrochimique selon représentation schématique. Pour les condensateurs au papier, ils sont à tension d'essai 1 500 V, sauf certains pour lesquels la tension d'essai est spécifiée à 3 000 V.

Pour les condensateurs électrochimiques, ils sont tous du type 550 V, sauf le condensateur de cathode du tube EL83 de 100 µF qui est du type 25 V seulement. Tous ces condensateurs sont en boîtiers carton, sorties par cosses d'extrémité, sauf les deux condensateurs du filtre de 32 µF chacun qui sont montés en boîtier d'aluminium.

Enfin, en ce qui concerne les potentiomètres, disons que ce sont tous des potentiomètres au carbone à **variation linéaire**, sauf le potentiomètre **Pot. 3** qui, bien que linéaire aussi, est un modèle bobiné.

*Réalisation pratique*

La figure XXI-27-3, par ses vues de dessus et de côté de l'oscilloscope, nous montre la disposition pratique des principaux organes constitutifs.

Nous voyons, en outre, que le châssis principal est porteur d'un panneau avant et d'un panneau arrière. Le panneau avant reçoit les principales commandes de l'oscillographe selon la disposition représentée sur la figure XXI-27-4.

Quant au panneau arrière, il est lui-même porteur d'un rabat (à la partie supérieure) destiné à recevoir les quatre douilles de V1 et V2, les quatre douilles de H1 et H2, l'inverseur **Inv. 1** et les deux potentiomètres de cadrage (Pot. 6 et Pot. 7).

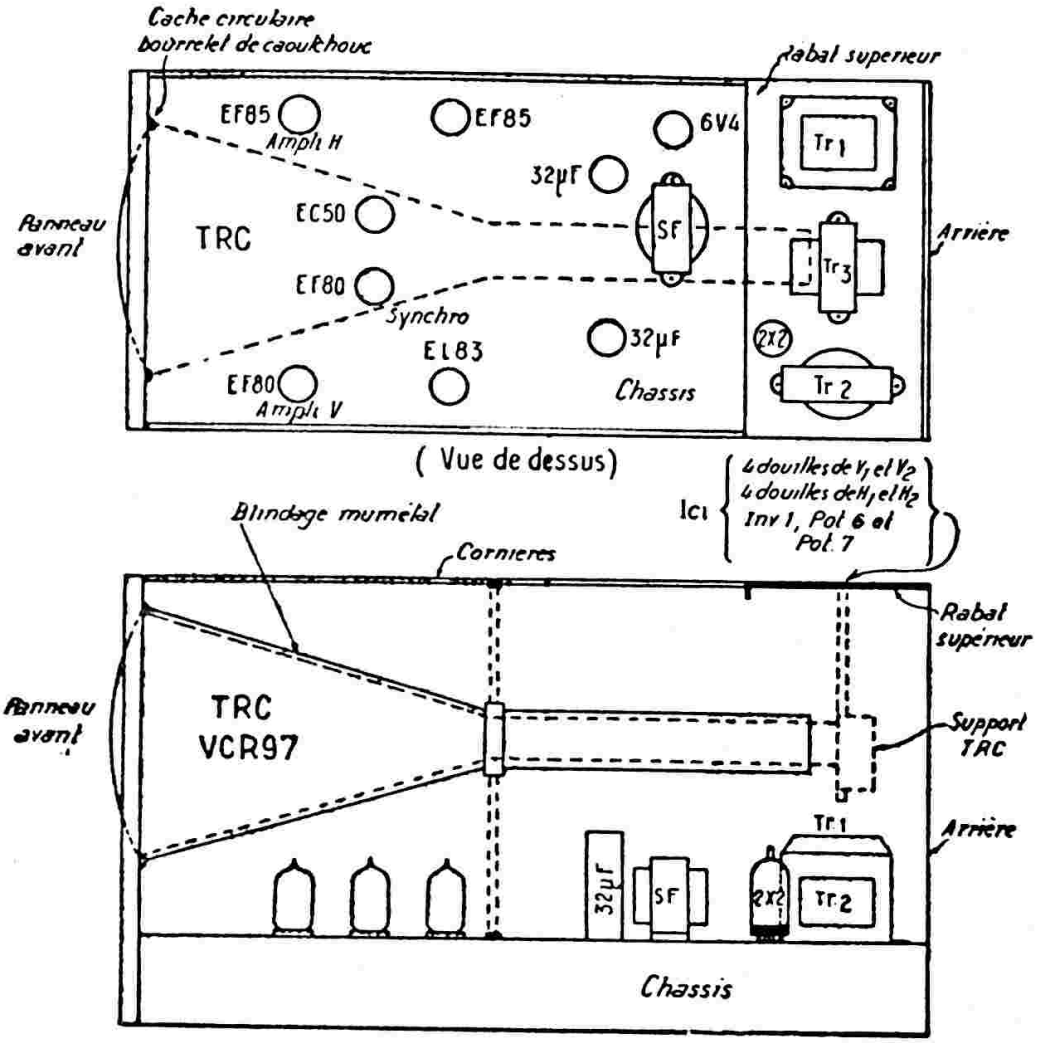



*Fig. XXI-27-3*

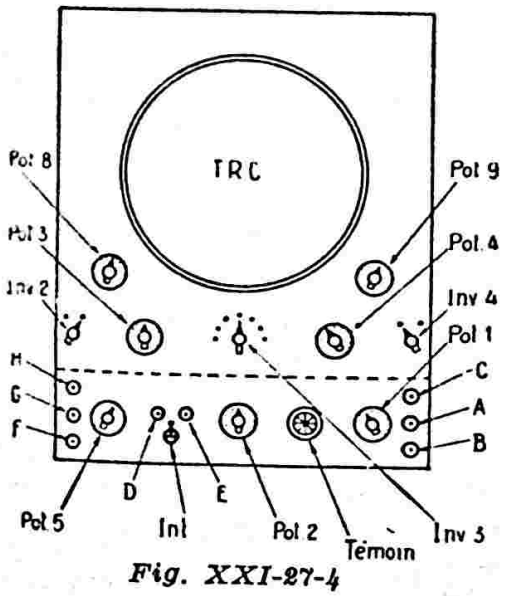



*Fig. XXI-27-4*

En effet, les connexions entre ces divers éléments et les plaques de déviation du tube cahtode (sorties sur le culot) doivent être les plus courtes possibles. Seule, cette disposition rationnelle pouvait satisfaire à cette condition.

Le rabat supérieur est relié au panneau avant par deux cornières. Sous le rabat, nous avons un étrier amovible (ou facilement démontable) recevant le support du tube cathodique.

Le tube cathodique doit être recouvert de son blindage cylindro-cônique en mumétal.

●

*Base de temps pour fréquences élevées*

Les caractéristiques habituelles de la base de temps du balayage honrizontal que l'on rencontre sur les oscilloscopes courants ne

sont généralement pas suffisantes pour l'observation de signaux à fréquences très élevées. Et, ce, aussi bien qu'il s'agisse d'oscilloscopes de construction « amateur » que de nombreux oscilloscopes commerciaux.

En effet, il est bien rare que la fréquence de balayage d'un oscilloscope normal excède 50 000 Hz, la plupart se limitant à 30 000 Hz. Or sur l'écran d'un oscilloscope, on ne peut guère faire d'observations valables si la fréquence du signal à examiner est supérieure à 10 fois la fréquence de balayage. En fait, dans de telles conditions, les « cycles » du signal observé sont déjà bien resserrés les uns contre les autres. De toutes façons, en admettant malgré tout ces conditions, cela fait une fréquence maximum de l'ordre de 300 kHz pour le signal à examiner.

Le montage décrit dans les lignes suivantes est un multivibrateur dérivé du schéma de *Puckle,* bien connu tout au moins de réputation. Sa fréquence d'oscillation peut se régler entre 10 Hz et 500 000 Hz, et avec une parfaite linéarité. Toujours en admettant les mêmes conditions que précédemment, il devient alors possible d'examiner des signaux dont la fréquence est de l'ordre de 5 MHz (en supposant évidemment, que l'amplificateur *vertical* de l'oscilloscope les transmette correctement par ailleurs).

Le schéma de cet oscillateur multivibrateur est représenté sur la figure XXI-27-5 ; il comporte un tube ECC 81 (12AT7) et un tube EC 92 (6AB4). Ce dernier est le tube de décharge, les éléments déterminant la fréquence étant les condensateurs et résistances montés dans son circuit de cathode. L'élément triode II du tube ECC 81 est l'élément de commande. Durant la période d'aller de la dent de scie, cet élément II est conducteur, alors que le tube EC 92 est bloqué. Mais lorsque son potentiel de cathode diminue jusqu'à l'établissement du courant anodique, la tension de plaque décroît brutalement, et cette variation rapide est transmise à la grille de l'élément II par l'intermédiaire d'un condensateur de 0,05 µF. Cet élément triode est alors bloqué à son tour par sa grille qui se trouve portée au « cut-off ».

Dans le même temps, le tube EC 92 devient conducteur : période partielle du retour de la dent de scie. Et le cycle recommence et se poursuit...

La fréquence d'oscillation se détermine par bonds, par gammes, à l'aide d'un inverseur à 5 positions commutant cinq condensateurs, et on l'ajuste progressivement par la manœuvre du potentiomètre *Pot.* 2 (« Ohmic » type M 25 à piste moulée ; 5 MΩ à variation linéaire).

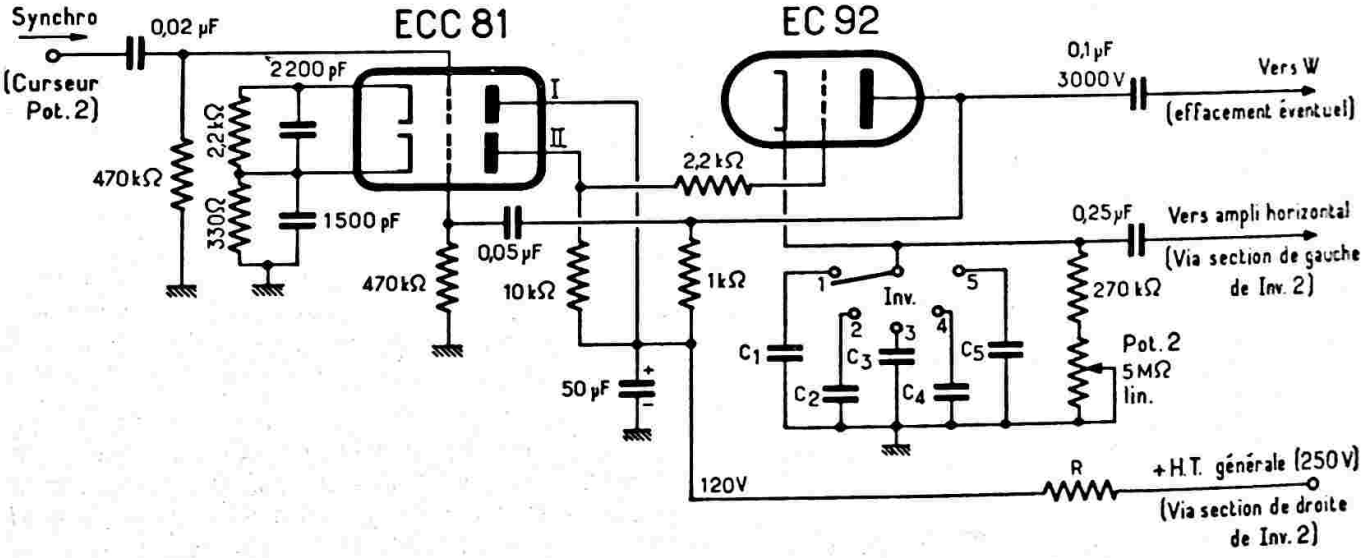



*Fig. XXI-27-5*

Le montage est suffisamment simple et peu encombrant pour être substitué à n'importe quel relaxateur à thyratron (ou autre montage oscillateur) de tout oscilloscope, sans être obligé de tout modifier d'autre part. D'où, la possibilité facile d'accroître les qualités et les performances d'un oscilloscope ordinaire. Il y a tout de même lieu de tenir compte de certains points qui seront exposés plus avant.

Les gammes de fréquences et les valeurs des condensateurs correspondants sont indiquées ci-dessous :

Gammes :

de 10 à 120 Hz environ .. $C_1 = 0{,}2$ µF
de 100 à 1 200 Hz environ. $C_2 = 0{,}02$ µF
de 1 000 à 12 000 Hz environ. $C_3 = 2\,000$ pF
de 10 à 120 kHz environ .. $C_4 = 200$ pF
de 100 à 500 kHz environ. $C_5 = 20$ pF

Toutefois, en ce qui concerne $C_5$ nous reparlerons plus loin de la valeur de cette capacité.

Sur l'anode du tube EC 92, nous disposons d'une impulsion négative lors du retour de la dent de scie ; cette impulsion peut être utilisée, en l'appliquant à la grille-wehnelt du tube cathodique, pour effacer la trace du retour du spot sur l'écran. En nous reportant à la figure XXI-27-1, cette connexion sera donc reliée à l'électrode W du tube cathodique ; mais dans la liaison existante allant de ce point de connexion (W) à la résistance de 680 Ω du diviseur, il faudra intercaler une résistance de 33 kΩ en série.

L'élément triode I du tube ECC 81 peut recevoir les signaux de synchronisation, comme à l'accoutumée, soit de provenance extérieure, soit issus du signal à observer. L'amplitude des signaux de synchronisation peut varier entre 0,1 et 1 volt. Le condensateur de 0,02 µF est donc connecté au curseur du potentiomètre de synchronisation *Pot.* 2. L'élément triode I est monté en « cathode follower » et les signaux de synchronisation se retrouvent appliqués sur la cathode de la triode II.

L'alimentation nécessite le chauffage des lampes et la haute tension qui sont naturellement prélevés sur l'oscilloscope. Cette haute tension doit être de 120 V ; en partant du + H.T. générale à 250 V de l'oscilloscope, on l'obtient par intercalation d'une résistance R de 15 kΩ 3 W. La commutation d'alimentation H.T. de la base de temps sera toujours faite par la section de droite de l'inverseur *Inv.* 2.

L'amplitude de la tension en dents de scie destinée au balayage est de l'ordre de 8 volts... ce qui n'est généralement pas suffisant pour obtenir un balayage horizontal complet d'un tube cathodique. Et c'est ici que nous voudrions attirer l'attention de nos lecteurs qui envisagent de modifier leur oscilloscope.

Le montage que nous venons de décrire ne se substitue qu'à l'oscillateur *seul* équipant à l'origine l'oscilloscope, c'est-à-dire bien souvent au thyratron. En d'autres termes, il doit toujours être *suivi* du tube (ou des tubes) amplificateur de balayage horizontal.

D'autre part, le circuit de sortie du multivibrateur, aux bornes duquel apparaît la tension en dents de scie, présente une résistance très élevée. En conséquence, il doit être connecté sur une entrée également à résistance très élevée ; faute de quoi, la linéarité du balayage serait altérée.

Enn, la capacité d'entrée du circuit (disons de l'amplificateur) faisant suite s'ajoute à la capacité du condensateur commuté par l'inverseur *Inv.* Pour les positions 1, 2, 3 et 4, cela n'a que peu d'importance ; mais il en va tout autrement pour la position 5. En effet, le condensateur $C_5$ est seulement de 20 pF... et si la capacité d'entrée faisant suite est de 15 pF par exemple, cela nous fera une capacité totale de 35 pF avec laquelle il ne nous sera pas possible d'atteindre une fréquence de balayage de 500 kHz. Il faudra donc toujours déduire la capacité d'entrée de l'amplificateur faisant suite pour obtenir la véritable capacité pratique du condensateur $C_5$ à utiliser. Il va sans dire évidemment que cet amplificateur horizontal doit pouvoir transmettre les signaux de balayage en dents de scie à fréquence élevée (500 kHz) sans déformation.

Dans notre cas particulier, la capacité d'entrée d'un tube EF 86 étant de 4,4 pF, le condensateur $C_5$ devra donc avoir une capacité réelle de 15 pF.

Quant à la sortie de cette base de temps, elle sera reliée à l'amplificateur horizontal par l'intermédiaire de la section de gauche de l'inverseur *Inv.* 2 (position 1) et, bien entendu, la résistance de 47 kΩ prévue à l'origine entre cette position et la masse, est remplacée par une résistance de 3,3 MΩ.

Pour terminer, redisons encore qu'il serait inutile de vouloir transformer un quelconque oscilloscope en l'équipant d'une telle base de temps, si son amplificateur *vertical* était incapable de transmettre correctement et sans aucune distorsion, les signaux de fréquences élevées désirant être observés.

●

**Wobbulateur**

Pour l'alignement d'un récepteur, il faut nécessairement disposer, soit d'un générateur H.F. modulé en fréquence, soit d'un générateur H.F. modulé en amplitude, mais alors couplé à un wobbulateur destiné à faire « danser » la fréquence de part et d'autre de la fréquence moyenne. Dans les deux cas, la synchronisation de la modulation en fréquence avec la base de temps de l'oscillographe est nécessaire.

Dans cet ordre d'idées, nous donnons, tout d'abord, le schéma d'un wobbulateur simple (fig. XXI-28).

Le tube 6C4 est l'oscillateur, et le tube EF85, le tube de glissement (modulation en fréquence). La fréquence d'oscillation propre du wobbler est déterminée par la bobine $L_1$ ($L_2$ étant la bobine d'entretien) ; on utilisera avec succès, par exemple, un bobi-

nage oscillateur G.O. de récepteur. On attaque l'entrée par un générateur H.F. ordinaire, et l'on recueille une tension H.F. *de battement modulée en fréquence* aux bornes de sortie, qui seront connectées au récepteur à régler. Supposons que l'ensemble $L_1$-$L_2$ détermine une fréquence de 455 kc/s ; la fréquence du générateur devra être égale, soit à : 455 + fréquence à examiner, soit à : 455 — fréquence à examiner.

L'oscillation sur 455 kc/s doit être obtenue uniquement par le réglage du noyau de $L_1$ ; autrement dit, il ne faut placer aucun condensateur en parallèle sur cette bobine.

Pot.$_1$, potentiomètre de 2 000 Ω bobiné linéaire, est l'atténuateur HF classique. Si l'on désire une tension HF de sortie plus importante, on peut réduire la valeur de $R_1$.

d'étage MF, par exemple) il n'y a pas à faire interférer le wobbulateur avec un générateur HF extérieur (battement résultant); le wobbulateur s'utilise seul.

**Générateur H.F. modulé en fréquence (1).**

Dans le montage précédent, il est à noter que si la moyenne fréquence à régler (M.F. du récepteur) est égale à la fréquence engendrée (2) par $L_1$ $L_2$ (fig. XXI-28), il n'est pas nécessaire de disposer d'un générateur auxiliaire modulé en amplitude.

Naturellement, pour les autres fréquences, il est obligatoire de réaliser le *battement* que nous avons signalé.

Aussi, allons-nous donner maintenant le schéma d'un générateur H.F. *complet* modulé en fréquence appliquant les principes

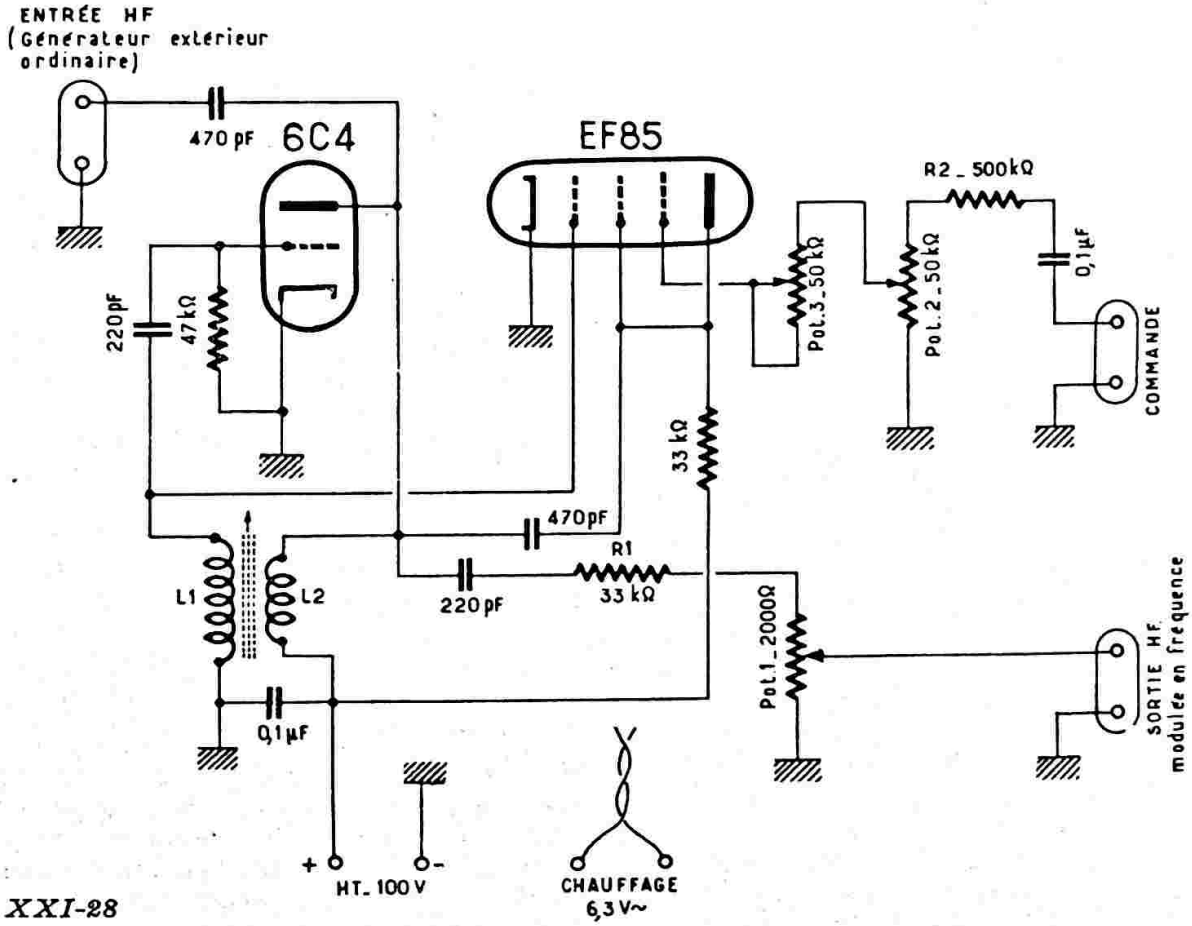



*Fig. XXI-28*

La commande de la lampe de glissement s'applique sur la grille-suppressor, à partir de l'oscillateur à relaxation, base de temps de l'oscilloscope. Il est facile de régler la largeur de bande du swing de fréquence par le potentiomètre linéaire Pot.$_3$ ; au cas où l'incursion de fréquence serait insuffisante, réduire la valeur de $R_2$ Du fait de cette commande, la synchronisation est automatique ; le potentiomère Pot.$_3$ s'ajuste une fois pour toutes.

Il est bien évident que si l'on veut observer des circuits réglés sur 455 kc/s (cas très classiques du battement et du tube à réactance, et couvrant la bande de 100 à 1.200 kc/s, avec un « swing » réglable entre 0 et 50 kc/s.

Le schéma de la figure XXI-29 indique la plupart des valeurs des éléments ; précisons cependant que le tube 6BA6 est le modulateur à réactance ; le 6C4, l'oscillateur fixe modulé en fréquence ; et le

(1) Voir appareil similaire dans le *Haut-Parleur*, n° 890, page 152.
(2) Disons 455 ou 456 kc/s.

ECH81, l'oscillateur variable changeur de fréquence (battement des deux oscillateurs).

Les sorties sont les suivantes :

*a*) Sortie H.F. (amplitude réglable) ;

*b*) Balayage à 50 c/s : tension sinusoïdale à 50 p.p.s. pouvant être utilisée pour le balayage horizontal du tube cathodique de l'oscillographe (par exemple, examen d'une courbe de sélectivité par la méthode « simple trace ») ;

*c*) Synchronisation : dans le cas de l'examen d'une courbe de sélectivité par la méthode « double trace », le balayage est assuré par la base de temps de l'oscilloscope qui doit être synchronisée à 100 p.p.s. ; la douille « synchro » fournie cette tension de synchronisation de 100 c/s ; en effet, la connexion Rd est branchée à la cathode de la valve de redressement (1), avant la section de filtrage, où l'on dispose bien d'une tension ondulée à 100 c/s.

Voici, d'autre part, les caractéristiques des bobinages :

$L_1 = 158$ spires de fil émaillé 25/100 de millimètre, jointives sur un mandrin de carton bakélisé de 30 millimètres de diamètre ; prise de masse à la 37e spire comptée à partir du côté plaque (à accorder par l'ajustable sur 1.600 kc/s).

$L_2 = 60$ spires jointives de fil émaillé 25/100 de millimètre sur un mandrin en carton bakélisé de 20 millimètres de diamètre. Sur ce même mandrin, et à une distance de 2 millimètres, on bobinera $L_3$.

$L_3 = 45$ spires jointives, même fil ; bien veiller au sens des connexions pour l'entretien des oscillations.

$L_4 = 160$ spires en nid d'abeilles de fil 15/100 de millimètre, deux couches soie, sur mandrin bakélisé de 10 millimètres de diamètre ; circuit résonnant série d'absorption de l'harmonique 2 de l'oscillatrice $L_1$ (donc, à accorder, par l'ajustable, sur 3.200 kc/s).

Le condensateur variable C.V. de 100 pF étant sur capacité maximum, on accorde $L_2$, au moyen de l'ajustable, sur 1.700 kc/s. Ainsi, le battement résultant est de 100 kc/s. Au maximum de capacité de C.V., $L_2$ oscille vers 2.800 kc/s, d'où battement résultant de 1.200 kc/s.

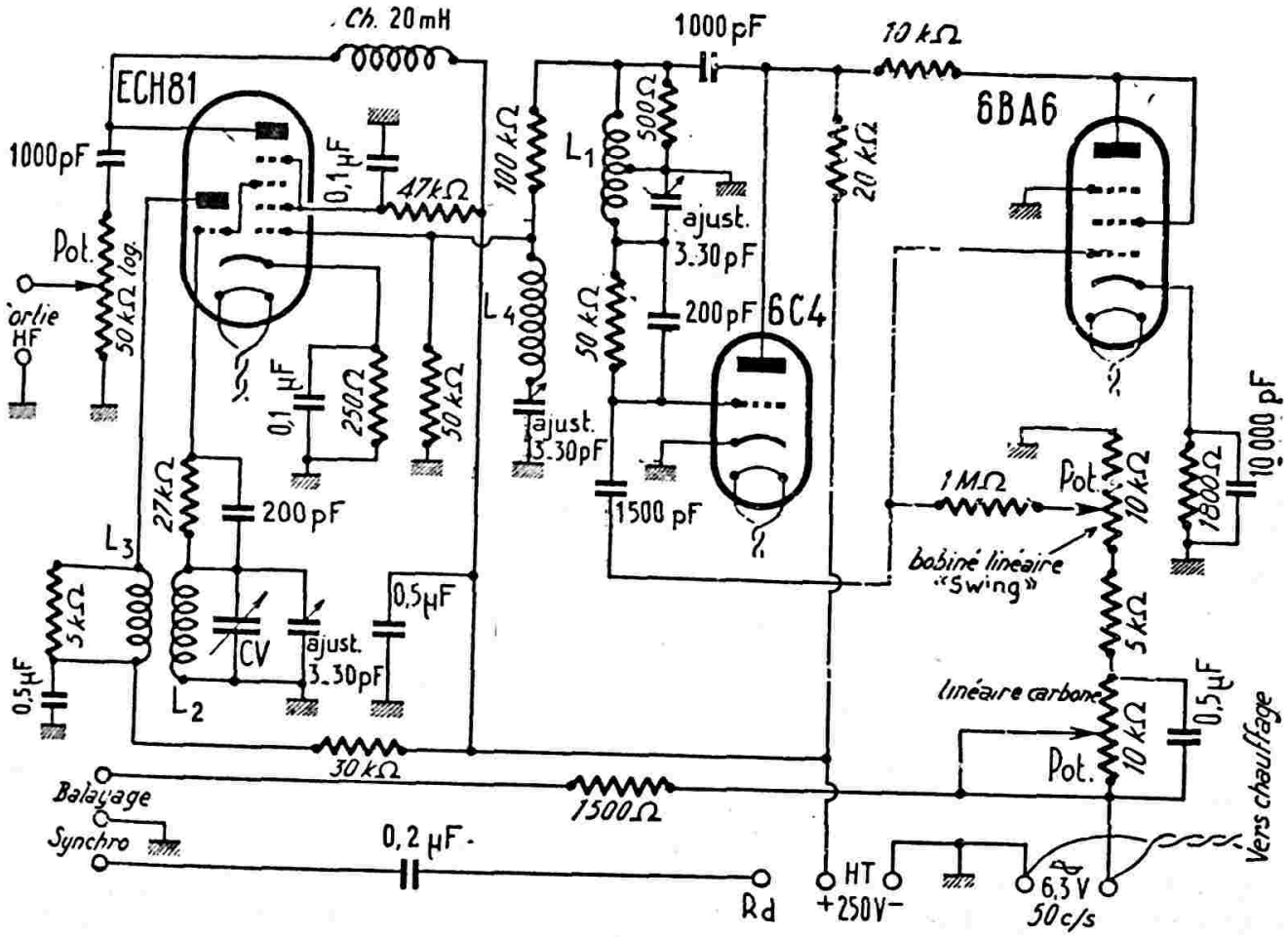



*Fig. XXI-29*

(1) La partie alimentation, tout à fait classique, n'a pas été représentée sur la figure XXI-29.

On dispose donc bien de toutes les fréquences comprises dans la bande 100 à 1.200 kc/s, chaque fréquence pouvant être modulée à 50 c/s avec un swing réglable entre 0 et 50 kc/s. Il ne reste qu'à étalonner, en lecture directe par exemple, le cadran du condensateur variable C.V.

## § 9. — Modulomètres

Le pourcentage de modulation d'un émetteur peut se mesurer de plusieurs façons ; mais certains appareils, dénommés « modulomètres », faciles à réaliser et peu coûteux, permettent une *appréciation rapide* du taux de modulation.

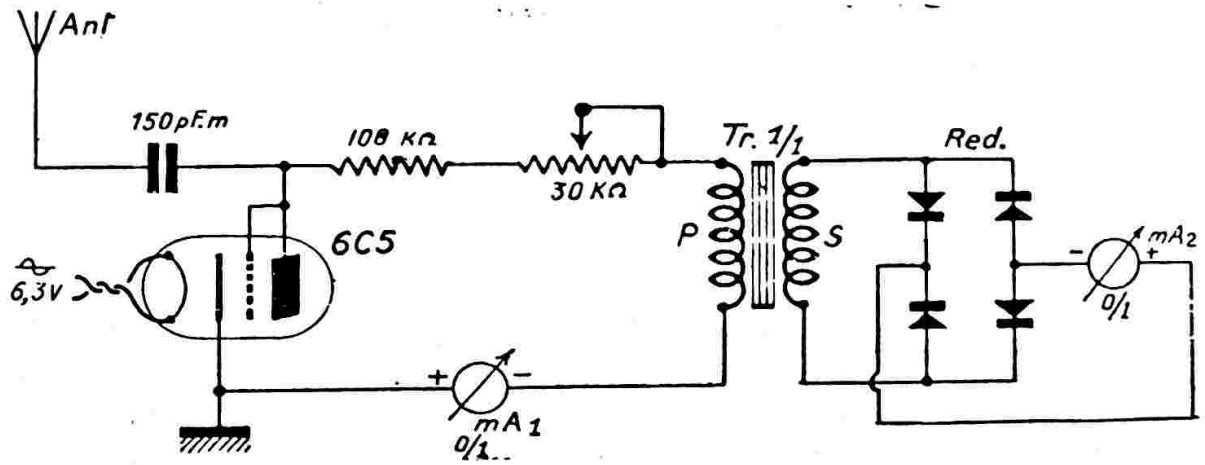



*Fig. XXI-30*

Le schéma d'un tel appareil est donné sur la figure XXI-30. On applique une fraction de l'énergie haute fréquence modulée sur un tube 6C5 monté en diode. Le courant détecté, circulant à travers la résistance de 100.000 ohms, est directement proportionnel à l'enveloppe de la porteuse H.F. ; ce courant est, d'ailleurs, formé d'une composante continue (porteuse) et d'une composante alternative (modulation).

La composante continue, proportionnelle à l'amplitude de la porteuse, est mesurée par le milliampèremètre $mA_1$.

La composante alternative est mesurée par le milliampèremètre $mA_2$ (le redressement, nécessité par l'emploi d'un milliampèremètre à cadre, est effectué par une cellule oxymétal Red, type M1 Westinghouse).

Le taux de modulation est égal au rapport des lectures de $mA_2$ à $mA_1$.

Néanmoins, comme $mA_2$ indique des valeurs efficaces, et comme le taux de modulation est un rapport entre valeurs de crête, le pourcentage de modulation est exactement :

$$\left[ \frac{mA_2}{mA_1} \times 100 \times \sqrt{2} \right] \text{ en \%.}$$

On peut supprimer le facteur $\sqrt{2}$ et obtenir une lecture plus facile, en adoptant un transformateur B.F. de liaison Tr. de rapport élévateur 1,41 (au lieu de 1). On s'arrange alors, par le couplage de l'antenne et le réglage de la résistance variable de 30.000 ohms, pour obtenir la déviation totale de $mA_1$, soit 1 milliampère. On peut lire ainsi le taux de modulation directement sur $mA_2$ (de déviation totale 1 mA également).

On a évidemment :

| | |
|---|---|
| Pour 1 mA ..... | 100 % |
| Pour 0,8 mA ..... | 80 % |
| Pour 0,5 mA ..... | 50 % |

On peut réaliser Tr. sur une carcasse de vieux transformateur B.F., en bobinant 2.850 tours au primaire et 4.500 tours au secondaire (fil émaillé 10/100). On remarquera que le rapport secondaire/primaire n'est pas 1,41, comme indiqué théoriquement, mais égal à environ 1,57, cela pour compenser les pertes dans le transformateur.

L'antenne peut être constituée par un simple fil isolé voisinant plus ou moins avec la sortie de l'émetteur (feeder, par exemple).

D'autre part, nous donnons sur la figure XX-31-1 le schéma d'un modulomètre du commerce (marque Triplett).

Si le montage diffère du précédent, le principe reste le même. Par couplage à l'émetteur, on cherche à obtenir une lecture de 0,5 mA en I (donc, la moitié de la déviation). En période de modulation,

l'appareil II (200 µA) indique directement la profondeur de modulation. Deux bornes sont prévues pour le branchement d'un casque, afin de pouvoir utiliser le modulomètre en « monitor » également.

Pour terminer, la figure XXI-31-2 donne le schéma d'un modulomètre, très intéressant également, mais conçu selon un principe différent. Nous ne dirons cependant

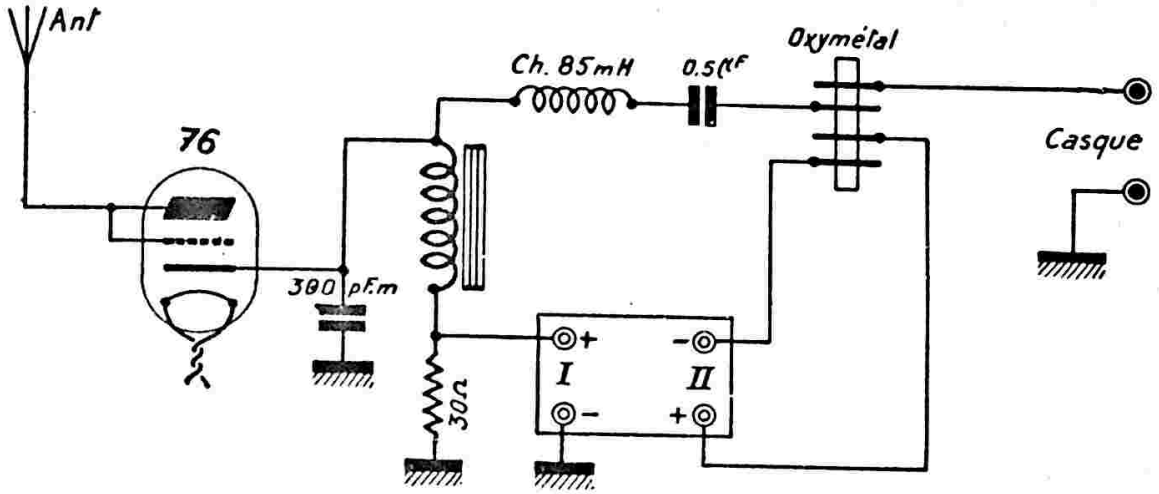



*Fig. XXI-31-1*

pas : « principe nouveau » ; en effet, un appareil du même genre a été décrit dans le *Journal des 8* du 3 janvier 1937 ! Naturellement, nous l'avons amélioré et modernisé. Il s'agit, en somme, d'un système différentiateur permettant, après réglage, la lecture directe du taux de modulation avec une bonne précision.

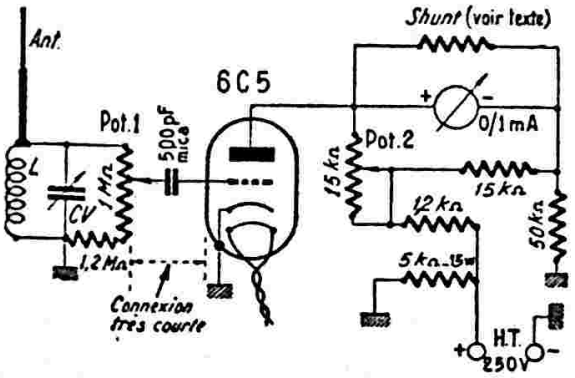



*Fig. XXI-31-2*

Disons que, par l'effet du blocage de grille obtenu au moyen du condensateur de 500 pF au mica (ou céramique), la tension moyenne de grille est constamment égale à l'amplitude (valeur de crête) de la haute fréquence modulée qui lui est appliquée.

Aux essais, si l'on constate que l'aiguille du modulomètre fournit des indications trop rapides ne permettant pas une mesure ou une lecture facile — en d'autres termes, si l'aiguille ne présente pas une inertie suffisante — il suffit d'augmenter la capacité du condensateur de grille ; de 500 pF, on peut essayer progressivement jusqu'à 10 000 pF, mais il faut toujours utiliser un condensateur sans fuite (type mica ou céramique).

Bien entendu, le tube 6C5 peut être remplacé par tout autre tube similaire : 6AB4, 6C4, EC92, etc...

Le collecteur Ant. est toujours constitué par une petite tige métallique ; le circuit L.CV. est accordé sur la fréquence de l'émission. L'appareil est alimenté à partir d'une H.T. de 200 à 250 volts parfaitement stable. L'indicateur de ce modulomètre est un milliampèremètre à cadran de déviation totale de 1 mA ; on shunte ce milliampèremètre par une résistance de façon à obtenir sa déviation totale pour 1,1 mA. Lorsque cela est acquis, on colle un papier sur le cadran primitif et on refait l'étalonnage du nouveau cadran pour cette nouvelle déviation totale (de 0 à 1,1 mA). Comme on le voit sur notre schéma, le milliampèremètre est monté en pont dans le circuit anodique du tube 6C5.

Voici les réglages à effectuer :

*a*) En l'absence de H.F. (émetteur non en service), faire le *zéro* du milliampèremètre à l'aide de $Pot_2$ ;

*b*) Avec l'émetteur en service, mais sans modulation, régler $Pot_1$ de façon que l'aiguille dévie jusqu'à 0,5 mA ; ce qui correspondra, bien entendu, à un taux de modulation de 0 % ;

*c*) En modulation totale (100 %), l'aiguille atteindra une valeur double (1 mA).

On établira donc, sur le cadran, les indications du taux de modulation, comme suit :

0,5 mA = 0 % ; 0,6 mA = 20 % ; 0,7 mA = 40 % ; 0,8 mA = 60 % ; 0,9 mA

= 80 % ; 1 mA = 100 % et 1,1 mA = 120 %.

Il est à remarquer que la grille du tube 6C5 est « en l'air » ; il convient donc de choisir un condensateur $C_1$ d'excellente qualité, sans fuites, et un tube triode sans courant grille.

Pratiquement, avec tous les modulomètres que nous venons de décrire, il est sage de se limiter à une indication de 90 %, par suite de l'inertie de ces appareils ; sinon, les crêtes très courtes, incluses dans la modulation vocale principalement, et non indiquées par l'aiguille, risquent de dépasser le taux maximum permis de 100 %.

Ces appareils sont faciles à construire, peu onéreux mais est-il besoin de préciser que rien ne saurait remplacer un oscillographe ? (Voir chapitre X, § 8).

## § 10. — Fréquences étalonnées

Plusieurs stations du globe transmettent, soit continuellement, soit périodiquement, des ondes étalonnées H.F. et B.F.

Nous nous bornerons à signaler, dans ce paragraphe, les émissions faites par les stations WWV du « National Bureau of Standards » de Washington (émetteurs de Beltsville, Maryland).

Ces émissions ont lieu 24 heures sur 24, si bien qu'il est toujours possible, en France, de capter au moins l'une d'entre elles (à moins de propagation exceptionnellement mauvaise). Les fréquences-porteuses de ces émissions sont les suivantes (entre parenthèses : la puissance utilisée) :

| | | |
|---|---|---|
| 2,5 | Mc/s | (0,7 kW) ; |
| 5 | Mc/s | ( 8 kW) ; |
| 10 | Mc/s | ( 9 kW) ; |
| 15 | Mc/s | ( 9 kW) ; |
| 20 | Mc/s | (8,5 kW) ; |
| 25 | Mc/s | (0,1 kW) ; |

Sur ces ondes porteuses, deux fréquences B.F. sont transmises : 600 c/s et 440 c/s.

Reportons-nous à la figure XXI-32 (à gauche) et nous voyons que durant chaque période de 5 minutes, l'onde est modulée pendant 2 minutes, soit à 600 Hz, soit à 440 Hz (et pendant 3 minutes à 600 Hz après chaque heure ronde).

Au cours des minutes « noires », l'identification de la station, l'heure TU, l'heure en « eastern standard time » et l'état de la propagation sont transmis en télégraphie et en téléphonie, selon le détail représenté à droite de la figure.

L'écoute de la station W.W.V. est relativement aisée en France, bien entendu aux heures convenant à la propagation de chacune des fréquences porteuses considérées. Signalons en outre, que des émissions semblables sont également assurées par la station W.W.V.H. (Iles Hawaï) sur 5, 10 et 15 MHz.

Les fréquences porteuses de W.W.V. sont exactes à un cent millionnième près (au moins).

Les conditions de propagation se rapportant à l'Atlantique Nord données par les stations W.W.V. sont transmises selon le

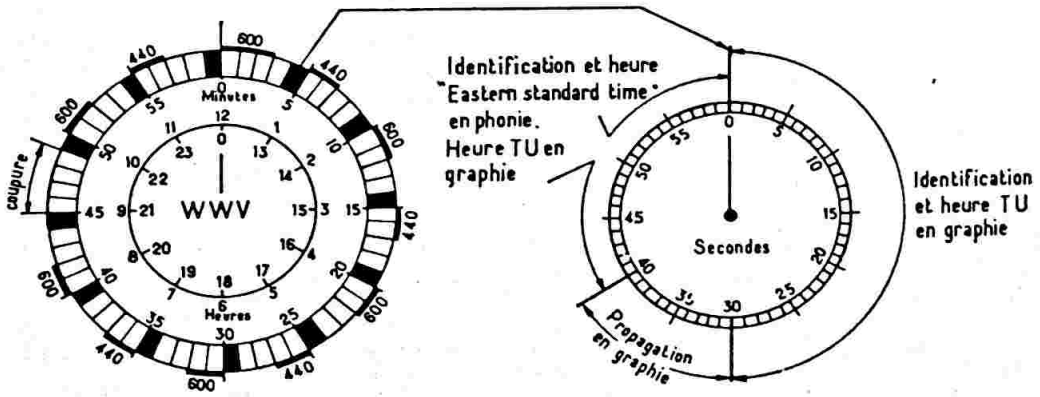



*Fig. XXI-32*

code suivant comprenant une lettre et un chiffre :

W - Perturbation ionosphérique en progrès ou attendue.

U - Conditions instables, mais communications possibles à grande puissance.

N - Rien à signaler.

1 - Progagation impossible.

2 - Trés mauvaise.

3 - Mauvaise.
4 - Moyenne.
5 - Satisfaisante.
6 - Satisfaisante à bonne.
7 - Bonne.
8 - Très bonne.
9 - Excellente.

Pour les stations W.W.V., l'émission est suspendue chaque heure durant les minutes 45 à 49.

En plus de l'émission des fréquences B.F. signalées, on superpose un battement pendulaire à la seconde. En effet, chaque seconde est indiquée par un « top » d'une durée de 5 millisecondes, chaque top étant constitué par 5 cycles d'une modulation à 1 000 Hz. Pour les stations W.W.V., les transmissions à 440 ou 600 Hz sont coupées 10 millisecondes avant le top et 25 millisecondes après le top.

Le top de la 59e seconde est supprimé, et le top correspondant à 0 seconde a une durée de 100 millisecondes.

On peut prendre connaissance du détail de ces émissions et de leurs modifications éventuelles dans le « Radio Amateur Handbook » publié chaque année par l'A.R.R.L. (W.W.V. and W.W.V.H. Schedules) ou chaque mois dans « Proceedings of the Institute of Radio Engineers ».

Concernant les émissions de caractère et d'utilité scientifiques, on pourra également consulter le paragraphe 10 du chapitre XXII, au sous-titre : « Emissions de fréquences étalons et de signaux horaires ».

## § 11. — L'antennascope. Ponts de mesure d'ondes stationnaires. Monimatch

Le premier des ponts de mesure que nous allons examiner a été dénommé « *antennascope* » ; sa description a été faite, à l'origine, dans la revue « Radio Televisione » dont nous avons extrait les principaux passages.

L'antennascope est un pont de mesure HF permettant l'évaluation du taux d'ondes stationnaires certes, mais permettant aussi la mesure de la résistance de rayonnement d'une antenne et l'adaptation des lignes de transmission.

Le schéma de l'antennascope est montré sur la figure XXII-33-1. Si l'on connecte en $R_x$, une ligne fermée sur une résistance égale à son impédance caractéristique et si l'on fait $R_1 = R_x$, le pont sera en équilibre et le microampèremètre n'accusera aucun courant. Le taux d'ondes stationnaires est alors égal à 1 (condition idéale).

Etant donné que $R_1$ est variable, le pont peut donc être utilisé pour diverses valeurs d'impédances.

L'impédance centrale d'une antenne est, on le sait, purement ohmique à la résonance ; le microampèremètre indiquera donc 0, ce qui correspond à un taux d'ondes stationnaires de 1 lorsque $R_1$ présente une valeur égale à l'impédance de l'aérien. Tout le principe de l'appareil tient dans ces quelques lignes.

Au point de vue réalisation pratique, l'appareil doit être réalisé dans un boîtier entièrement métallique (trait pointillé sur la figure XXI-33-1) avec les cloisonnements indiqués (cuivre ou laiton). Les deux condensateurs sont du type céramique (1 000 pF) ; toutes les résistances sont obligatoirement du type carbone (non inductives). Les deux résistances de 180 Ω doivent être soigneusement apairées (exactement la même valeur mesurée pour l'une et l'autre). Le potentiomètre $R_1$ est un organe à variation linéaire de 500 Ω et du type carbone (obligatoirement). Ce potentiomètre doit être muni d'un cadran gradué en ohms de 0 à 500 Ω (si possible de 10 en 10), valeurs correspondant à la résistance du potentiomètre selon la position du curseur ; l'axe est muni d'un bouton-flèche ou d'une aiguille fine.

Le microampèremètre présente une déviation totale pour 200 µA. La diode à cristal de germanium est du type OA85 ou similaire. Réaliser des connexions ultra-courtes et directes, avec d'excellentes soudures au boîtier.

Pour la mise au point, on couple un générateur HF au pont (hétérodyne de mesure, grid-dip, VFO, etc...) à l'aide d'une bobine L (une ou deux spires). En $R_x$, brancher une résistance précise connue : 75 Ω, par exemple, type carbone. En manœuvrant le potentiomètre $R_1$, la déviation du microampèremètre doit s'annuler en passant sur la graduation 75 (dans l'exemple présent).

Opérer cette même vérification sur diverses fréquences issues du générateur et pour diverses valeurs de $R_x$ connues. En cas de non-correspondance entre les valeurs de $R_x$ et de $R_1$ (graduation), revoir l'équilibrage du pont : égalité des résistances de 180 Ω, égalité des condensateurs de 1 000 pF ; revoir aussi les blindages internes et la longueur des connexions (ultra-courtes, rappelons-le).

Voyons maintenant, rapidement, quelques utilisations de cet appareil.

Il est possible de mesurer la fréquence de résonance et la résistance de rayonne-

ment d'une antenne, mais on procède différemment selon le type de l'aérien. Avec un dipôle demi-onde accessible, on connecte l'appareil le plus près possible du centre. Ne pas soutenir l'antennascope avec les mains, ni l'appuyer sur des masses métalliques. Régler $R_1$ vers 50 Ω environ et faire varier la fréquence du générateur de part et d'autre de la fréquence de résonance présumée, de façon à obtenir le zéro (ou tout au moins la déviation minimum) du microampèremètre.

La fréquence de résonance est alors égale à celle du générateur. Ensuite, rechercher encore la déviation minimum du microampèremètre en manœuvrant $R_1$. La valeur de la résistance de rayonnement (impédance centrale) est égale à celle indiquée par $R_1$ (valeur comprise entre 10 et 80 Ω).

Pour des fréquences supérieures à 50 Mc/s, ou lorsque l'antenne n'est pas facilement accessible, connecter l'appareil à l'aérien par l'intermédiaire d'une ligne demi-onde.

Dans le cas d'une antenne folded-dipôle (dipôle replié ou trombone), on procède comme pour le dipôle normal ; mais l'impédance centrale peut atteindre 300 ou 350 Ω en l'absence d'éléments parasites (cette impédance diminuant avec les éléments parasites réflecteur et directeurs). Dans certains cas, on obtient un second minimum voisin de zéro vers 500 Ω et à une fréquence légèrement différente : Ne pas tenir compte de ces indications.

Pour les aériens ayant une longueur égale à plusieurs demi-ondes, intercaler l'antennascope directement ou indirectement **à un ventre de courant.**

Avec une antenne verticale quart d'onde, intercaler l'appareil au point normal d'alimentation, entre la partie la plus basse et la terre. Procédé analogue avec l'antenne « ground-plane » où l'intercalation se fait entre l'élément vertical et les éléments horizontaux.

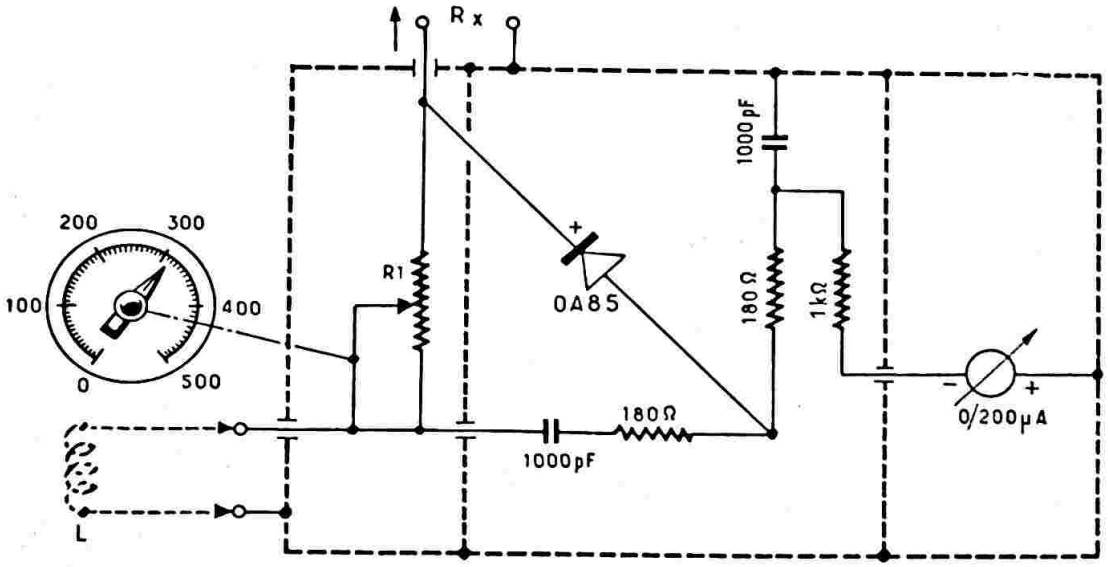



*Fig. XXI-33-1*

Pour toutes ces mesures, le microampèremètre n'est à zéro que lorsque le rapport d'ondes stationnaires est égal à 1 ; une lecture de plus en plus forte au microampèremètre indique un taux d'ondes stationnaires de plus en plus élevé. Dans le cas d'antennes vraiment mal conçues ou totalement inadaptées, il est possible que le microampèremètre ne permette pas de déceler les déviations minimales recherchées ; on pourra alors remplacer le microampèremètre de 200 µA par un appareil moins sensible : un milliampèremètre de 1 mA, par exemple.



Une variante très intéressante du montage de l'antennascope que nous avons réalisée, est représentée sur la figure XXI-33-2. Le pont est constitué d'une part, par la résistance $R_1$ de 75 Ω et par la résistance $R_x$ (impédance à mesurer), et d'autre part, par les deux résistances déterminées par la position du curseur du potentiomètre *Pot.* La lecture des impédances s'effectue toujours sur le cadran du potentiomètre. Mais cette variante de montage est très intéressante du fait qu'elle situe l'impédance 75 Ω à la moitié de la rotation du potentiomètre ; l'échelle des faibles valeurs se trouve très dilatée, d'où une plus grande précision de lecture pour les valeurs d'impédances d'antennes les plus répandues. La reproduction

des graduations du cadran illustre d'ailleurs parfaitement ce que nous venons de dire.

Le potentiomètre *Pot.* est du type carbone à piste moulée, de 1 000 Ω 2 W, à variation linéaire. Pour éviter tout déséquilibre parasite du pont, une sage précaution consiste à monter mécaniquement ce potentiomètre d'une façon isolée par rapport à la masse ; il est fixé à l'intérieur du boîtier à l'aide d'une plaquette de rhodoïd auxiliaire et son axe est entraîné par l'intermédiaire d'un flector isolant à couronne en stéatite.

Entrée et sortie sont effectuées par des douilles coaxiales femelle et mâle soudées au boîtier.

Pour l'étalonnage du cadran du potentiomètre, on attaque l'entrée du pont par un signal H.F. ou V.H.F. et l'on place à la sortie $R_x$ diverses valeurs connues et précises de résistances au carbone. Pour chaque résistance, on tourne le potentiomètre afin d'amener le microampèremètre à zéro et l'on inscrit la valeur correspondante sur le cadran. Cela fait, il va sans dire que ce second montage d'antennascope s'utilise de la même façon que le premier.

⁂

L'emploi de l'antennascope ne se borne pas aux indications ci-dessus. Citons encore les diverses utilisations suivantes :

a) ajustage de la longueur géométrique d'une ligne quart d'onde ou d'une ligne demi-onde par mesure des impédances en ligne ouverte, ligne fermée ou ligne chargée ;

b) mesure de l'impédance caractéristique d'une ligne (bifilaire, twin-lead ou coaxiale);

c) mesure de l'impédance d'entrée d'un récepteur ;

d) mesure de la fréquence de résonance et de l'impédance des circuits de couplage d'antenne, filtres passe-bas (Collins), etc...

⁂

Voici un autre montage de pont de mesure du rapport d'ondes stationnaires. D'une réalisation pratique un peu différente des précédents (disons, réalisation plus simple), il ne s'emploie pas tout à fait de la même façon.

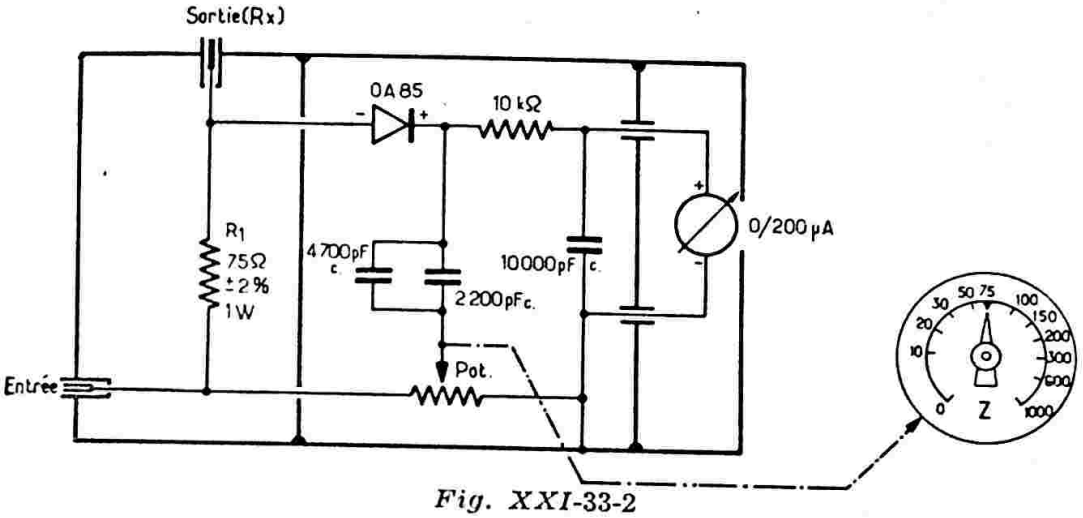



*Fig. XXI-33-2*

Le schéma de ce pont de mesure est représenté sur la figure XXI-34.

La résistance $R_1$ doit avoir très exactement la même valeur que l'impédance du câble-feeder de liaison entre émetteur et antenne (ici 75 Ω) ; donc choisir à l'ohmmètre une résistance présentant *très exactement* cette valeur.

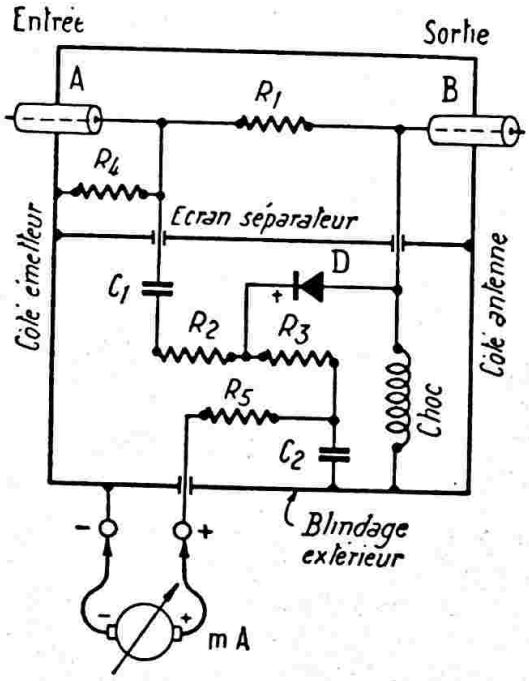



*Fig. XXI-34*

S'il s'agit d'un câble coaxial de 52 ohms, on fait $R_1 = 52$ Ω.

Les résistances $R_2$ et $R_3$ doivent être rigoureusement identiques, mais leur valeur n'est pas critique. Exemple : deux résistances de 47 Ω ou deux résistance de 56 Ω.

A l'ohmmètre, nous choisirons donc deux résistances absolument identiques.

La résistance $R_4$ est constituée par deux résistances de 20 Ω 1 W en parallèle ; son rôle est simplement de provoquer une petite charge de l'émetteur (genre « antenne fictive »).

Toutes les résistances doivent obligatoirement être du type-carbone, non inductives.

Le type de la diode au germanium D n'est pas du tout critique ; on utilisera ce que l'on a : 1N34, OA50, OA85, etc...

Toutes les valeurs des éléments constitutifs sont données dans la liste suivante :

$C_1 = C_2 = 2\,200$ pF céramique.

$R_1 = 75$ Ω 1 W (valeur précise).

$R_2 = R_3 = 56$ Ω 0,5 W (à apairer).

$R_4 = 10$ Ω 4 W (2 résistances de 20 Ω 2 W connectées en parallèle) ; éléments facultatifs.

$R_5 = 470$ Ω 0,5 W.

Ch = bobine d'arrêt HF, type R 100 National.

D = diode au germanium 1N34, OA50, OA85, etc...

mA = milliampèremètre ou contrôleur de déviation totale pour 1 milliampère.

La réalisation pratique du pont est très importante quant aux dispositions à prendre. Comme nous l'indiquons sur la figure, l'ensemble doit être entièrement blindé ; de plus, il faut prévoir un écran de séparation interne entre les éléments supérieurs et les éléments inférieurs, blindage métallique également. Lorsque le câblage est effectué, tous ces blindages doivent être soudés les uns aux autres afin de réaliser un ensemble compact et rigide.

L'intercalation de ce pont de mesure doit se faire à l'aide de fiches coaxiales mâle et femelle A et B, type 75 Ω télévision, dont la partie cylindrique extérieure est soudée au boîtier. Prévoir également deux douilles femelles rouge et bleue (+ et —) pour le branchement du milliampèremètre ou du contrôleur (1 mA).

Passons maintenant à l'étalonnage de l'appareil.

1° Mettre l'émetteur en fonctionnement et le régler comme on a l'habitude de le faire ; puis, arrêter l'émetteur.

2° Connecter le pont de mesure tout à fait à la sortie de l'émetteur, le plus proche possible de celui-ci, et non à l'aide d'une portion quelconque de câble coaxial. Lorsque la liaison entre émetteur et antenne est effectuée en câble coxial 75 Ω (cas des VHF), il n'y a aucune difficulté. Sur ondes décamétriques, l'emploi d'un feeder coaxial est moins fréquent; mais on rencontre très souvent une liaison coaxiale entre l'émetteur et le circuit auxiliaire coupleur d'antenne. C'est donc entre l'émetteur et le circuit coupleur que sera placé le pont. Lorsque l'installation ne comporte pas de circuit auxiliaire de couplage d'antenne (bien qu'un tel circuit soit extrêmement recommandé), il sera toujours possible d'en prévoir un, ne serait-ce que pour la mesure.

Enfin, lorsque la liaison entre le circuit PA de l'émetteur et le circuit auxiliaire d'antenne est faite en fil torsadé, il est toujours possible de remplacer ce dernier par une portion de câble coaxial type 75 Ω.

3° Provisoirement court-circuiter la sortie du pont et remettre l'émetteur en fonctionnement en appliquant une haute tension d'alimentation réduite à l'étage PA (selon la puissance de l'émetteur) afin de ne pas faire dévier brutalement à fond l'aiguille du milliampèremètre du pont (ce qui risquerait d'endommager ce dernier), mais de façon à obtenir néanmoins la déviation totale de l'aiguille.

4° Laisser fonctionner l'émetteur à HT réduite ; enlever le court-circuit de sortie et le remplacer successivement par des résistances non inductives au carbone de valeurs comprises entre 75 et 600 Ω par exemple. Les rapports d'ondes stationnaires (R.O.S.) successivement obtenues peuvent être considérés comme les rapports entre les valeurs de ces résistances et 75, c'est-à-dire valeurs des résistances connues d'essai placées en sortie divisées par 75.

Si le pont est bien construit, lorsqu'on a une résistance de 75 Ω en sortie (soit rapport 1), le milliampèremètre doit être à zéro (conditions idéales de fonctionnement). Au contraire, à circuit ouvert (pas de résistance à la sortie) la déviation du milliampèremètre doit pratiquement être totale. S'il n'en était pas ainsi, c'est que les valeurs de $R_1$, $R_2$ et $R_3$ ne seraient pas correctes.

Ainsi, nous aurons :

| Résistance de sortie | R.O.S. |
|---|---|
| 75 | 1 |
| 100 | 1,34 |
| 112 | 1,5 |
| 150 | 2 |
| 225 | 3 |
| 300 | 4 |
| 500 | 6,7 |
| 600 | 8 |

Pour l'étalonnage, nous pouvons :

*a*) Soit inscrire directement les R.O.S. obtenus, sur le cadran du milliampèremètre, en face des déviations correspondantes de l'aiguille ;

b) Soit établir une courbe sur un papier quadrillé : sur l'axe vertical, on porte les graduations du milliampèremètre, et sur l'axe horizontal, les R.O.S.

L'étalonnage étant terminé, il ne reste plus qu'à remplacer les résistances de sortie par l'antenne elle-même.

Si cette antenne présente bien une impédance de 75 Ω, le milliampèremètre restera à zéro (R.O.S. = 1 ; condition idéale). Dans le cas contraire, l'aiguille du milliampèremètre indiquera le rapport d'ondes stationnaires dans le fonctionnement de l'antenne ne présentant pas une impédance de 75 Ω.

Par déduction, on pourra évidemment déterminer l'impédance réellement présentée par l'antenne.

Nous avons donné la description de ce pont pour 75 Ω, car c'est incontestablement la valeur d'impédance la plus répandue. Mais il peut très bien être utilisé pour toute autre impédance, *à condition* de monter une résistance étalon $R_1$ de valeur correspondante (voir fig. XXI-34). Pour les impédances respectives de 52, 150 ou 300 Ω, la résistance $R_1$ fera respectivement 52, 150 ou 300 Ω ; bien entendu, par ailleurs, les calculs se feront par rapport à 52, 150 ou 300.

●

Comme nous l'avons déjà précédemment indiqué, pour éviter toute erreur *dans la mesure de l'impédance d'une antenne,* les ponts doivent être placés vers cette antenne, c'est-à-dire aux points de connexion du feeder ; par contre, le câble entre la sortie de l'émetteur et le pont peut avoir une longueur quelconque. Certes, cette disposition des ponts au ras de l'antenne n'est pas toujours commode. De plus, le voisinage de l'antenne... et de l'opérateur peut fausser les mesures, surtout sur V.H.F. et U.H.F. Aussi est-il préférable d'intercaler entre le pont et l'antenne, une ligne demi-onde (*ou multiple quelconque d'une demi-onde*). Pour la longueur géométrique réelle de cette ligne, on tiendra bien compte du facteur de correction K ou coefficient de vélocité du câble utilisé. Pour un tronçon d'une demi-onde, la longueur de cette ligne sera donc : $\frac{K\lambda}{2}$. Généralement, K = 0,66 environ pour les câbles coaxiaux courants ; mais, pour plus de précision, on se reportera aux tableaux II et III du § 12, chapitre II.

Pourquoi utiliser une ligne demi-onde, ou multiple quelconque d'une demi-onde ? Parce qu'une telle ligne « reflète » *exactement* à l'une de ses extrémités, la charge résistive pure présente à l'autre extrémité. Les mesures ainsi faites sont donc plus commodes et parfaitement valables.

●

Les trois ponts précédents sont surtout destinés à être attaqués par un émetteur H.F., V.H.F. ou U.H.F. pour les mesures à effectuer sur l'antenne utilisée. En fait, ces ponts demandent par eux-mêmes, une énergie assez conséquente pour un bon fonctionnement.

Il va sans dire que l'on peut procéder aux mêmes mesures sur une *antenne de réception,* à condition d'alimenter cette dernière par l'intermédiaire d'un petit émetteur V.H.F. réglé sur la fréquence convenable. Néanmoins, ce procédé ne saurait être appliqué s'il s'agit d'évaluer l'impédance d'entrée présentée par un récepteur V.H.F. quelconque (ou un téléviseur) ; en effet, dans certains cas, on court le risque de « griller » le circuit d'entrée. C'est la raison pour laquelle nous allons examiner maintenant un autre montage mieux approprié à ces genres de mesures.

●

Le schéma de ce nouveau pont est représenté sur la figure XXI-35. L'ensemble doit être construit dans un boîtier métallique formant blindage total ; nous avons une douille coaxiale d'entrée, une douille coaxiale de sortie, et deux douilles femelles ordinaires pour le branchement d'un millivoltmètre à lampe.

Le montage par lui-même est très classique ; il s'agit toujours d'un pont. Mais l'entrée reçoit le signal issu d'un générateur V.H.F. ou U.H.F., ou d'un wobbulateur.

Les résistances équipant le pont devront être mesurées avec précision, et en tout cas, soigneusement apairées (type carbone, et non résistances bobinées).

L'une des branches du pont est fermée par une résistance-étalon $R_1$ de 75 Ω. Cette résistance servant d'étalon de comparaison devra être très précise, et comme précédemment s'il s'agit de circuits d'impédances 52 Ω, 150 Ω, etc., il faut choisir $R_1$ en conséquence.

L'autre branche du pont est fermée par le circuit à examiner, connecté à la douille coaxiale « sortie » : circuit d'entrée de récepteur V.H.F., circuit d'entrée de téléviseur, antenne, etc...

Le principe de la mesure est simple. A l'entrée du pont, nous appliquons le signal

*modulé* issu d'un générateur V.H.F. réglé sur la fréquence à laquelle la mesure doit être faite, générateur fonctionnant en oscillation fondamentale (et non sur harmonique). Aux douilles « Mesures », connecter un voltmètre électronique très sensible (millivoltmètre) sur position « alternatif » ; en effet, c'est la B.F. du signal V.H.F. modulé que, après détection, nous mesurons ici.

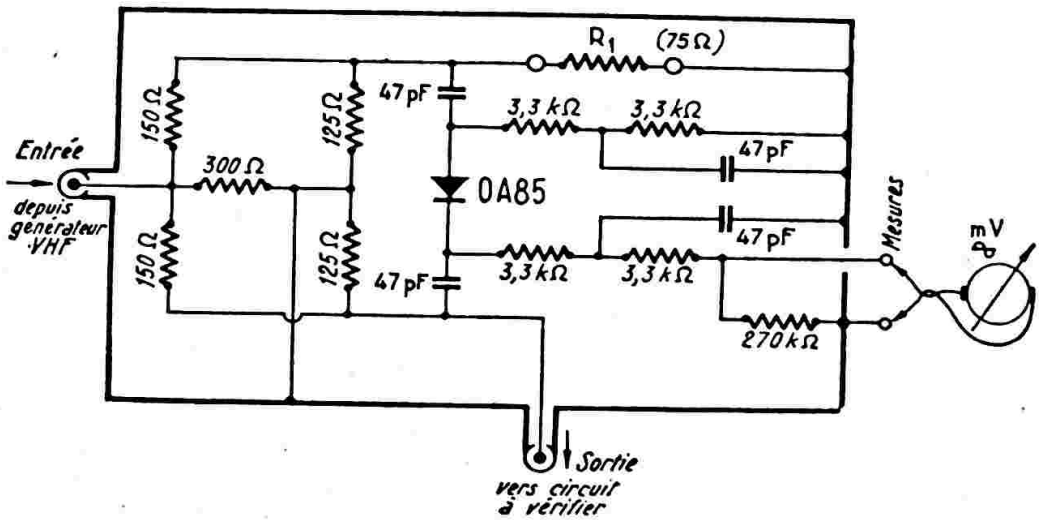



*Fig. XXI-35*

Augmentons le niveau de sortie du générateur V.H.F. modulé, afin d'obtenir une lecture très appréciable sur le voltmètre ; soit $V_1$ cette tension.

A la douille coaxiale de « sortie » du pont, connectons maintenant le circuit à mesurer : antenne V.H.F. ou T.V., entrée de téléviseur ou de récepteur V.H.F. quelconque, récepteur F.M., etc... Si l'adaptation est parfaite, c'est-à-dire si l'impédance du circuit examiné est bien de 75 Ω, l'indication du millivoltmètre doit tomber à zéro (tension $V_2$).

Nous sommes ici dans les conditions idéales. Le facteur de réflexion est égal à :

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{0}{V_1} = 0$$

En conséquence, le taux d'ondes stationnaires est égal à :

$$\frac{1 + 0}{1 - 0} = 1$$

Mais ceci est rarement le cas !

Voyons plutôt une observation plus courante. Supposons que nous ayons réglé notre générateur afin d'obtenir une tension $V_1$ de 150 mV. Lorsque nous connectons le circuit à examiner, la tension $V_2$ n'est pas nulle (hélas), mais égale à 50 mV.

Ceci nous donne un facteur de réflexion de :

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{50}{150} = 0{,}33 \text{ environ}$$

Dans ce cas, le taux d'ondes stationnaires est égal à :

$$\frac{1 + 0{,}33}{1 - 0{,}33} = 2$$

Rappelons encore que le générateur V.H.F. doit être réglé sur la fréquence du circuit à mesurer ; ceci est important surtout pour la vérification du circuit d'entrée des récepteurs V.H.F. Dans le cas de la vérification de l'adaptation des antennes ou des circuits d'entrée des téléviseurs (large bande passante), il est recommandé de faire plusieurs mesures sur diverses fréquences de la bande passante (c'est-à-dire du « canal »), et même sur des fréquences voisines au-delà et en-deça ; on peut noter les indications à chaque mesure et même en tracer la courbe, ce qui donne rapidement une idée du comportement des organes ou circuits en examen à ces diverses fréquences.

Précisons qu'un taux d'ondes stationnaires de 2 est une valeur communément admise. Il n'est pas rare de rencontrer des taux supérieurs (même sur des constructions industrielles !). Mais ceci n'est pas une référence. Il faudra toujours chercher à se rapprocher le plus possible des conditions idéales, c'est-à-dire taux d'ondes stationnaires de 1, soit facteur de réflexion de 0. Avec le pont de mesure que nous venons de décrire, une telle vérification est rapidement faite.

Si l'amateur réalise lui-même ce pont, sans avoir recours à un professionnel convenablement outillé, il devra s'assurer *avant tout* du fonctionnement correct de son mon-

tage. Il lui suffit de connecter à la sortie du pont, une seconde résistance-étalon de 75 Ω : l'indication du voltmètre à lampe doit évidemment tomber à zéro ; sans quoi, le pont ne serait qu'une source d'erreurs. S'il n'en est pas ainsi, cela suppose un déséquilibrage interne propre du pont (résistances et condensateurs mal apairés ; résistances surtout).

Ce pont pourra être avantageusement utilisé également pour la vérification des installations d'antennes T.V. collectives avec distribution multiple, installations dans lesquelles on rencontre trop souvent des défauts d'adaptation d'un ordre de grandeur ahurissant ! Mais ceci est une autre histoire qui ne nous intéresse pas directement dans cet ouvrage.

Rappelons qu'un autre procédé de mesure de l'impédance d'entrée d'un récepteur a été exposé au chapitre IV § 18.

●

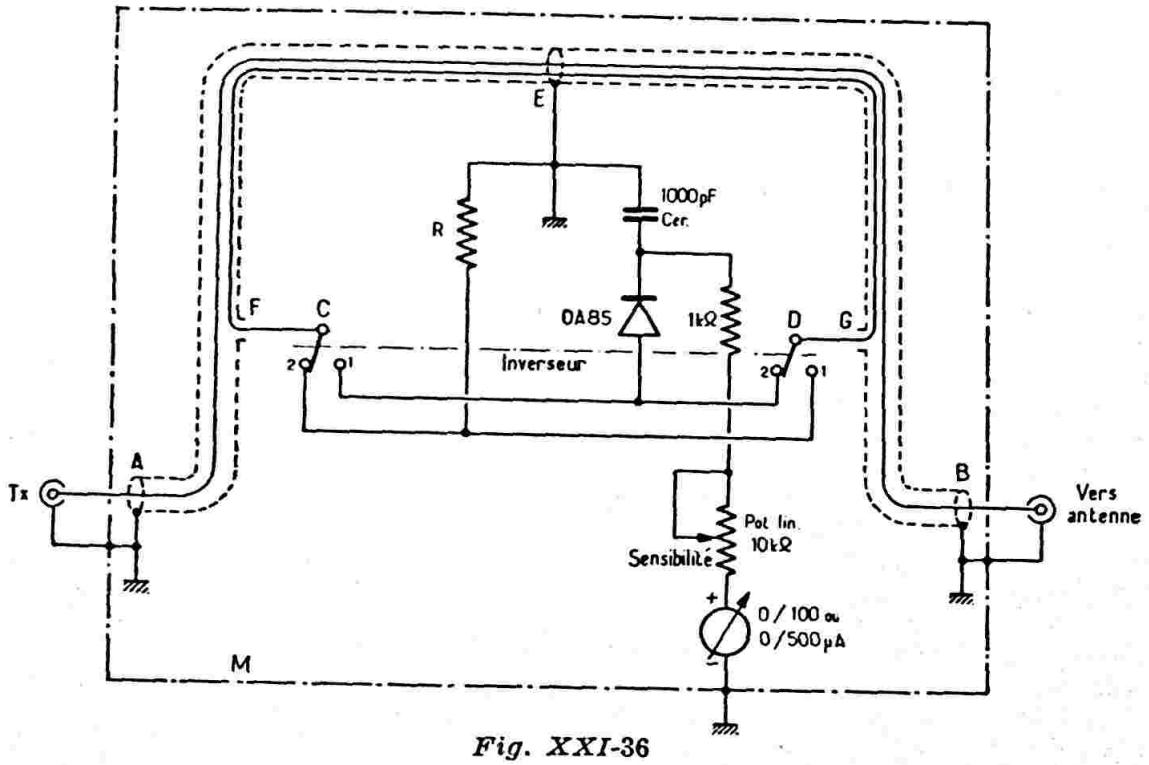



*Fig. XXI-36*

**Le « Monimatch ».**

Les ponts de mesure destinés à être attaqués par un émetteur et représentés sur les figures XXI-33-1, 33-2 et 34 offre un inconvénient (si l'on peut dire) : on les intercale dans le circuit pour effectuer des réglages d'antennes, pour ajuster au mieux leur impédance, pour mesurer le R.O.S., etc... mais on ne peut pas les laisser en service continu.

Au contraire, le « monimatch » peut être utilisé d'une manière permanente, et cela peut être intéressant avec un émetteur multibande décamétrique dont il faut fréquemment retoucher aux réglages de charge et d'antenne, ou sur V.H.F. dont les antennes voient souvent leurs caractéristiques modifiées rapidement par les agents atmosphériques (humidité, pluie, dépôt de neige ou de givre). Le présent montage est donc plus spécialement un indicateur de R.O.S., un indicateur de puissance réfléchie, utilisé d'une manière permanente.

Plusieurs versions de monimatch ont été proposées ; nous avons retenu la plus moderne. Le schéma complet de l'appareil est représenté sur la figure XXI-36.

L'ensemble est monté dans un coffret métallique M (laiton ou aluminium) de 22 × 14 × 6 cm ; deux prises coaxiales *TX* (pour la liaison à l'émetteur) et *Ant.* (pour la liaison à l'antenne) sont vissées ou soudées sur les côtés du coffret.

Le schéma électrique peut être considéré comme formant deux ponts dos à dos qui permettent l'évaluation de la tension induite *incidente* ou de la tension induite *réfléchie*, par la manœuvre d'un inverseur. L'intensité indiquée par le microampèremètre dépend évidemment de la puissance de l'émetteur, mais aussi, pour un même émetteur, de la bande de fréquences où la mesure est faite (l'intensité augmentant avec la fréquence). C'est la raison pour laquelle il convient de prévoir un potentiomètre (10 kΩ bob. linéaire) en série avec le microampèremètre, ce qui permet de doser la sensibilité de l'appareil.

La « ligne de mesure » est constituée par un tronçon de câble coaxial de même impédance caractéristique que celle du câble utilisé par ailleurs pour l'antenne (donc, généralement 75 Ω), et d'une longueur totale AB = 36 cm. Ensuite :

a) On enlève proprement l'enveloppe plastique extérieure recouvrant ce tronçon de câble, afin de mettre à nu la gaîne métallique tressée.

b) On choisit un morceau de fil de cuivre émaillé de 8/10 de mm et d'une longueur totale CD = 23 cm ; on s'assure que l'émail est d'excellente qualité, ni écaillé, ni craquelé, et éventuellement, on peut recouvrir ce fil d'une couche supplémentaire de peinture (genre Novémail).

c) Repérer le point E sur la gaîne métallique, *exactement* au milieu du coaxial (AE = EB = 18 cm). Faire deux trous F et G dans cette gaîne en écartant les fils tressés, de façon que l'on ait *exactement* EF = EG = 10 cm. Refouler les extrêmités de la gaîne métallique en les faisant gonfler et glisser en direction du point milieu E de façon à desserrer légèrement ladite gaîne. Par le trou F, enfiler sous la gaîne, le fil de cuivre émaillé préparé précédemment, et le faire ressortir par le trou G ; puis, étirer de nouveau la gaîne métallique pour la remettre en place.

d) A l'aide d'un ohmmètre, s'assurer qu'il n'y ait aucun court-circuit entre le fil émaillé et la gaîne.

e) La gaîne du câble doit être reliée à la masse à ses deux extrêmités (vers les fiches coaxiales d'entrée et de sortie) et en son point milieu E. On doit veiller à ce que le reste de la gaîne métallique ne touche au coffret en aucun autre point.

Telles sont les recommandations que nous pouvons faire quant à la construction de la « ligne de mesure ». Il est capital de respecter partout une *symétrie rigoureuse* dans le montage. D'autre part, les retours à la masse de la résistance R et du condensateur de 1 000 pF cér. doivent obligatoirement se faire sur le point de masse médian E du câble coaxial.

L'inverseur *Inv.* (2 circuits, 2 positions) est du type à galette en stéatite ; il permet d'intervertir la position de la résistance terminale R par rapport à celle du circuit de mesure proprement dit.

Pour une ligne de mesure en câble coaxial de 75 Ω d'impédance caractéristique, la résistance R est de 24 Ω 1 W carbone ; dans le cas d'un câble coaxial type 52 Ω, la résistance R est de 33 Ω (valeurs de départ).

Le monimatch est relié à l'émetteur (douille TX), et sur la sortie (douille Ant.), on branche provisoirement une résistance égale à l'impédance caractéristique de la ligne (soit, généralement, 75 Ω). Cette résistance provisoire doit être non-inductive et on pourra la constituer par un certain nombre de résistances au carbone réunies en parallèle, de façon à obtenir une dissipation convenable compte-tenu de la puissance de l'émetteur. D'ailleurs, pour cette mise au point, on peut faire fonctionner l'émetteur à puissance réduite.

L'émetteur étant en service, et l'inverseur en position 1 (énergie incidente), régler le potentiomètre pour obtenir la déviation *maximum* du microampèremètre. Puis, commuter l'inverseur en position 2 (énergie réfléchie), la déviation du microampèremètre doit être *infime,* la charge provisoire connectée en sortie étant égale à l'impédance caractéristique de la ligne. S'il n'en était pas ainsi, il conviendrait de parfaire la symétrie de l'appareil ou de modifier légèrement la valeur de la résistance R.

Cette première mise au point terminée (faite d'ailleurs une fois pour toutes), la charge provisoire est alors remplacée par l'antenne réelle. Si l'adaptation d'impédance est correcte, si l'énergie réfléchie est minime, les mêmes lectures (*maximum* et *minimum*) devront être obtenues sur le microampèremètre pour les positions successives 1 et 2 de l'inverseur. Les meures pourront alors être faites à pleine puissance de l'émetteur en ré-ajustant, bien entendu, le potentiomètre de sensibilité en conséquence.

CHAPITRE XXII

# Trafic et réglementation

## § 1. — Pour devenir amateur-émetteur

Une « station d'amateur » est une station radioélectrique d'émission et de réception utilisée par un « amateur », c'est-à-dire une personne dûment autorisée, s'intéressant à la technique radioélectrique dans un but uniquement personnel et sans intérêt pécuniaire. Une station d'amateur ne peut être détenue ou utilisée que par une personne (1) munie d'une autorisation délivrée par le ministère des P.T.T., en accord avec les autres départements ministériels intéressés.

La demande d'autorisation s'établit sur une formule spéciale (dite formule 706), délivrée dans les bureaux de poste importants ou, à défaut, par la Direction Générale des Télécommunications qui l'envoie à l'intéressé sur sa demande.

Rappelons l'adresse de cette administration :

Ministère des P.T.T.,
Direction Générale des Télécommunications,
Stations d'Amateurs,
20, avenue de Ségur, Paris (7e).

Les indications à porter sur les formules 706 doivent préciser notamment l'endroit où seront installés les appareils et les caractéristiques essentielles de l'installation projetée.

Les autorisations délivrées prennent la forme de licences. Elles sont accordées pour l'année en cours, quelle que soit la date à laquelle elles sont délivrées. Elles se renouvellent chaque année au 1er janvier), par tacite reconduction, contre le paiement de la taxe de contrôle ; voir plus loin ce sous-titre.

Toute cession d'une station d'émission doit faire l'objet d'une déclaration adressée à la Direction des Services Radioélectriques, 5, rue Froidevaux PARIS (14e). Cette déclaration doit comporter le nom et l'adresse du nouveau détenteur de la station.

(1) L'Administration délivre également des licences aux dames et aux demoiselles, à condition qu'elles satisfassent aux épreuves de l'examen.

*Dépôt de la demande d'autorisation*

La demande d'autorisation d'émission est établie sur formule spéciale n° 706 accompagnée de 4 fiches de renseignements. Elle est adressée à la Direction des Services Radioélectriques, 5, rue Froidevaux, PARIS (14e). Elle est accompagnée du schéma détaillé et clair des éléments de la station.

Elle donne lieu au paiement d'une taxe de constitution de dossier.

### CARACTERISTIQUES TECHNIQUES DES STATIONS

Les caractéristiques techniques des stations sont déterminées après examen des justifications fournies par l'intéressé sur le but de ses expériences. Elles ne peuvent être ultérieurement modifiées qu'après autorisation de l'administration des P.T.T.

Ces caractéristiques, de même que les conditions d'exploitation, sont soumises aux restrictions nécessitées par les besoins et le bon fonctionnement des Services Publics, et sujettes aux modifications qui pourraient être imposées par l'application des Conventions Internationales.

Les émetteurs peuvent être pilotés par un maître oscillateur à fréquence fixe (quartz) ou réglable.

Ils doivent comporter au moins trois étages (un étage oscillateur, un étage séparateur-multiplicateur, un étage amplificateur de puissance). Les émetteurs pilotés par quartz peuvent ne comporter que deux étages.

Les limites de bandes doivent être indiquées sur le cadran des fréquences de l'émetteur d'une manière très précise.

Les émetteurs doivent être munis d'un manipulateur ou d'un dispositif en tenant lieu et d'appareils de mesure permettant de suivre les conditions de fonctionnement des différents étages.

Les émissions effectuées par des procédés spéciaux qui ne permettraient pas au moyen d'appareils récepteurs d'un modèle agréé par l'Administration des Postes et Télécommunications, la réception ou la compréhension des messages sont interdites.

Les classes d'émission suivantes peuvent seules être utilisées :

A1 - Télégraphie sans modulation par une fréquence audible (manipulation par tout ou rien) ;

A2 - Télégraphie par manipulation par tout ou rien d'une ou de plusieurs fréquences audibles de modulation ou par manipulation par tout ou rien de l'émission modulée ;

A3 - Téléphonie (modulation d'amplitude) ;

A3a - Téléphonie (modulation d'amplitude) bande latérale unique-onde porteuse réduite ;

F1 - Télégraphie sans modulation par une fréquence audible (manipulation par déplacement de fréquence) ;

F2 - Télégraphie par manipulation par tout ou rien d'une fréquence audible de modulation de fréquence, ou par manipulation par tout ou rien d'une émission modulée en fréquence ;

F3 - Téléphonie (modulation de fréquence ou de phase).

La fréquence émise par une station d'amateur doit être aussi stable et aussi exempte de rayonnements non essentiels que l'état de la technique le permet pour une station de cette nature.

En régime de porteuse non modulée le taux de modulation résiduelle doit être tel qu'aucune réception ne soit possible sans une hétérodyne de battement.

## CERTIFICAT D'OPERATEUR

Les stations d'amateurs ne peuvent être manœuvrées que par des personnes titulaires du certificat d'opérateur radiotélégraphiste amateur. De plus, toute personne qui désire effectuer des émissions en radiotéléphonie doit, en outre, être titulaire du certificat d'opérateur radio-téléphoniste amateur.

Ces certificats d'opérateur amateur sont délivrés par le Service de la T.S.F. de l'administration des P.T.T. (Direction des Services Radioélectriques, 5, rue Froideveaux, Paris-14e) ; ils sont délivrés **après un examen** qui donne lieu au paiement d'un droit dont le montant est fixé à l'intéressé par l'administration. Ce droit est acquitté avant l'examen dans un bureau de poste quelconque des P.T.T., contre délivrance d'un récépissé que le candidat remet à l'Inspecteur chargé de lui faire subir les épreuves. Un seul droit est exigé des candidats s'ils subissent en même temps, le même jour, toutes les épreuves pour l'obtention du certificat double (radiotélégraphie et radiotéléphonie).

Dès que la Direction Générale des Télécommunications a reçu des ministères intéressés les avis favorables à la délivrance de la licence, elle invite, par lettre, les candidats, à se mettre en rapport avec la Direction du Service de la T.S.F., afin de subir les épreuves de l'examen pour l'obtention du certificat d'opérateur. Cet examen peut être passé, soit au domicile du candidat sur le poste décrit dans sa demande et mis au point sur antenne fictive **non rayonnante** (ampoule de charge, par exemple), soit sur un poste de caractéristiques analogues situé en tout autre endroit désigné par lui et déjà agréé par le Service Radioélectrique ; soit enfin, dans des centres d'examen organisés.

Toute station d'amateur ne peut donc être manœuvré que par une personne titulaire du certificat d'opérateur radiotélégraphiste-radiotéléphoniste.

Toutefois, un émetteur fonctionnant au moyen de fréquences supérieures à 144 MHz peut être manœuvré par une personne autorisée, titulaire du seul certificat d'opérateur radiotéléphoniste.

**Important :** Les candidats ayant réussi à l'examen ne sont autorisés à émettre (antenne rayonnante) que lorsqu'ils ont reçu leur licence et la notification de l'**indicatif** attribué à leur station. Ces documents sont envoyés à l'intéressé par la Direction Générale des Télécommunications peu de temps après l'examen subi avec succès.

## CONDITIONS D'EXPLOITATION

Les stations d'amateurs doivent servir exclusivement à l'échange, avec d'autres stations d'amateurs, de communications utiles au fonctionnement des appareils, à l'exclusion de toute correspondance ayant un caractère d'utilité actuelle et personnelle et de toute émission sous forme de radiodiffusion (disques, concerts, conférences), de télévision ou de téléphotographie.

Bien entendu, les discussions et les échanges de points de vue ayant trait à la **radiotechnique** sont particulièrement recommandés, beaucoup plus que les « parlottes » sur la pluie et le beau temps !

Les conversations qui ne seraient pas tenues en langage clair sont interdites (les abréviations d'un usage obligatoire ou courant employées avec leur sens réel, ne sont pas considérées comme langage secret).

En cas de gêne ou de brouillage, l'Administration des Postes et Télécommunications peut suspendre momentanément l'autorisation d'émettre ou limiter les émissions à certains horaires ou à certaines périodes.

Tout amateur est tenu de consigner dans un journal tous les renseignements relatifs à l'activité de la station, en particulier :

● la date et l'heure du commencement et de la fin de chaque communication.

● les indicatifs d'appel des correspondants,

● les fréquences utilisées pour l'émission et la réception,

● les indications relatives à la puissance alimentation et aux modifications apportées à l'installation.

Le carnet d'écoute doit être tenu constamment à jour et présenté à toute réquisition.

Toute station d'amateur est tenue de cesser ses émissions à la première demande faite par une station officielle ou dès la réception d'appels de détresse.

Avant d'émettre, les stations doivent s'assurer qu'elles ne brouillent pas des émissions en cours ; si un tel brouillage est probable, les stations attendent un arrêt opportun de la transmission qu'elles pourraient brouiller.

Pour réduire les risques d'interférences, les stations doivent limiter leurs émissions au strict minimum. La durée de chaque transmission ne doit pas dépasser 5 minutes.

L'indicatif d'appel doit être transmis fréquemment et, dans tous les cas, au début et à la fin de chaque transmission.

Les bandes de fréquences attribuées en France au service amateur sont les suivantes :

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| 3,5 | à | 3,8 | MHz | (bande partagée) |
| 7 | à | 7,10 | MHz | |
| 14 | à | 14,35 | MHz | |
| 21 | à | 21,45 | MHz | |
| 28 | à | 29,7 | MHz | |
| 144 | à | 146 | MHz | |
| 430 | à | 440 | MHz | (bande partagée) |
| 1 215 | à | 1 300 | MHz | (bande partagée) |
| 2 300 | à | 2 450 | MHz | (bande partagée) |
| 5 650 | à | 5 850 | MHz | (bande partagée) |
| 10 000 | à | 10 500 | MHz | (bande partagée) |
| 21 000 | à | 22 000 | MHz | |

L'utilisation de ces bandes de fréquences est interdite aux amateurs non titulaires du certificat d'opérateur radiotélégraphiste.

Les amateurs doivent veiller tout particulièrement à ne causer aucun brouillage aux stations officielles fonctionnant dans les bandes partagées, sous peine de s'en faire interdire l'usage. Pour la bande 430 à 440 MHz, cette recommandation vise essentiellement l'intervalle 433 à 435 MHz.

En limite de bande, les amateurs doivent tenir compte de la largeur de bande de l'émission et de la dérive possible du pilote.

Les stations doivent être pourvues de dispositifs permettant de mesurer les fréquences et de repérer les limites de bande avec une précision suffisante. Elles doivent également disposer d'une antenne fictive simple non rayonnante au moyen de laquelle les émetteurs doivent être réglés.

La puissance alimentation des stations d'amateur est limité à 100 watts dans toutes les bandes attribuées au service, dans les conditions et sous les réserves ci-après :

● par puissance alimentation, on entend la puissance fournie à l'anode (ou aux anodes) du tube (ou des tubes) de l'étage attaquant le dispositif rayonnant de la station ;

● la dissipation anodique du tube utilisé à l'étage final de toute station d'amateur (ou la somme des dissipations anodiques des tubes, si cet étage en comporte plusieurs) devra être, au plus, égale à 75 watts quelle que soit la fréquence de fonctionnement de l'émetteur.

Les émetteurs et les récepteurs ne doivent être la cause d'aucune gêne pour les récepteurs voisins. En particulier les récepteurs du type super-réaction doivent être conçus et réalisés de façon à éviter tout rayonnement nuisible et comporter obligatoirement un étage séparateur entre le dispositif oscillateur-détecteur et le collecteur d'ondes.

L'horaire d'exploitation des stations d'amateurs est, en principe, sans limitation.

Les stations d'amateurs sont établies, exploitées et entretenues par les permissionnaires à leurs frais et risques. L'Etat n'est soumis à aucune responsabilité en raison des opérations des permissionnaires.

Les stations (matériels, appareils) ne peuvent être **ni déplacées, ni cédées à des tiers,** sans autorisation spéciale. Les demandes de transfert ou de cession doivent être adressées auparavant à la Direction Générale des Télécommunications.

Toute licence d'amateur peut être révoquée sans indemnité, notamment dans les cas suivants :

1° Si le permissionnaire n'observe pas les conditions particulières qui lui ont été imposées pour l'établissement ou l'utilisation de sa station ;

2° S'il commet une infraction aux règlements intérieurs ou internationaux sur le fonctionnement ou l'utilisation des stations d'amateurs ;

3° S'il utilise sa station à d'autres fins que celles prévues par la licence, notamment s'il capte indûment des correspondances qu'il n'est pas autorisé à recevoir ou s'il viole le secret de celles qu'il a captées fortuitement ;

4° S'il apporte un trouble quelconque aux postes récepteurs de radiodiffusion et de télévision, ou au fonctionement des services publics ou privés de radiocommunication.

L'Administration des P.T.T. et le ministère de l'Intérieur exercent un contrôle permanent des stations d'amateurs (centres d'écoute). De plus, les agents chargés du contrôle peuvent, à tout instant, pénétrer dans les locaux où sont installées les stations.

Les amateurs sont astreints à consigner toutes les communications échangées à partir de leur station dans un **journal** (ou **livre de bord**) correctement et proprement tenu, et qui doit être présenté à toute réquisition (1).

*Transfert*

Les stations ne peuvent être déplacées sans autorisation spéciale.

La demande de transfert doit être adressée à la Direction des Services Radioélectriques, 5, rue Froidevaux, PARIS 14e).

Une licence ne peut être maintenue en vigueur que si le titulaire peut en tout temps recevoir de l'Administration toute notification jugée utile. Un amateur absent de son domicile pour une période de longue durée susceptible, en particulier, d'exéder la période réglementaire de réexpédition du courrier, est tenu de communiquer à l'Administration sa nouvelle adresse.

*Opérateurs supplémentaires*

Une station d'amateur peut être manœuvrée :

- soit par le titulaire de la licence,
- soit par des opérateurs supplémentaires dûment agréés à cet effet par les Ministères intéressés et titulaires du certificat d'opérateur au même titre que le permissionnaire de la station.

Les stations d'écoles, de clubs, de groupements professionnels ou de jeunesse peuvent être manœuvrées par des opérateurs supplémentaires remplissant les conditions susmentionnées, sous la responsabilité d'une personne habilitée à représenter le groupement (professeur, président d'association, etc...). Cette personne qui doit être agréée par les Ministères intéressés n'est pas tenue de subir l'examen d'opérateur si elle ne doit pas manœuvrer elle-même la station. Une station d'amateur peut également être manœuvrée, mais à titre exceptionnel, pour des émissions de courte durée, par un amateur de nationalité française, titulaire d'une licence en cours de validité, délivrée en France (métropole et départements d'outremer), dans un territoire d'outre-mer, en Algérie, en Tunisie, au Maroc ou dans l'un des Etats africains ou malgache d'expression française.

L'opérateur supplémentaire, occasionnel ne peut en aucun cas communiquer avec sa propre station. Il doit transmettre son indicatif d'appel à la suite de l'indicatif d'appel de la station utilisée ; mention des liaisons effectuées doit être faite sur le carnet de trafic de cette station et reportée dès que possible sur celui de la station de l'opérateur occasionnel.

*Contrôle*

Le Ministère des Postes et Télécommunications excerce un contrôle permanent sur les conditions techniques et d'exploitation des stations d'amateur.

Le Ministère de l'Intérieur (Direction générale de la Sûreté Nationale) et le Ministère des Postes et Télécommunications sont chargés de contrôler la teneur des émissions.

Les représentants des Ministères des Postes et Télécommunications et de l'Intérieur chargés du contrôle peuvent à tout instant pénétrer dans les locaux où sont installées les stations.

Les infractions à la réglementation sont sanctionnées à la diligence du Ministre des Postes et Télécommunications tant de sa propre initiaitive que sur proposition des autres Départements ministériels ou à la suite de rapports d'infraction transmis par les Administrations étrangères ou des organismes internationaux.

Les sanctions sont :

- le rappel au règlement,
- la limitation temporaire de l'utilisation de la station à la radiotélégraphie,
- la suspension temporaire des autorisations d'emploi de stations mobiles,
- la suspension temporaire de la licence,
- la révocation de la licence.

Toute licence d'amateur peut être révoquée sans indemnité, notamment dans les cas suivants :

- si le permissionnaire n'observe pas les conditions particulières qui lui ont été im-

(1) Voir plus loin, § 8.

posées pour l'établissement ou l'utilisation de sa station,

- s'il commet une infraction aux règlements intérieurs ou internationaux sur le fonctionnement ou l'utilisation des stations d'amateur,
- s'il utilise sa station à d'autres fins que celles prévues par la licence, notamment s'il capte indûment des correspondances qu'il n'est pas autorisé à recevoir ou s'il viole le secret de celles qu'il a captées fortuitement,
- s'il utilise un indicatif d'appel différent de celui qui lui a été attribué,
- s'il communique avec des stations non autorisées,
- s'il émet avec une puissance supérieure à la puissance autorisée ou en dehors des bandes de fréquences attribuées au Service amateur,
- si ses émissions provoquent des brouillages nuisibles au fonctionnement des services de radiocommunications,
- s'il n'acquitte pas en temps utile la taxe de contrôle exigible lorsqu'il est invité à le faire.

## TAXE DE CONTROLE

Les stations d'amateurs émettrices, ou émettrices et réceptrices, sont assujetties à une taxe annuelle dite taxe de contrôle.

Cette taxe est due pour l'année entière, quelle que soit la date de mise en service de la station et la durée assignée à l'autorisation. Elle doit être acquittée dans tous les cas par le titulaire de la licence, même s'il ne fait pas usage de son installation. Elle est exigible dès la délivrance de la licence pour la première année, et dans le courant du mois de janvier pour les années suivantes. Le paiement a lieu au bureau de poste desservant le domicile du permissionnaire dès réception de l'avis adressé par le receveur des P.T.T.

Les permissionnaires qui n'ont pas, avant le 30 novembre de l'année en cours, demandé par lettre recommandée adressée à la Direction Générale des Télécommunications, l'annulation de leur licence, sont tenus d'acquitter la taxe de contrôle pour l'année suivante. Le refus de paiement entraîne, dans tous les cas, la perception de la taxe par les voies de droit, sans préjudice du retrait de la licence.

D'autre part, tout amateur qui, pour une raison quelconque et notamment pour avoir omis de préciser l'adresse à laquelle le courrier peut lui être adressé, n'aura pas répondu au début de chaque année à la mise en demeure l'invitant à acquitter la taxe annuelle de contrôle sera considéré comme ayant renoncé au bénéfice de sa licence. Celle-ci sera en conséquence annulée.

*Liste des amateurs*

Les nom, prénom, indicatif d'appel et adresse des amateurs français autorisés figurent sur une liste établie par la Direction des Services Radioélectriques.

Les personnes intéressées peuvent prendre connaissance de cette liste à la Direction des Services Radioélectriques, 5, rue Froidevaux, PARIS (14e). Des extraits départementaux peuvent être consultés à la Direction départementale des Postes et Télécommunications de chaque département.

*Stations mobiles ou portables*

Le titulaire d'une licence d'amateur délivrée depuis un an au moins et qui n'a fait l'objet d'aucune sanction dans l'année qui précède la demande peut obtenir une autorisation spéciale pour l'utilisation d'une station portable ou mobile (1).

Une station portable est une station construite de manière à pouvoir être déplacée d'un point à un autre, en vue de fonctionner en divers lieux, mais non en cours de transport.

Une station mobile est une station destinée à être transportée d'un point à un autre, et à être utilisée pendant qu'elle est en mouvement, ou pendant des haltes en des points non déterminés.

Les demandes d'autorisation doivent être adressées à la Direction des Services Radioélectriques, 5, rue Froidevaux, PARIS (14e) sur formulaires spéciaux que cette Direction adresse aux intérressés sur leur demande.

*Stations réceptrices*

L'utilisation de stations exclusivement réceptrices, pour l'écoute des émissions d'amateur est subordonnée à une autorisation délivrée par le Ministère des Postes et Télécommunications.

La demande établie sur papier libre, doit être accompagnée de quatre fiches de renseignements et adressée à la Direction des Services Radioélectriques, 5, rue Froidevaux PARIS (14e).

**Utilisation des émetteurs-récepteurs de faible puissance.**

La manipulation des petits émetteurs-récepteurs, genre radiotéléphone ou talkie-walkie, leur vulgarisation et les services qu'ils peuvent rendre ne doivent pas faire perdre de vue à l'acheteur, usager éventuel, que l'exploitation d'une station d'émission,

(1) L'installation d'une station mobile *d'amateur* à bord d'un aéronef n'est pas admise.

quelle qu'en soit la puissance, est soumise à autorisation et contrôle de la part de l'Administration compétente.

C'est pourquoi nous avons crû utile de reproduire ici des extraits des instructions officielles actuellement en vigueur :

1. — Une autorisation spéciale dite « Licence d'utilisation » est nécessaire pour employer un ou plusieurs émetteurs radioélectriques même de faible puissance. En vue de l'obtention de cette licence, il convient de remplir différents imprimés qui sont adressés sur demande faite aux Services Radioélectriques, 5, rue Froidevaux, PARIS (14e).

Il n'est donné suite qu'aux demandes correspondant à des besoins justifiés et lorsque les liaisons envisagées ne peuvent pas être réalisées par fil.

2. — Les appareils pouvant bénéficier d'une autorisation d'emploi doivent être d'un type homologué par les Services Radioélectriques (adresse ci-dessus).

La licence d'exploitation donne lieu à la perception de taxes.

Les appareils doivent être réglés sur une fréquence quelconque des bandes suivantes :

a) de 27,090 à 27,170 MHz (éviter 27,120 MHz, fréquence en principe réservée à la radiocommande) ;

b) de 27,190 à 27,280 MHz.

3. — *Classes d'émissions :*

Les classes d'émission A3 et F3 sont autorisées.

4. — *Caractéristiques techniques imposées :*

4-1 Conditions générales.

Les prototypes des appareils sont soumis à des essais en laboratoire qui portent sur la vérification des caractéristiques ci-après :

a) La puissance fournie à l'antenne par l'émetteur ne dépasse pas 50 milliwatts en régime de porteuse non modulée.

b) Pour un rayonnement non essentiel de l'émetteur, la puissance moyenne fournie à l'antenne est inférieure à 10 microwatts, La puissance des rayonnements parasites du récepteur ne doit pas dépasser cette même valeur.

4-2. Conditions particulières aux appareils fonctionnant en classe A3.

La fréquence émise ne s'écarte pas en valeur relative de plus de $200.10^{-6}$ de la fréquence assignée, compte tenu de variations simultanées de la tension d'alimentation et de la température ambiante ; pour la tension d'alimentation on tiendra compte des variations réelles de la source utilisée ; pour la température ambiante, on en limitera les variations aux valeurs — 10° et + 45°.

4-3. Conditions particulières aux appareils fonctionnant en classe F3 :

a) La fréquence émise ne s'écarte pas en valeur relative de plus de $100.10^{-6}$ de la fréquence assignée, compte tenu de variations simultanées de la tension d'alimentation et de la température ambiante ; pour la tension d'alimentation, on tiendra compte des variations réelles de la source utilisée ; pour la température ambiante, on en limitera les variations aux valeurs — 10° et + 45°.

b) L'excursion de fréquence de l'émetteur ne dépasse pas ± 5 kHz.

***

Après le rappel de ces points principaux — trop souvent ignorés ou oubliés — revenons sur les conditions à satisfaire pour l'obtention des certificats d'opérateur radiotélégraphiste et radiotéléphoniste. Pour cela, nous allons publier de larges extraits de l'arrêté du 10 novembre 1930, relatif aux stations d'amateurs.

1° Les certificats d'opérateur radiotélégraphiste ou radiotéléphoniste sont délivrés après examen comportant, pour les deux catégories de certificats :

a) des épreuves pratiques — transmission et réception auditive ; réglage et manœuvre des appareils ;

b) des épreuves orales portant, d'une part, sur les matières techniques du programme (voir plus loin), et d'autre part, sur la législation et la réglementation en matière de trafic.

Ces certificats ne pourront être délivrés qu'aux candidats âgés de 16 ans et ayant obtenu au moins la note 10 sur 20 **pour chacune des épreuves.**

2° L'examen pour l'obtention du certificat de radiotélégraphiste amateur comprend les épreuves suivantes :

*Epreuves pratiques :*

a) Transmission de signaux Morse à une vitesse de dix mots ou groupes par minute, chaque mot ou groupe comprenant cinq lettres, chiffres ou signes de ponctuation ;

b) Réception auditive (lecture au son) d'un texte en langage clair de 50 mots à la vitesse de 10 mots à la minute ;

c) Utilisation des organes constitutionnels du poste d'émission ; mise en service ; réglage du couplage d'antenne ; réglage de l'installation sur une ou plusieurs longueurs d'onde ; manœuvres à effectuer pour faire varier la puissance d'émission ;

d) Utilisation des appareils de mesure et de contrôle, et notamment d'un ondemètre étalonné à 0,5 % près.

*Epreuves orales :*

a) Connaissances des règles de service d'usage courant dans l'exploitation des stations radiotélégraphiques (trafic, modes opératoires, etc...) et des abréviations à employer dans les transmissions (code Q, abréviations de service, etc...).

b) Questions d'ordre pratique se rapportant à la technique de l'électricité et de la radio.

3° L'examen pour l'obtention du certificat de radiotéléphoniste amateur comporte les épreuves suivantes :

*Epreuves pratiques :*

a) Enonciation devant le microphone, d'une façon distincte, de chiffres, lettres et lecture d'un texte en langage clair ;

b) Réception d'une communication radiotéléphonique ;

c) et d) Epreuves identiques à celles prévues aux mêmes alinéas pour l'examen de radiotélégraphiste.

*Epreuves orales :*

a) et b) Epreuves identiques à celles prévues aux mêmes alinéas pour l'examen de radiotélégraphiste.

**Programme condensé des épreuves orales :**

Les sources et récepteurs d'électricité en courant continu, accumulateurs, piles, moteurs, etc...

Les sources de courant alternatif, alternateurs, transformateurs.

Instruments de mesures, voltmètres, ampèremètres électromagnétiques et thermiques, wattmètres, organes de protection ; dispositions à prendre en cas d'accident par contact avec la haute tension.

Etude des organes principaux constituant les postes de radio.

Le circuit oscillant.

Antennes et cadres.

La lampe à trois électrodes ; caractéristiques ; utilisation en oscillatrice, etc...

Montages divers courants.

Description des divers organes et étages d'un poste émetteur. Alimentations. Procédés de modulation. Procédés de manipulation.

Principe de la réception. Les lampes et leurs fonctions sur un récepteur. La réception à amplification directe. La réception par changement de fréquence.

Principe de la radiogoniométrie.

Mesures diverses. Ondemètre, etc...

Abréviations usuelles et de service. Code Q.

Il ne nous est évidemment pas possible, ici, d'entrer dans tous les détails du programme des épreuves. Nous précisons d'ailleurs que les candidats trouveront tous renseignements utiles dans les circulaires adressées par l'Administration des P.T.T. bien avant l'examen.

Quant à **la technique pure,** au Code Q, aux abréviations diverses, etc..., le candidat pourra apprendre tout cela à loisir dans le présent ouvrage.

Nous ne nous étendrons pas non plus sur les méthodes opératoires de trafic radiotélégraphique ou radiotéléphonique. Ces méthodes sont exposées dans les circulaires remises aux intéressés par la Direction Générale des Télécommunications. De plus, une écoute régulière des stations d'amateur familiarisera vite le futur candidat avec lesdites méthodes de trafic.

## PRECAUTIONS ESSENTIELLES A PRENDRE POUR EVITER LES BROUILLAGES (très important)

1° Avant de procéder à un appel (ou avant de répondre à un appel), les stations doivent s'assurer qu'elles ne gêneront pas les stations déjà en fonctionnement dans leur rayon d'action. S'il y a possibilité de brouillage, elles doivent s'abstenir de transmettre pendant la durée des communications en cours (ou choisir une autre longueur d'onde).

2° Les transmissions doivent également cesser à la première demande faite par une station ouverte au service de la correspondance publique générale ou dès réception d'appels de détresse.

3° Pour réduire les risques d'interférences, les stations émettrices doivent interrompre leurs émissions après chaque période de quinze minutes maximum et pour une durée qui ne peut être inférieure à cinq minutes (amateurs de duplex, n'oubliez pas ce paragraphe du règlement...).

4° Si une station recevant un appel n'est pas certaine que cet appel lui est adressé, elle ne doit pas répondre avant que l'appel n'ait été répété.

5° Si une station est certaine qu'un appel lui est adressé, mais a des doutes sur l'indicatif de la station appelante, elle peut répondre en attribuant à la station inconnue le signal .. — .. comme indicatif ; ou encore, passer : QRZ (qui m'appelle ?).

⁂

**En résumé :** Toute personne qui envisage de faire de l'émission doit, **avant toute chose,** remplir en deux exemplaires les imprimés délivrés par l'Administration, dits « formule 706 ».

Les caractéristiques principales de l'installation future seront stipulées nettement sur ces imprimés.

En même temps, il est obligatoire de remplir consciencieusement les trois *fiches de renseignements* jointes aux formulés 706.

Ensuite, ces imprimés seront retournés en bloc à l'Administration.

C'est seulement après un certain délai nécessaire pour recueillir l'avis des départements ministériels intéressés (Marine, Air, Guerre, Intérieur et P.T.T.) que l'Administration notifie l'*autorisation* ou le *refus* de *l'établissement d'un poste émetteur privé 5e catégorie.*

Et c'est à ce moment, et à partir de ce moment seulement, que l'amateur a le droit de construire l'émetteur qu'il avait soigneusement élaboré « sur le papier ».

Entre temps, les P.T.T. expédient au postulant moult circulaires et extraits de la réglementation actuelle à laquelle il devra se soumettre, programme de l'examen, modes opératoires du trafic, etc., etc.

Enfin, lorsque la construction de la station est terminée, émetteur mis au point sur *antenne fictive non rayonnante,* le candidat a intérêt à le signaler aux P.T.T., afin que ceux-ci envisagent de déléguer un inspecteur. Ce dernier se rend à domicile, afin de vérifier la station et de faire passer l'examen au futur amateur-émetteur.

Si le montage s'est révélé correct, et l'examen passé avec succès, peu de temps s'écoule avant que l'amateur reçoive son *indicatif officiel* et son *autorisation d'émettre.*

## CONCLUSION

Nous venons d'exposer les conditions à satisfaire pour devenir amateur-émetteur, ainsi que les points essentiels de la législation actuelle que la condition d'amateur oblige à suivre. En fait, pour devenir amateur-émetteur, il faut apprendre ce règlement ; mais, c'est en le respectant que l'on reste amateur !

Nous remercions ici, au nom de tous les amateurs français, la Direction Générale des Télécommunications, les Services Radioélectriques et les Centres d'écoute et de surveillance, pour la grande compréhension dont ils font preuve dans l'application dudit règlement.

« Fraternité, solidarité, amitié » ne sont pas des vains mots chez les amateurs.

« Correction, sincérité, obligeance » sont aussi de règle dans le trafic d'amateur.

## § 2. — Bandes de fréquences allouées aux amateurs

On sait que les amateurs sont parqués dans certaines bandes de fréquence, lesquelles il faut bien le dire, sont un peu étroites, en raison du nombre toujours croissant d'O.M. qui s'y rencontrent (surtout la bande 40 mètres !).

Voici, d'ailleurs, les allocations de fréquences depuis la conférence d'Atlantic City (mai 1947). Cette répartition appliquée depuis juillet 1949, intéresse les services suivants : Services fixes (FX), Stations mobiles générales (Mob), Stations mobiles maritimes (MM), Stations mobiles aéronautiques (AeM), Stations mobiles terrestres (LM), Stations aéronautiques fixes (AeFX), Radionavigation (RN), Amateurs (Am), et enfin Radiodiffusion (B).

Les diverses régions d'allocations sont les suivantes :

*Région* 1 : Europe, y compris toute l'U.R.S.S., l'Afrique, une partie du Proche-Orient comprenant la Turquie, les territoires au nord de l'U.R.S.S. et la Mongolie.

*Région* 2 : Continent américain, nord, sud et centre, y compris les Caraïbes, le Groenland et les îles Hawaï.

*Région* 3 : Le reste du globe, soit l'Océanie, y compris l'Australie et la Nouvelle-Zélande, l'Asie, l'Extrême-Orient.

Voici donc, maintenant, la nouvelle répartition des fréquences allouées aux amateurs :

1.800 à 2.000 kc/s : Régions 2 et 3, pour occuper toute bande non nécessaire au « loran » ; partagée avec FX, et Mob, sauf AeM, RN.
3.500 à 3.800 kc/s : Région 1 ; partagée avec FX, Mob, sauf AeM.
3.500 à 4.000 kc/s : Région 2 ; partagée avec FX, Mob, sauf AeM.
3.500 à 3.900 kc/s : Région 3 ; partagée avec FX, Mob.
7.000 à 7.100 kc/s : Régions 1, 2 et 3.
14.000 à 14.350 kc/s : Régions 1, 2 et 3.
21.000 à 21.450 kc/s : Régions 1, 2 et 3.
28.000 à 29.700 kc/s : Régions 1, 2 et 3.
144 à 146 Mc/s : Régions 1, 2 et 3.
146 à 148 Mc/s : Régions 2 et 3.
220 à 225 Mc/s : Région 2.

430 à 440 Mc/s : Régions 1, 2 et 3 ; partagée avec navigation aéronautique qui a priorité, mais seulement temporairement dans la région 2.
450 à 460 Mc/s : Régions 1 et 3 ; partagée avec Ae, RN.
1.215 à 1.300 Mc/s : Régions 1, 2 et 3.
2.300 à 2.450 Mc/s : Régions 1, 2 et 3.
3.300 à 3.500 Mc/s : Région 2.
3.300 à 3.900 Mc/s : Région 3 ; partagée avec FX, Mob et RN.
5.650 à 5.850 Mc/s : Régions 1, 2 et 3.
5.850 à 5.925 Mc/s : Région 2.
10.000 à 10.500 Mc/s : Régions 1, 2 et 3.
21.000 à 22.000 Mc/s : Régions 1, 2 et 3.

Maintenant, il nous faut dire quelques mots sur les bandes « *susceptibles d'être utilisées par les amateurs* » ; nous sommes obligés de modifier l'ancienne terminologie « bandes réservées aux amateurs », expression qui, dans l'état actuel des choses n'a

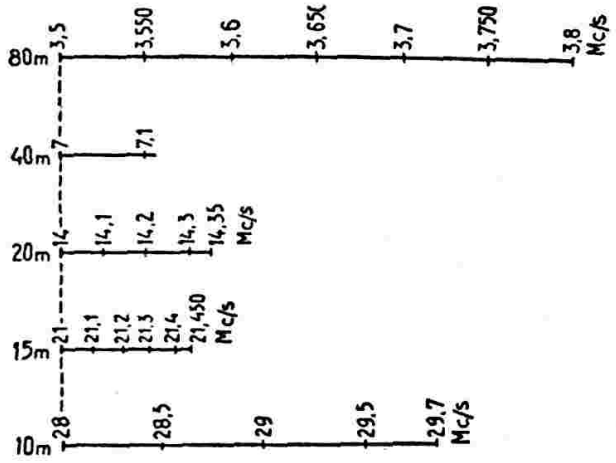



*Fig. XXII-1*

aucun sens, étant donné que plus rien n'est *réservé :* les amateurs trafiquent dans « leurs bandes », si toutefois la place n'est pas déjà occupée par quelconque radiodiffusion ou télégraphie commerciale ou militaire !

Cette parenthèse étant fermée, rappelons que toutes les bandes d'amateurs sur ondes décamétriques sont en relation harmonique. Ainsi, la bande 7 Mc/s est l'harmonique 2 de la bande 3,5 Mc/s ; la bande 14 Mc/s est l'harmonique 4 de la bande 3,5 Mc/s ; la bande 21 Mc/s est l'harmonique 6 de la bande 3,5 Mc/s. La figure XXII-1 illustre cet exposé aride et montre également les différentes largeurs de bandes susceptibles d'être utilisées par les amateurs.

Voici d'ailleurs, en manière de résumé, les diverses bandes de fréquences sur lesquelles peuvent travailler les amateurs français :

| | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| Bande de | 3,5 | à | 3,8 | Mc/s (dite des 80 mètres). | Avec une puissance alim. maximum de 100 watts pour toutes les bandes. |
| — | 7 | à | 7,100 | Mc/s (dite des 40 mètres). | |
| — | 14 | à | 14.350 | Mc/s (dite des 20 mètres). | |
| — | 21 | à | 21,450 | Mc/s (dite des 15 mètres). | |
| — | 28 | à | 29,700 | Mc/s (dite des 10 mètres). | |
| — | 144 | à | 146 | Mc/s (dite des 2 mètres). | |
| — | 430 | à | 440 | Mc/s. | |
| — | 1.215 | à | 1.300 | Mc/s. | |
| — | 2.300 | à | 2.450 | Mc/s. | |
| — | 5.650 | à | 5.850 | Mc/s. | |
| — | 10.000 | à | 10.500 | Mc/s. | |
| — | 21.000 | à | 22.000 | Mc/s. | |

Pour ce qui est de la modulation par impulsion et de la modulation de fréquence, voir respectivement les chapitres XV et XVIII.

La télévision d'amateur est autorisée (après demande préalable) dans la bande 430/440 MHz (définitions de 405 ou de 625 lignes).

D'autre part, la bande 80 mètres est partagée avec des services officiels français qu'il est instamment prié de ne pas brouiller.

Précisons que les fréquences attribuées à la télécommande sont :

1° fréquence de 27,120 MHz (à ± 0,6 % près) ;
2° bande de 72 à 72,5 MHz ;
3° bande de 144 à 145 MHz ;
4° bande de 436 à 437 MHz ;

## § 3. — Préfixes de nationalité

Afin d'identifier les stations d'amateurs, chacune possède un *indicatif* qui lui est propre.

*Exemples :* F8VS, F3AV, HB9DQ, etc., etc.

La ou les premières lettres constituent le préfixe de nationalité ; en d'autres termes, par leur examen, on peut être fixé tout de suite sur la provenance de l'émission :

F ⟹ France.
HB ⟹ Suisse, etc...

Les dernières lettres, par contre, permettent d'identifier l'amateur à proprement parler (par recherche sur le Call-Book (1), par exemple).

Quant aux chiffres, certains pays les utilisent pour indiquer des districts (subdivision du pays). Dans d'autres nations, par contre, aucune distinction spéciale n'intervient.

Précisons qu'en France, nous avons :

*a*) Emetteurs 5e catégorie (amateurs). ..... F1AA à F1ZZ, F2AA à F2ZZ, F3AA à F3ZZ, F5AA à F5ZZ, F8AA à F8ZZ, F9AA à F9ZZ

*b*) Emetteurs-amateurs militaires alliés en stationnement sur le territoire français métropolitain ou de l'Union Française. F7AA à F7AZ, F7BA à F7BZ

*c*) Stations expérimentales 4e catégorie. F4AA à F4ZZ

*Note.* — Dans le cas de stations portables ou mobiles, la lettre X précède ordinairement l'indicatif ; ou encore, c'est la lettre P ou M qui fait suite à l'indicatif.

Voici, classés par ordre alphabétique, les préfixes de nationalité des stations d'amateurs (préfixes existants ou ayant existés) :

### Liste officielle des préfixes de nationalité et Répartition des districts

A ..... Etats-Unis d'Amérique.
AC3 ..... Sikkim.
AC4 ..... Thibet
AC5 ..... Boutan.
AG2 ..... Trieste (MF2).
AP ..... Pakistan.
AR ..... Liban (OD).
B et C ..... Chine (XU).
BV ..... Formose (Taïwan).
C9 ..... Mandchourie.
CE ..... Chili.
0 ..... Ile de Pâques.
1 ..... Provinces d'Antofagasta, Atacama, Tacna et Tarapaca.
2 ..... Provinces d'Aconcagua, Valparaiso et Coquimbo.
3 ..... Provinces de Santiago, O'Higgins et Colchagua.

(1) Livre donnant les noms et adresses des amateurs régulièrement autorisés du globe.

| | |
|---|---|
| 4 ..... | Provinces de Curico, Concepcion, Maule, Linares, Talca et Vuble. |
| 5 ..... | Provinces d'Arauco, Cantin, Blo-blo, Malleco et Valdivia. |
| 6 ..... | Provinces de Chiloé et Llanqihue. |
| 7 ..... | Territoire de Magellan. |
| CM ..... | Cuba (graphie). |
| CO ..... | Cuba (phonie). |
| 1 ..... | Pinar del Rio. |
| 2 ..... | La Havane, Ile des Pins. |
| 5 ..... | Matanzas. |
| 6 ..... | Santa Clara. |
| 7 ..... | Camaguey. |
| 8 ..... | Oriente. |
| 9 ..... | Stations expérimentales de broadcasting. |
| CN2 ..... | Tanger. |
| CN8 ..... | Maroc. |
| CP ..... | Bolivie. |
| CR4 ..... | Cap Vert (Iles du). |
| CR5 ..... | Guinée portugaise. — Iles Principe et Sao-Thomé. |
| CR6 ..... | Angola. |
| CR7 ..... | Mozambique. |
| CR8 ..... | Indes portugaises, Goa. |
| CR9 ..... | Macao. |
| CR10 ..... | Timor. |
| CS3 ..... } Açores<br>CS6 ..... } Angola | Personnel américain en stationnement. |
| CT1 ..... | Portugal. |
| CT2 ..... | Açores. |
| CT3 ..... | Madère. |
| CX ..... | Uruguay. |
| CZ ..... | Monaco. |
| DK-DL-DJ-DM .... | Allemagne. |
| DU ..... | Iles Philippines. |
| EA ..... | Espagne. |
| 0 ..... | Guinée espagnole. |
| 1 ..... | Asturies, Galice, Castille et Leon. |
| 2 ..... | Biscaye, Guipuzcoa, Alava, Navarre et Aragon. |
| 3 ..... | Catalogne. |
| 4 ..... | Nouvelle-Castille et Estrémadure. |
| 5 ..... | Castellon de la Plana, Alicante, Valence, Albacète et Murcie. |
| 6 ..... | Baléares. |
| 7 ..... | Andalousie. |
| 8 ..... | Canaries. — Rio de Oro. |
| 9 ..... | Possessions africaines, Maroc espagnol. |
| EI ..... | Irlande (Etat libre d'). |
| EK1 ..... | Tanger. |
| EL ..... | Liberia. |
| EP-EQ ..... | Iran (Perse). |
| ET ..... | Ethiopie. |
| F ..... | France. |
| FA ..... | Algérie. |
| FB ..... | Madasgascar, Iles Comores, Kuerguelen. |
| FC ..... | Corse. |
| FD ..... | Togo français. |
| FE ..... | Cameroun français. |
| FF ..... | A.O.F. |
| FG ..... | Guadeloupe. |
| FH ..... | Wallis. |
| FI ..... | Indochine. |
| FK ..... | Nouvelle-Calédonie. |
| FL ..... | Somalie française. |
| FM ..... | Martinique. |
| FN ..... | Indes françaises. |
| FO ..... | Tahiti et possessions françaises d'Océanie. |
| FP ..... | Saint-Pierre et Miquelon. |

| | |
|---|---|
| FQ ..... | A.E.F. |
| FR ..... | Réunion. |
| FT4 ..... | Tunisie (3V8). |
| FU ..... | Nouvelles-Hébrides françaises. |
| FW ..... | Iles Wallis et Futuna-Horne. |
| FY ..... | Guyane française et Inini. |
| G ..... | Grande-Bretagne. |
| GC ..... | Iles Anglo-normandes. |
| GD ..... | Ile de Man. |
| GI ..... | Irlande du Nord. |
| GM ..... | Ecosse. |
| GW ..... | Pays de Galle. |
| HA et HG ..... | Hongrie. |
| HB ..... | Suisse. |
| 1 ..... | Stations mobiles. |
| 9 ..... | Stations fixes. |
| HC ..... | Equateur et Galapagos. |
| HE ..... | Liechtenstein. |
| HH ..... | Haïti. |
| HI ..... | République dominicaine. |
| HJ-HK ..... | Colombie. |
| HL ..... | Corée. |
| HP ..... | Panama (République de). |
| HR ..... | Honduras. |
| HS ..... | Siam. |
| HV ..... | Vatican. |
| HZ ..... | Hedjaz et Nejd (Arabie Séoudite). |
| I ..... | Italie. |
| IS ..... | Sardaigne. |
| IT ..... | Sicile. |
| I5 ..... | Somalie italienne (MS4). |
| I6 ..... | Erythrée (MI3). |
| J-JA ..... | Japon. |
| JY1 ..... | Transjordanie (ZC1). |
| JZ0 ..... | Nouvelle-Guinée néerlandaise. |
| K et KN ..... | Etats-Unis d'Amérique (U.S.A.) |
| K2UN ..... | Station des Nations Unies à Lake Success ne communiquant qu'avec les amateurs pour l' « international friendship ». |
| KB-KZ ..... | Territoires et possessions des U.S.A. |
| KB6 ..... | Baker Howland, Phœnix. (WB6) |
| KC4 ..... | Petite Amérique (Antarctique). |
| KC6 ..... | Iles Carolines (WC6) |
| KG4 ..... | Guantanamo (NY4) (WG4). |
| KG6 ..... | Guam, Saipan et Tinian (WG6). |
| KG6IA-IZ ..... | Iles Bonin, Volcano, Iwojima. |
| KH6 ..... | Hawaï (WH6). |
| KJ6 ..... | Iles Johnston (WJ6). |
| KL7 ..... | Alaska (WL7). |
| KM6 ..... | Iles Midway (WM6). |
| KP4 ..... | Porto-Rico (WP4). |
| KP6 ..... | Groupe Palmyr et Jarvis (WP6). |
| KR6 ..... | Iles Riou-Kiou - Okinawa (WR6). |
| KS4 ..... | Swan (Ile du Cygne) (WS4). |
| KS6 ..... | Samoa américaine (WS6). |
| KV4 ..... | Iles Vierges (WV4). |
| KW6 ..... | Groupe Wake (WW6). |
| KX6 ..... | Marshall (WX6). |
| KZ5 et WZ5 ..... | Yone du Canal de Panama (Armée). |
| LA-LB ..... | Norvège - Spitzberg. |
| LI ..... | Libye (MD1 - 2 = troupes d'occupation). |
| LU ..... | Argentine. |
| LX ..... | Luxembourg. |
| LZ ..... | Bulgarie. |
| M1 ..... | République de Saint-Marin. |

MI3 ..... Erythrée (I6).
MP4 ..... Golfe Persique, Oman.
MS4 ..... Somalie italienne (MD4 : troupes d'occupation).
MX ..... Mandchoukouo.
N ..... Etats-Unis d'Amérique.
NY ..... Chantiers de l'U.S. Navy : NY 1 et 2, Zone du Canal ; NY 4 Guantanamo, Cuba.
OA ..... Pérou.
OD ..... Liban.
OE ..... Autriche { (FKS8 = troupes d'occupation française). { (MB9 = troupes d'occupation).
Provinces autrichiennes :
1 ..... Vienne.
2 ..... Salzburg.
3 ..... Basse-Autriche.
4 ..... Burgenland.
5 ..... Haute-Autriche.
6 ..... Styrie.
7 ..... Tyrol.
8 ..... Carinthie.
9 ..... Vorarlberg.
OH ..... Finlande.
OK ..... Tchécoslovaquie.
ON ..... Belgique.
OQ ..... Congo Belge.
OX ..... Groenland.
OY ..... Féroé.
OZ ..... Danemark
PA ..... Pays-Bas.
0 ..... Stations d'amateurs.
1 ..... Stations de contrôle.
PI1 ..... Stations d'écoles spéciales (Pays-Bas).
PJ ..... Curaçao, Antilles hollandaises.
PK ..... Indes néerlandaises.
1, 2, 3 ..... Java.
4 ..... Sumatra.
5 ..... Bornéo hollandais.
6 ..... Célèbes et Moluques, Nouvelle Guinée hollandaise.
PX ..... Andorre.
PY ..... Brésil.
PZ ..... Guinée néerlandaise, Surinam.
SA-SM ..... Suède.
SP ..... Pologne.
ST2 ..... Soudan anglo-égyptien.
SU ..... Egypte.
SV-SX ..... Grèce - Crête.
SV5 ..... Dodécanèse - Iles du Rhodes.
TA ..... Turquie (d'Europe et d'Asie).
TF ..... Islande.
TG ..... Guatemala.
TI ..... Costa-Rica - Ile Coco.
TJ ..... République du Cameroun
TL ..... République Centrafricaine
TN ..... République du Congo
TR ..... Gabon
TT ..... République du Tchad
TU ..... Côte d'Ivoire.
TY ..... Dahomey
TZ ..... République du Mali
U ..... U.R.S.S.
UA1 ..... Terre François-Joseph.
UA1-3-4-6 ..... District de Moscou (Russie d'Europe).
UA9-0 ..... Yakoutsk, Bouriatie, Mongolie, Sibérie (Russie d'Asie).

UB5 ..... Ukraine.
UC2 ..... Biélo-Russie (Russie Blanche).
UD6 ..... Azerbaïdjan.
UF6 ..... Géorgie.
UG6 ..... Arménie.
UH8 ..... Turkménistan (Turkoman).
UI8 ..... Uzbékistan.
UJ8 ..... Tajikstan.
UL7 ..... Kazakstan.
UM8 ..... Kirghizstan.
UN1 ..... Carélie.
UO5 ..... Moldavie.
UP2 ..... Lithuanie.
UQ2 ..... Lettonie (Latvie)
UR2 ..... Estonie.
VE ..... Canada (non compris Terre-Neuve et Labrador).
1 ..... Provinces du Nouveau Brunswick, Nouvelle Ecosse et Ile du Prince Edouard.
2 ..... Province de Québec.
3 ..... Province d'Ontario.
4 ..... Province de Manitoba.
5 ..... Province de Saskatchewan.
6 ..... Province d'Alberta.
7 ..... Province de la Colombie britannique.
VE8AA-VE8LZ ... Territoire du Yukon.
VE8MA-VE8ZZ ... Territoire du Nord-Ouest.
VO1-VO8 ..... Terre-Neuve et Salvador.
VK ..... Australie.
VK1 ..... Iles Heard et Macquarie.
2 ..... Nouvelles Galles du Sud.
3 ..... Victoria.
4 ..... Queensland et Papua.
5 ..... Australie du Sud.
6 ..... Australie occidentale.
7 ..... Tasmanie.
8 ..... Australie centrale.
9 ..... Nouvelle-Guinée anglaise. - Ile Norfolk. - Papouasie.
VO ..... Terre-Neuve et Labrador (voir VE).
VP1 ..... Honduras britannique, Zanzibar.
VP2 ..... Antigoa, Iles Leeward, Iles Windward, Saint-Kitts, Nevis.
VP3 ..... Guyane britannique.
VP4 ..... Trinité, Tobago.
VP5 ..... Jamaïque, Cayman, Turks et Caïques.
VP6 ..... Barbade.
VP7 ..... Bahama.
VP8 ..... Shetland du Sud, Falkland, Orcades du Sud, Géorgie du Sud, Sandwich du Sud.
VP9 ..... Bermudes.
VQ 1 ..... Zanzibar.
2 ..... Rhodésie du Nord, Zambie.
3 ..... Tanganyika.
4 ..... Kénya.
5 ..... Ouganda.
6 ..... Somalie britannique.
8 ..... Maurice (y compris les îles Chagos).
9 ..... Seychelles.
VR 1 ..... Iles Gilbert et Ellice, Ile de l'Océan, Iles Britanniques du Phœnix.
2 ..... Guyane anglaise, Fidji.
3 ..... Fanning.
4 ..... Salomon britannique.
5 ..... Tonga.
6 ..... Pitcairn.

| | |
|---|---|
| 7-8-9 ..... | Autres îles anglaises en Océanie. |
| VS 1 ..... | Etats malais et Singapour. |
| VS 2-3 ..... | Malaya. |
| VS 4 ..... | Bornéo anglais du Nord. |
| 5 ..... | Labuan, Brunéi et Sarawak. |
| 6 ..... | Hong-Kong. |
| 7 ..... | Ceylan. |
| 8 ..... | Khuria-Muria et Bahrein. |
| 9 ..... | Maldives, Aden et Ile Socotra ; Oman. |
| VU 2 ..... | Indes, Andaman et Nicobar (Népal). |
| VU 4 ..... | Iles Laccadives. |
| VU 7 ..... | Ile Bahrein. |
| W ..... | Etats-Unis d'Amérique (U.S.A.). W et K : stations civiles. A et N : stations militaires. |
| W 1 ..... | Connecticut, Massachussetts, New-Hampshire, Vermont, Rhode-Island, Maine. |
| 2 ..... | New-Jersey, New-York. |
| 3 ..... | Delaware, Columbia, Maryland, Pennsylvanie. |
| 4 ..... | Floride, Géorgie, Alabama, Caroline du Nord, Caroline du Sud, Tennessee, Virginie, Kentucky. |
| 5 ..... | Louisiane, Mississipi, Arkansas, Nouveau-Mexique, Oklahoma, Texas. |
| 6 ..... | Californie. |
| 7 ..... | Arizona, Oregon, Nevada, Montana, Idaho, Utah, Washington, Wyoming. |
| 8 ..... | Ohio, Michigan, Virginie de l'Ouest. |
| 9 ..... | Indiana, Wisconsin, Illinois. |
| 0 ..... | Iiowa, Dakota du Nord, Dakota du Sud, Nebraska, Missouri, Minnesota, Kansas, Colorado. |
| WN ..... | Etats-Unis d'Amérique. |

Toutes les stations d'amateur ayant des indicatifs d'appel commençant par les lettres préfixes WA jusqu'à WZ, ou par KN, sont des stations provisoires dont la licence est accordée à des opérateurs « novices » pendant une période probatoire d'apprentissage d'une année.

Lorsque les stations d'amateur fonctionnent comme station portatives ou mobiles et utilisent la télégraphie, elles font suivre leur indicatif d'appel : d'une barre de fraction et d'un nombre indiquant la région d'attribution de l'indicatif dans laquelle opère la station ; ou des lettres MM si la station est exploitée sur un navire en mer ; ou des lettres AM pour indiquer que la station est exploitée sur un aéronef. Si elles utilisent la téléphonie, l'indication « mobile » ou « portative » est donnée, suivie de l'indication de la situation de la station.

| | |
|---|---|
| XE ..... | Mexique. |
| 1 ..... | central. |
| 2 ..... | du Nord. |
| 3 ..... | du Sud. |
| XT ..... | Haute-Volta. |
| XU ..... | Cambodge. |
| XV5 ..... | Vietnam. |
| XW ..... | Laos. |
| XY2 ..... | Birmanie. |
| XZ ..... | Birmanie. |
| YA ..... | Afghanistan. |
| YI ..... | Irak, Mésopotamie. |
| YJ ..... | Nouvelles-Hébrides britanniques. |
| YK ..... | Syrie. |
| YN ..... | Nicaragua. |
| YO-YR ..... | Roumanie. |
| YS ..... | San Salvador. |
| YT-YU ..... | Yougoslavie. |
| YV ..... | Vénézuéla. |
| 1 ..... | Maracaïbo et Valera. |
| 2 ..... | San Cristobal. |

| | |
|---|---|
| 3 ..... | Barquisimeto. |
| 4 ..... | Valencia et Maracaï. |
| 5 ..... | Caracas. |
| 6 ..... | Bolivar. |
| 7 ..... | Cumana. |
| ZA ..... | Albanie. |
| ZB 1 ..... | Malte. |
| 2 ..... | Gibraltar. |
| ZC 1 ..... | Transjordanie (JY1). |
| 2 ..... | Cocos (Archipel des). |
| 3 ..... | Christmas. |
| 4 ..... | Chypre ; (MD 7 : troupes d'occupation). |
| 5 ..... | Bornéo du Nord. |
| 6 ..... | Palestine (4X4 : Israël). |
| ZD 1 ..... | Sierra-Leone. |
| 2 ..... | Nigeria et Cameroun britannique. |
| 3 ..... | Gambie. |
| 4 ..... | Togo britannique et Côte de l'Or. |
| 6 ..... | Nyassaland. |
| 7 ..... | Sainte-Hélène. |
| 8 ..... | Ascension. |
| 9 ..... | Tristan-da-Cunha et Gough. |
| ZE ..... | Rhodésie du Sud. |
| ZK 1 ..... | Cook (Archipel de). |
| 2 ..... | Niue. |
| ZL ..... | Nouvelle-Zélande. |
| 1 ..... | Auckland. |
| 2 ..... | Wellington. |
| 3 ..... | Canterbury. |
| 4 ..... | Otago. |
| ZM ..... | Samoa britannique. |
| ZP ..... | Paraguay. |
| ZS ..... | Union Sud-Africaine, Iles Marion et Prince-Edouard. |
| ZS1, ZT1, ZU1, .. | Le Cap. |
| ZS2, ZT2 ..... | Province du Cap, centre et est. |
| ZS3 ..... | Sud-Ouest africain. |
| ZS4, ZU4 ..... | Province du Cap, nord-ouest et Etat libre d'Orange. |
| ZS5, ZT5, ZU5 ... | Natal et Griqualand. |
| ZS6, ZT6, ZU6 ... | Transvaal. |
| ZS7 ..... | Swaziland. |
| ZS8 ..... | Basutoland. |
| ZS9 ..... | Bechuanaland. |

A la Conférence Internationale des Télécommunications d'Atlantic-City, certains pays se sont vus attribuer des préfixes « chiffrés » supplémentaires. Ce sont :

| | |
|---|---|
| 2AA - 2ZZ ..... | Grande-Bretagne. |
| 3AA - 3AZ ..... | Monaco. |
| 3BA - 3FZ ..... | Canada. |
| 3GA - 3GZ ..... | Chili. |
| 3HA - 3UZ ..... | Chine. |
| 3VA - 3VZ ..... | France. |
| 3YA - 3YZ ..... | Norvège. |
| 3ZA - 3ZZ ..... | Pologne. |
| 4AA - 4CZ ..... | Mexique. |
| 4DA - 4IZ ..... | Philippines. |
| 4JA - 4LZ ..... | U.R.S.S. |
| 4MA - 4MZ ..... | Vénézuéla. |
| 4NA - 4OZ ..... | Yougoslavie. |
| 4PA - 4SZ ..... | Colonies britanniques et Protectorats. |
| 4TA - 4TZ ..... | Pérou. |
| 4UA - 4UZ ..... | Nations Unies. |
| 4VA - 4VZ ..... | Haïti. |

4WA - 4WZ ..... Yemen.
4XA - 4XZ ..... Etat d'Israël.
4YA - 4YZ ..... Organisation de l'Aviation civile internationale.
5CA - 5CZ ..... Maroc.
9AA - 9AZ ..... Saint-Marin.
9NA - 9NZ ..... Népal.
9SA - 9SZ ..... Sarre.

Parmi ces préfixes « chiffrés », certains sont employés ; citons :

3A2 ..... Monaco.
3V8 ..... Tunisie.
3W8 ..... Cambodge et Viet-Nam.
4S7 ..... Ceylan.
4U1 ..... Nations Unies (I.T.U. - Genève).
4W1 ..... Yemen.
4X4 ..... Israël.
5A ..... Libye.
5B4 ..... Chypre.
5N2 ..... Nigeria.
5R8 ..... Madagascar.
5T5 ..... Mauritanie.
5U7 ..... République du Niger.
5V4 ..... Togo.
5W1 ..... Samoa Ouest.
5X5 ..... Ouganda.
5Z4 ..... Kenya.
6O. ..... Somalie.
6W8 ..... Sénégal.
6Y8 ..... Jamaïque.
7G1 ..... Guinée.
7X2 ..... Algérie.
8J1 ..... Antarctique.
9G1 ..... Ghana.
9K2 ..... Kuweit.
9K3 ..... Zones neutres.
9L1 ..... Sierra Leone.
9M2 ..... Malaisie.
9N1 ..... Népal.
9Q5 ..... Congo.
9S4 ..... Sarre (DL8).
9U5 ..... Burundi.
9X5 ..... Ruanda.

Indicatifs ayant été utilisés par des troupes d'occupation :

DL ..... Allemagne.
MB 9 ..... Autriche.
MD 1 ..... Cyrénaïque.
MD 2 ..... Tripolitaine.
MD 3 ..... Erythrée.
MD 4 ..... Somalie.
MD 5 ..... Zone du Canal de Suez.
MD 6 ..... Irak.
MD 7 ..... Chypre.
MF 2 ..... Trieste.
MP 4 ..... Oman.
OE 13 ..... Autriche.
FKS 8 ..... Autriche.

Stations de l'Antarctique :

CE - KC - LU/Z - VK - VP - ZL - 8J1.

## § 4. — Code Q

Dans une liaison radiotélégraphique, les amateurs emploient le code Q, qui constitue à la fois des abréviations et un langage international.

Le code Q comprend des groupes de trois lettres, dont la première est toujours un Q (d'où le nom).

Chaque groupe a une signification bien définie et connue de tous les amateurs.

Parfois même, des groupes sont glissés également dans les conversations radiotéléphoniques, comme abréviations.

Il existe d'autres codes, tels que le code Bentley, le code Z, le code Western-Union, le code ABC, etc. Mais ils ne sont utilisés que par les stations commerciales.

Le code Q, par contre, est plus spécial aux stations d'amateurs et aux *stations de bord*.

Voici les groupes du code Q actuellement en vigueur. Lorsqu'un groupe est suivi d'un point d'interrogation, l'expression a le sens d'une question ; alors qu'autrement, il s'agit d'un avis ou d'une réponse. Enfin, les amateurs ont parfois un peu modifié le sens de certaines expressions ; nous indiquons ce sens dérivé, le cas échéant, non officiel cependant, après la mention « Am » (amateur).

| | |
|---|---|
| QAH ..... | Hauteur au-dessus de... (niveau). |
| QAM ..... | Observations météorologiques récentes à... |
| QAN ..... | Direction et vitesse du vent à l'endroit considéré. |
| QAV ..... | Radioguidage en « homing » avec radiogoniomètre (en aéronautique). |
| QBA ..... | Visibilité horizontale. |
| QBB ..... | Nébulosité et hauteur des nuages. |
| QBI ..... | Règles de vol aux instruments (aéronautique). |
| QBK ..... | Je peux travailler en réseau. |
| QBK? ..... | Pouvez-vous travailler en réseau ? |
| QBO ..... | Aérodrome le plus proche où les règles de vol à vue sont autorisées. |
| QCX ..... | Indicatif d'appel complet. |
| QDL ..... | Série de relèvements. |
| QDM ..... | Cap magnétique à suivre. |
| QDR ..... | Relèvement magnétique par rapport à ..... |
| QFA ..... | Prévisions météorologiques. |
| QFE ..... | Pression atmosphérique au sol à l'endroit considéré. |
| QFF ..... | Pression atmosphérique actuelle au niveau de la mer. |
| QFU ..... | Direction magnétique ou Numéro de la piste à utiliser (Aéronautique). |
| QGE ..... | Distance par rapport à une autre station. |
| QGN ..... | Autorisation d'atterrir. |
| QGO ..... | Interdiction d'atterrir. |
| QGP ..... | (1, ou 2, ou 3, etc...). Ordre ou numéro pour l'atterrissage (Aéronautique). |
| QHE ..... | (1, 2, 3 et 4). Position d'un avion dans les quatre étapes du tour de piste (Aéronautique). |
| QNH ..... | Pression à laquelle on doit caler un altimètre pour qu'il indique l'altitude au sol à l'endroit considéré. |
| QNY ..... | Conditions météorologiques actuelles. |
| QRA ..... | Le nom de ma station est ..... |
| QRA ? ..... | Quel est le nom de votre station ? |
| Am = | Adresse de la station. |
| QRB ..... | La distance approximative entre nos stations est de ..... miles marins (ou ..... kilomètres). |
| QRB ? ..... | A quelle distance approximative vous trouvez-vous de ma station ? |
| Am = | Distance. |
| QRC ..... | Les comptes de taxes de ma station sont liquidés par l'exploitation privée ..... (ou par l'Administration de l'Etat). |
| QRC ? ..... | Par quelle exploitation privée (ou administration d'Etat) sont liquidés les comptes de taxes de votre station ? |

| | |
|---|---|
| QRD ..... | Je vais à ..... et je viens de ..... |
| QRD ? ..... | Où allez-vous et d'où venez-vous ? |
| QRE ..... | Heure d'arrivée prévue. |
| QRG ..... | Votre fréquence (ou longueur d'onde) exacte est de ..... kc/s ou ..... mètres). |
| QRG ? ..... | Voulez-vous m'indiquer ma fréquence (ou ma longueur d'onde) ? |
| Am = | Fréquence (ou longueur d'onde). |
| QRH ..... | Votre fréquence (ou longueur d'onde) varie. |
| QRH ? ..... | Ma fréquence (ou longueur d'onde) varie-t-elle ? |
| Am = | Variations de fréquence. |
| QRI ..... | La tonalité de votre émission varie. |
| QRI ? ..... | La tonalité de mon émission est-elle régulière ? |
| Am = | Tonalité ; note de la porteuse. |
| QRJ ..... | Je ne peux pas vous recevoir, vos signaux sont trop faibles. |
| QRJ ? ..... | Me recevez-vous mal ? Mes signaux sont-ils faibles ? |
| Am = | Signaux faibles. |
| QRK ..... | Je vous reçois bien, vos signaux sont bons. Lisibilité, compréhensibilité (de 1 à 5). |
| QRK ? ..... | Me recevez-vous bien ? Mes signaux sont-ils bons ? |
| Am = | Puissance des signaux. |
| QRL ..... | Je suis occupé (je suis occupé avec .....). Prière de ne pas brouiller. |
| QRL ? ..... | Etes-vous occupé ? |
| Am = | Occupé. |
| QRM ..... | Je suis brouillé. |
| QRM ? ..... | Etes-vous brouillé ? |
| Am = | Brouillage - interférence. |
| QRN ..... | Je suis troublé par les atmosphériques. |
| QRN ? ..... | Etes-vous troublé par les atmosphériques ? |
| Am = | Parasites atmosphériques. |
| QRO ..... | Augmentez l'énergie ? |
| QRO ? ..... | Dois-je augmenter l'énergie ? |
| Am = | Puissant. |
| QRP ..... | Diminuez l'énergie. |
| QRP ? ..... | Dois-je diminuer l'énergie ? |
| Am = | Petit, faible. |
| QRQ ..... | Transmettez plus vite (..... mots par minute). |
| QRQ ? ..... | Dois-je transmettre plus vite ? |
| Am = | Manipulation rapide. |
| QRS ..... | Transmettez plus lentement (..... mots par minute). |
| QRS ? ..... | Dois-je transmettre plus lentement ? |
| Am = | Manipulation lente. |
| QRT ..... | Cessez la transmission. |
| QRT ? ..... | Dois-je cesser la transmission ? |
| Am = | Cessation - fin. |
| QRU ..... | Je n'ai rien pour vous. |
| QRU ? ..... | Avez-vous quelque chose pour moi ? |
| Am = | Plus rien. |
| QRV ..... | Je suis prêt. |
| QRV ? ..... | Etes-vous prêt ? |
| Am = | Prêt. |
| QRW ..... | Prière d'aviser ..... que je l'appelle sur ..... kc/s (ou mètres). |
| QRW ? ..... | Dois-je aviser ..... que vous l'appelez sur ..... kc/s (ou mètres) ? |
| QRX ..... | Attendez (ou attendez jusqu'à ce que j'aie fini de communiquer avec .....). |
| QRX ? ..... | Dois-je attendre ? A quel moment me rappelerez-vous ? |
| Am = | Attente. Ne quittez pas l'écoute. |
| QRY ..... | Votre tour est numéro ..... (ou d'après toute autre indication). |
| QRY ? ..... | Quel est mon tour ? |
| QRZ ..... | Vous êtes appelé par ..... |
| QRZ ? ..... | Par qui suis-je appelé ? |
| QSA ..... | La force de vos signaux est ..... (1 à 5). |

| | |
|---|---|
| QSA ? ..... | Quelle est la force de mes signaux ? (1 à 5). |
| Am = | Lisibilité des signaux. |
| QSB ..... | La force de vos signaux varie. |
| QSB ? ..... | La force de mes signaux varie-t-elle ? |
| Am = | Fading. |
| QSD ..... | Votre manipulation est incorrecte, vos signaux sont mauvais. |
| QSD ? ..... | Ma manipulation est-elle correcte ? mes signaux sont-ils nets ? |
| Am = | Manipulation. |
| QSF ..... | Votre transmission automatique s'évanouit complètement. |
| QSF ? ..... | Ma transmission automatique est-elle bonne ? |
| QSG ..... | Transmettez ..... télégrammes (ou un télégramme) à la fois. |
| QSG ? ..... | Dois-je transmettre ..... télégrammes (ou un télégramme) à la fois ? |
| QSH ..... | N'envoyez à la fois qu'un seul télégramme en le répétant deux fois. |
| QSH ? ..... | Dois-je n'envoyer à la fois qu'un seul télégramme en le répétant deux fois ? |
| QSJ ..... | La taxe à percevoir par mot pour ..... est de ..... francs, y compris la taxe télégraphique intérieure. |
| QSJ ? ..... | Quelle est la taxe à percevoir par mot pour ..... y compris votre taxe télégraphique intérieure ? |
| Am = | Prix. |
| QSK ..... | Continuez la transmission de tout votre trafic, je vous interromprai s'il y a lieu. |
| QSK ? ..... | Dois-je continuer la transmission de tout mon trafic ? Je peux vous écouter avec mes signaux. } (break-in). |
| QSL ..... | Je vous donne accusé de réception ? |
| QSL ? ..... | Pouvez-vous me donner accusé de réception ? |
| Am = | Carte d'accusé de réception ou de confirmation de liaison. |
| QSM ..... | Répétez le dernier télégramme que vous m'avez transmis. |
| QSM ? ..... | Dois-je répéter le dernier télégramme que je vous ai transmis ? |
| QSO ..... | Je puis communiquer avec ..... directement (ou par l'intermédiaire de .....). |
| QSO ? ..... | Pouvez-vous communiquer avec ..... directement (ou par l'intermédiaire de .....) ? |
| Am = | Liaison bilatérale. |
| QSP ..... | Je retransmettrai à ..... gratuitement. |
| QSP ? ..... | Voulez-vous retransmettre à ..... gratuitement ? |
| Am = | Relais. |
| QSQ ..... Am = | Transmission sans répétition de chaque mot. |
| QSR ..... | Suite a été donnée par ..... à l'appel de détresse reçu de ..... |
| QSR ? ..... | A-t-on donné suite à l'appel de détresse reçu de ..... ? |
| QST ..... Am = | Communication d'intérêt général. |
| QSU ..... | Transmettez (ou répondez) sur ..... kc/s (ou mètres) ou sur ondes du type $A_1$, $A_2$, $A_3$ ou B. |
| QSU ? ..... | Dois-je transmettre (ou répondre) sur ..... kc/s (ou mètres) ou sur ondes du type $A_1$, $A_2$, $A_3$ ou B ? |
| QSV ..... | Transmettez une série de VVV, etc... |
| QSV ? ..... | Dois-je transmettre une série de VVV ? |
| Am = | Transmission de plusieurs V. |
| QSW ..... | Je vais transmettre (ou je transmettrai) sur ..... kc/s (ou ..... mètres) et (ou) sur ondes du type $A_1$, $A_2$, $A_3$ ou B. |
| QSW ? ..... | Voulez-vous transmettre sur ..... kc/s (ou ..... mètres) et (ou) sur ondes du type $A_1$, $A_2$, $A_3$ ou B ? |
| QSX ..... | J'écoute ..... (indicatif d'appel) sur ..... kc/s (ou mètres). |
| QSX ? ..... | Voulez-vous écouter ..... (indicatif d'appel) sur ..... kc/s (ou mètres) ? |
| Am = | Ecoute d'un autre correspondant sur ..... kc/s. |

QSY ..... Passez à la transmission sur ..... kc/s (ou mètres), sans changer de type d'onde. — ou :
Passez à la transmission sur un autre type d'onde.

QSY ? ..... Dois-je passer à la transmission sur ..... kc/s (ou mètres) sans changer de type d'onde ? — ou :
Dois-je passer à la transmission sur une autre onde ?

Am = Changement volontaire de fréquence.

QSZ ..... Transmettez chaque mot ou groupe deux fois.

QSZ ? ..... Dois-je transmettre chaque mot ou groupe deux fois ?

Am = Transmission répétée de chaque mot.

QTA ..... Annulez le télégramme n° ..... comme s'il n'avait pas été transmis.

QTA ? ..... Dois-je annuler le télégramme n° ..... comme s'il n'avait pas été transmis ?

QTB ..... Je ne suis pas d'accord avec votre compte de mots ; je répète la première lettre de chaque mot et le premier chiffre de chaque nombre.

QTB ? ..... Etes-vous d'accord avec mon compte de mots ?

QTC ..... J'ai ..... télégrammes pour vous (ou pour .....).

QTC ? ..... Combien avez-vous de télégrammes à transmettre ?

Am = J'ai quelque chose pour vous.

QTE ..... Votre relèvement vrai relativement à moi est de ..... degrés.

ou : Le relèvement vrai de ..... (indicatif d'appel) relativement à ..... (indicatif d'appel) est de ..... degrés à ..... (heure).

ou : Votre relèvement vrai relativement à ..... (indicatif d'appel) est de ..... degré à ..... (heure).

QTE ? ..... Quel est mon relèvement vrai relativement à vous ?

ou : Quel est le relèvement vrai de ..... (indicatif d'appel) relativement à ..... (indicatif d'appel) ?

ou : Quel est mon relèvement vrai relativement à ..... (indicatif d'appel) ?

QTF ..... La position de votre station sur la base des relèvements pris par les postes radiogoniométriques que je contrôle est ..... latitude, ..... longitude.

QTF ? ..... Voulez-vous m'indiquer la position de ma station sur la base des relèvements pris par les postes radiogoniométriques que vous contrôlez ?

QTG ..... Je vais transmettre mon indicatif d'appel pendant cinquante secondes en terminant par un trait de dix secondes sur ..... kc/s (ou mètres) pour que vous puissiez prendre mon relèvement radiogoniométrique.

QTG ? ..... Voulez-vous transmettre votre indicatif d'appel pendant cinquante secondes en terminant par un trait de dix secondes, sur ..... kc/s (ou mètres), pour que je puisse prendre votre relèvement radiogoniométrique ?

QTH ..... Ma position est ..... latitude ..... longitude (ou d'après toute autre indication) ?

QTH ? ..... Quelle est votre position en latitude et en longitude (ou d'après toute autre indication) ?

Am = Position géographique.

QTI ..... Ma route vraie est de ..... degrés.

QTI ? ..... Quelle est votre route vraie ?

QTJ ..... Ma vitesse de marche est de ..... nœuds (ou de ..... kilomètres à l'heure).

QTJ ? ..... Quelle est votre vitesse de marche ?

QTL ..... Cap vrai (**Aéronautique**).

QTM ..... Cap magnétique (**Aéronautique**).

QTO ..... Je viens de sortir du bassin (ou du port).

| | |
|---|---|
| QTO ? ..... | Etes-vous sorti du bassin (ou du port) ? |
| QTP ..... | Je vais entrer dans le bassin (ou dans le port). |
| QTP ? ..... | Allez-vous entrer dans le bassin (ou dans le port) ? |
| QTQ ..... | Je vais communiquer avec votre station à l'aide du code international des signaux. |
| QTQ ? ..... | Pouvez-vous communiquer avec ma station à l'aide du code international des signaux ? |
| QTR ..... | L'heure exacte est ..... |
| QTR ? ..... | Quelle est l'heure exacte ? |
| Am = | Heure. |
| QTU ..... | Les heures d'ouverture de ma station sont de ..... à ..... |
| QTU ? ..... | Quelles sont les heures d'ouverture de votre station ? |
| Am = | Heures de travail de la station. |
| QTX ..... | Ma station reste ouverte pour communiquer avec vous jusqu'à ..... (heure). |
| QTX ..... | Voulez-vous laisser votre station ouverte pour communiquer avec moi jusqu'à ..... (heure) ? |
| QUA ..... | Voici les nouvelles de ..... (indicatif d'appel de la station mobile). |
| QUA ? ..... | Avez-vous des nouvelles de ..... (indicatif d'appel de la station mobile) ? |
| QUB ? ..... | Pouvez-vous me donner, dans l'ordre, les renseignements concernant la visibilité, la hauteur des nuages, le vent au sol pour ..... (lieu d'observation) ? |
| QUB ..... | Voici les renseignements demandés ..... |
| QUC ..... | Le dernier message reçu par moi de ..... (indicatif d'appel de la station mobile) est ..... |
| QUC ? ..... | Quel est le dernier message reçu par vous de ..... (indicatif d'appel de la station mobile) ? |
| QUD ..... | J'ai reçu le signal d'urgence fait par ..... (indicatif d'appel de la statio mobile) à ..... (heure). |
| QUD ? ..... | Avez-vous reçu le signal d'urgence fait par ..... (indicatif d'appel de la station mobile) ? |
| QUF ..... | J'ai reçu le signal de détresse fait par ..... (indicatif d'appel de la station mobile) à ..... (heure). |
| QUF ? ..... | Avez-vous reçu le signal de détresse fait par ..... (indicatif d'appel de la station mobile) ? |
| QUG ..... | Je suis forcé d'amerrir (ou d'atterrir) à ..... (lieu). |
| QUG ? ..... | Allez-vous être forcé d'amerrir (ou d'atterrir) à ..... (lieu) ? |
| QUH ..... | La pression barométrique actuelle au niveau de la mer est de ..... (unités). |
| QUH ? ..... | Voulez-vous m'indiquer la pression barométrique actuelle au niveau de la mer ? |
| QUJ ..... | Le cap vrai à suivre, par vent nul, pour vous diriger vers moi est de ..... degrés à ..... (heure). |
| QUJ ? ..... | Voulez-vous m'indiquer le cap vrai à suivre, par vent nul, pour me diriger vers vous ? |
| QUM ..... | Le trafic de détresse est terminé. |
| QUM ? ..... | Le trafic de détresse est-il terminé ? |

**Groupes non officiels utilisés par les amateurs :**

| | |
|---|---|
| QRRR ..... | Signal de détresse terrestre (S.O.S.). |
| QSC ..... | Signaux qui disparaissent. |
| QSLN ..... | Je ne désire pas de carte QSL et je n'en envoie que sur demande expresse. |

## Désignations des émissions

Au cours des significations des groupes du code Q, nous avons remarqué que l'on désigne parfois les « types d'ondes » par des lettres. Voici, ci-dessous, les traductions de ces notations :

*Modulation d'amplitude*

| | |
|---|---|
| A0 ..... | Absence de toute modulation. |
| A1 ..... | Télégraphie sans modulation par une fréquence audible (manipulation par tout ou rien). |
| A2 ..... | Télégraphie par manipulation d'une fréquence audible de modulation, ou par manipulation de l'émission modulée (cas particulier : émission modulée non manipulée). |
| A3 ..... | Téléphonie, avec double bande latérale et onde porteuse complète. |
| A3a ..... | Téléphonie, avec bande latérale unique et onde porteuse réduite. |
| A3b ..... | Téléphonie, avec deux bandes latérales indépendantes et onde porteuse réduite. |
| A4 ..... | Fac-similé. |
| A5 ..... | Télévision. |
| A9 ..... | Transmissions complexes et cas non envisagés ci-dessus. |
| A9c ..... | Transmissions complexes avec onde porteuse réduite. |

*Ondes amorties*

| | |
|---|---|
| B ..... | Ondes composées de séries successives d'oscillations dont l'amplitude, après avoir atteint un maximum, diminue graduellement, les trains d'ondes étant manipulés suivant un code télégraphique. Procédé pratiquement abandonné. |

*Modulation de fréquence ou de phase*

| | |
|---|---|
| F0 ..... | Absence de toute modulation |
| F1 ..... | Télégraphie sans modulation par une fréquence audible (manipulation par déplacement de fréquence). |
| F2 ..... | Télégraphie par manipulation d'une fréquence audible de modulation, ou par manipulation de l'émission modulée par une fréquence audible non manipulée). |
| F3 ..... | Téléphonie. |
| F4 ..... | Fac-similé. |
| F5 ..... | Télévision. |
| F9 ..... | Transmissions complexes et cas qui ne sont pas envisagés ci-dessus. |

*Modulation par impulsions*

| | |
|---|---|
| P0 ..... | Absence de toute modulation destinée à transmettre une information. |
| P1 ..... | Télégraphie sans modulation par une fréquence audible. |
| | Télégraphie par manipulation d'une fréquence audible de modulation, ou par la manipulation de l'impulsion modulée (cas particulier : impulsion modulée non manipulée) ; |
| P2d ..... | a) avec amplitude de l'impulsion modulée à fréquence audible. |
| P2e ..... | b) avec fréquence audible modulant la largeur de l'impulsion, |
| P2f ..... | c) avec fréquence audible modulant la phase *ou* la position de l'impulsion. |
| | Téléphonie ; |
| P3d ..... | a) modulation des impulsions en amplitude, |
| P3e ..... | b) modulation des impulsions en largeur |
| P3f ..... | c) modulation des impulsions en phase *ou* en position. |
| P9 ..... | Transmissions complexes et cas non envisagés ci-dessus. |

## § 5. — Signaux de service

Ce sont aussi des abréviations utilisées principalement en radiotélégraphie ; ces signaux sont employés également par les amateurs, et nous donnons, après la mention Am (amateur), la signification exacte qu'ils leur accordent :

CQ ..... Appel général.
AR ..... Fin de texte.
Am = Fin de transmission (s'utilise à la fin d'un appel général, avant qu'une liaison soit établie).
AS ..... Attente.
SN ..... Compris.
K ..... Invitation à transmettre.
Am = K figure également à la fin d'un CQ et à la fin de chaque message, avant de redonner la manipulation au correspondant.
VA ..... Emission terminée.
Am = VA indique la fin d'un QSO avec un correspondant ; éventuellement aussi, la fermeture de la station.

## § 6. — Abréviations complémentaires

Le code Q n'est pas suffisant pour le trafic des amateurs. Aussi ces derniers ont adopté des abréviations complémentaires, soit en graphie, soit en phonie, abréviations qui dérivent presque toutes de l'anglais (1). Les voici:

Abt ..... Environ.
AC ..... Courant alternatif.
AF ..... Basse fréquence.
Agn ..... Encore.
AM ..... Modulation d'amplitude.
Ani ..... Aucun, quelque.
Aer, Ant ..... Antenne.
BC ..... Broadcasting, radiodiffusion.
BCI ..... Brouillages causés aux auditeurs de broadcast.
BCL ..... Auditeur de radiodiffusion.
Bd ..... Mauvais.
BF ..... Basse fréquence.
Bi ..... Par.
Biz ..... Les affaires.
Bjr ..... Bonjour.
Bk ..... Travail en break-in.
Bsr ..... Bonsoir.
BT ..... Basse tension.
Btr ..... Mieux, meilleur.
Bug ..... Vibroplex.
B4 ..... Avant.
Call ..... Indicatif d'appel.
CC ..... Pilotage par quartz.
CF ..... Changement de fréquence.
Chirp ..... Piaulement, piaulé.
Cld ..... Appelé.
Clg ..... Appelant.
Cn ..... Je puis.
Cnt ..... Je ne peux ; ne pouvez-vous ?
CO ..... Etage quartz.
CO ..... Circuit oscillant.

(1) Notons, en passant, que l'anglais est la langue internationale dans le cas de la radiotéléphonie.

| | |
|---|---|
| Code ..... | Télégraphie. |
| Congrats ..... | Compliments. |
| Cp, Cpse ..... | Contrepoids. |
| CQ ..... | Appel général. |
| Crd ..... | Carte (QSL). |
| Cu ..... | Vous voir. |
| Cuagn ..... | Vous retrouver. |
| Cul ..... | Vous retrouver plus tard. |
| CV ..... | Condensateur variable. |
| CW ..... | Ondes entretenues (télégraphie). |
| Da ..... | De. |
| DC ..... | Courant continu. |
| Det ..... | Détection. |
| Dnt ..... | Ne pas ; je ne... pas. |
| Dr ..... | Cher. |
| DX ..... | Grande distance. |
| Ere ..... | Ici. |
| Es ..... | Et. |
| Fb ..... | Beau travail. |
| FD ..... | Doubleur de fréquence. |
| Five ..... | 5 (mètres). |
| FM ..... | Modulation de fréquence. |
| Fone ..... | Téléphonie (ou écouteur, casque). |
| Fr, Fer ..... | Pour. |
| Freq ..... | Fréquence. |
| From ..... | Depuis ; à partir de ; de. |
| GA ..... | Bon après-midi. |
| GB ..... | Au revoir. |
| GD ..... | Terre. |
| GE ..... | Bonne soirée. |
| Gld ..... | Heureux. |
| GM ..... | Bonjour (bonne matinée). |
| GMT, GCT ..... | Temps moyen de Greenwich (TMG). |
| GN ..... | Bonne nuit. |
| Gnd ..... | Terre (T). |
| Gud ..... | Bon. |
| Ham ..... | Amateur. |
| HF ..... | Haute fréquence. |
| Hi ! ..... | Et de rire, hilarité. |
| Hi-Fi ..... | Haute fidélité. |
| HP ..... | Haut-parleur. |
| Hpe ..... | Espérer. |
| Hr, Hre ..... | Ici. |
| Hrd ..... | Entendu. |
| Hrx ..... | Heureux. |
| HT ..... | Haute tension. |
| HV, Hve ..... | Ai, avons, avez, etc... |
| Hvy ..... | Beaucoup, en quantité. |
| Hw ..... | Comment ? Comment me recevez-vous ? |
| I ..... | Je. |
| IF ..... | Moyenne fréquence. |
| Info ..... | Information. |
| Inpt ..... | Puissance alimentation. |
| Key ..... | Manipulateur. |
| LF ..... | Basse fréquence. |
| LT ..... | Basse tension. |
| Ltr ..... | Lettre. |

| | |
|---|---|
| Mayday ..... | Abréviation précédant un message de détresse. |
| Mni, Mani ..... | Beaucoup. |
| Manip ..... | Manipulateur. |
| Mci ..... | Merci. |
| MF ..... | Moyenne fréquence. |
| Mi ..... | Mon, ma, mes. |
| Mike ..... | Microphone. |
| Msg ..... | Message. |
| MO ..... | Oscillateur pilote. |
| MO-PA ..... | Emetteur commandé par oscillateur séparé. |
| MTO ..... | Météorologie. |
| New ..... | Nouveau. |
| Nd, Nid, Nil ..... | Rien, rien à faire. |
| Nite ..... | Nuit, soirée. |
| Nm ..... | Plus rien, plus. |
| No ..... | Non. |
| Nr ..... | Numéro, nombre ou près de. |
| Nw ..... | Maintenant. |
| OB ..... | Mon vieux. |
| OC ..... | Ondes courtes. |
| OK ..... | Tout bien. |
| Old ..... | Ancien. |
| OM ..... | Mon vieux (old man) ; radio-amateur. |
| ON ..... | Sur, « sur l'air ». |
| Onli ..... | Seulement. |
| OPR ..... | Opérateur. |
| OW ..... | Femme opératrice. |
| PAN ..... | (Prononcez : Panne). Abréviation précédant un message d'urgence. |
| PA ..... | Etage amplificateur H.F. de puissance. |
| Pse ..... | S'il vous plaît, veuillez. |
| PH ..... | Phonie. |
| Pwr ..... | Puissance. |
| R ..... | Bien reçu. |
| RAC ..... | Courant alternatif redressé. |
| Red ..... | Reçu (Rodger). |
| Rcvr, RX ..... | Récepteur. |
| Rdn ..... | Courant antenne. |
| RF ..... | Haute fréquence. |
| RMS ..... | Efficace (tension ou intensité). |
| Roger ..... | (Prononcez Rodgeur). Message bien reçu. |
| ROK ..... | Tout reçu ; compris. |
| Rite ..... | Ecrivez, j'écris. |
| Rprt ..... | Rapport, compte rendu. |
| Rpt ..... | Répétez. |
| RST ..... | Report de réception. |
| RTTY ..... | Radiotélétype. |
| Sa ..... | Dites donc. |
| SG ..... | Grille écran. |
| Shack ..... | Construction (ou plus simplement : pièce) où se trouve installé l'émetteur). |
| Sigs ..... | Signaux. |
| Sked ..... | Liaison régulière. |
| Skip ..... | Saut des ondes dû au réfléchissement de la ionosphère ; distance entre deux points pour lesquels la propagation est excellente. |
| Slite ..... | Légèrement, un peu. |
| Sn ..... | Bientôt. |
| Solid ..... | Très bon, réception confortable. |

| | |
|---|---|
| Sri ..... | Désolé, je regrette. |
| SS ..... | Signal unique. |
| Stn ..... | Station. |
| Stdi ..... | Stable. |
| Sum ..... | Un peu, quelque. |
| SW ..... | Ondes courtes. |
| SWL ..... | Amateur récepteur d'ondes courtes. |
| T ..... | Prise de terre (Gnd). |
| Ten ..... | 10 (mètres). |
| Test ..... | Essai. |
| Tg ..... | Télégraphie. |
| Tfc ..... | Trafic. |
| Tjrs ..... | Toujours. |
| Tnx, Tks ..... | Merci. |
| Tmw, Tmrw ..... | Demain. |
| To ..... | Jusqu'à ; à ; vers. |
| TP ..... | Téléphonie. |
| TPTG ..... | Emetteur à circuits grille et plaque accordés. |
| Trub ..... | Ennui, difficulté. |
| Tri ..... | Essayez, j'essaie. |
| TU ..... | Temps universel (GMT). |
| TV ..... | Télévision. |
| TVI ..... | Brouillages provoqués sur les bandes de télévision. |
| U ..... | Vous (ou « ultra »). |
| UHF ..... | Ultra-haute fréquence. |
| Unstdi ..... | Instable. |
| Ur ..... | Votre, vos. |
| V ..... | De. |
| VHF ..... | Très haute fréquence. |
| Vs ..... | Vous, vos. |
| Vx ..... | Vieux. |
| Vy ..... | Très. |
| Wen ..... | Quand. |
| Wid ..... | Avec. |
| Wilco ..... | Message reçu, compris, et sera exécuté. |
| Wkg ..... | Travaillant. |
| WL, Wll ..... | Je vais. |
| WX ..... | Temps, conditions atmosphériques. |
| Xmitter, Xmtr .... | Appareil émetteur. |
| X, Xtal ..... | Cristal, quartz. |
| XYL ou YF ..... | Epouse de l'opérateur. |
| YL ..... | Jeune femme (ou les dames et les demoiselles, en général). |
| YR ..... | Votre, vos. |
| Z ..... | Heure Z ou heure Zoulou (exprimée en heure GMT ou TU). |
| 2nite ..... | Ce soir. |
| 72 ..... | Paix et Amitié. |
| 73 ..... | Meilleures amitiés. |
| 88 ..... | Amour, baisers, tendresses. |
| 161 ..... | Total des deux précédents ! |
| 99 ..... | Dégagez la fréquence. |

## § 7. — Contrôles

Découlant de la Convention de Madrid (1932), les amateurs utilisent le code RWT, qui permet de passer le contrôle précis d'une émission quant à sa puissance (QRK), compréhensibilité des messages (QSA), et tonalité des signaux (QRI).

Voici les échelles de notation :

QRK

| | | |
|---|---|---|
| R1 | ..... | Puissance de réception trop faible. |
| R2 | ..... | — — très faible. |
| R3 | ..... | — — faible. |
| R4 | ..... | — — médiocre. |
| R5 | ..... | — — moyenne. |
| R6 | ..... | — — assez forte. |
| R7 | ..... | — — forte. |
| R8 | ..... | — — très forte. |
| R9 | ..... | — — très puissante (haut-parleur). |

QSA

| | | |
|---|---|---|
| W1 | ..... | Très peu compréhensible. |
| W2 | ..... | Compréhensible par instants. |
| W3 | ..... | Difficilement compréhensible. |
| W4 | ..... | Compréhensible. |
| W5 | ..... | Parfaitement compréhensible. |

QRI

| | | |
|---|---|---|
| T1 | ..... | Courant alternatif brut. |
| T2 | ..... | Courant alternatif musical. |
| T3 | ..... | Courant redressé, non filtré (RAC) et instable. |
| T4 | ..... | Courant redressé, non filtré et stable. |
| T5 | ..... | Courant presque continu, mais instable. |
| T6 | ..... | Courant presque continu, mais stable. |
| T7 | ..... | Courant continu pur, mais note instable. |
| T8 | ..... | Courant continu pur presque parfait. |
| T9 | ..... | Courant continu pur, commande par cristal. |

Néanmoins, la Conférence du Caire (1938) a modifié ces notations de la façon suivante :

Les abréviations QRK et QSA ont interverti leur signification ; et de plus, les échelles sont ainsi conçues :

*Force*

| | | |
|---|---|---|
| QSA 1 | ..... | A peine perceptible. |
| QSA 2 | ..... | Faible. |
| QSA 3 | ..... | Assez bon. |
| QSA 4 | ..... | Bon. |
| QSA 5 | ..... | Très bon. |

*Compréhensibilité*

| | | |
|---|---|---|
| QRK 1 | ..... | Illisible. |
| QRK 2 | ..... | Lisible par instants. |
| QRK 3 | ..... | Lisible, mais difficilement. |
| QRK 4 | ..... | Lisible. |
| QRK 5 | ..... | Parfaitement lisible. |

... Si bien que certains amateurs utilisent le QRK/QSA 1932, d'autres le QSA/QRK 1938, et cela entraîne à de grossières erreurs !

Pour éviter cela, nous ne saurions trop recommander aux OM d'employer le code de l'American Radio Relay League (1934), concis, précis, et toujours en vigueur. Ce code de contrôle est dit *code RST,* initiales des mots Readability (compréhension), Strength (puissance de réception) et Tone (tonalité de l'émission).

Le contrôle se passe de la façon suivante : RST 589, par exemple, ce qui signifie :

Parfaitement lisible.
Forte puissance de réception.
Tonalité excellente des signaux.

Voici, d'ailleurs, les échelles de notation :

| | | |
|---|---|---|
| R | 1 | Illisible. |
| | 2 | A peine lisible. |
| | 3 | Lisible avec difficulté. |
| | 4 | Lisible. |
| | 5 | Parfaitement lisible. |
| S | 1 | Trop faible. |
| | 2 | Très faible. |
| | 3 | Faible. |
| | 4 | Médiocre. |
| | 5 | Moyenne. |
| | 6 | Bonne. |
| | 7 | Assez forte. |
| | 8 | Forte. |
| | 9 | Très forte. |
| T | 1 | Alternatif brut. |
| | 2 | Alternatif musical. |
| | 3 | Alternatif redressé non filtré et instable. |
| | 4 | Alternatif redressé non filtré, mais stable. |
| | 5 | Alternatif redressé filtré instable. |
| | 6 | Alternatif redressé filtré et stable. |
| | 7 | Continu pur, mais instable. |
| | 8 | Continu pur et stable. |
| | 9 | Continu parfait (contrôle par cristal). |

**Notations complémentaires.**

1° Dans le cas de *radiotéléphonie*, la notation « *T* » s'applique à la qualité de la *porteuse*.

Toutefois, en radiotéléphonie, la notation T est plus souvent remplacée par la notation M se rapportant à la modulation. On a alors le code RSM.

Voici d'ailleurs les échelles de notation M pour les contrôles de modulation en amplitude :

| | | |
|---|---|---|
| M | 1 | Modulation inintelligible ; |
| | 2 | Modulation rendue défectueuse par des oscillations parasites ou autres causes inconnues ; |
| | 3 | Modulation rendue défectueuse par une modulation de fréquence indésirée superposée ; |
| | 4 | Modulation rendue défectueuse par de la surmodulation ; |
| | 5 | Bonne modulation ; excellente qualité ; crêtes maxima ne dépassant pas 100 %. |

2° Si l'on veut coter une tonalité vraiment *parfaite*, de qualité *vraiment extraordinaire*, on peut faire suivre le 9 de la lettre X.

Exemple d'un report fb : RST 599X ! !

3° La lettre *C* suivant la cote donnée à « T » indique une « note gazouillée » (instabilité).

4° La lettre K suivant la cote donnée à « T » indique des « clicks » dans la manipulation.

5° De même que la lettre *D* indique un glissement de fréquence progressif.

6° Nous savons que QRM = brouillages et QRN = parasites atmosphériques ; leur importance est cotée, en télégraphie, au moyen des groupes de lettres suivants :

| | |
|---|---|
| N | Aucun. |
| X | Peu. |
| XX | Fort. |
| XXX | Très fort. |

7° Quant au QSB (fading), on le définit, en télégraphie, au moyen des groupes suivants :

| | |
|---|---|
| N | Aucun. |
| F | Faible. |
| FF | Important. |
| FFF | Disparitions complètes. |

S ..... Lent.
SS ..... Très lent.
R ..... Rapide.
RR ..... Très rapide.
D ..... Déformant (en téléphonie).

8° Enfin, un code est parfois employé également pour coter la qualité d'une modulation. C'est le *code F*, dont la signification est donnée ci-dessous :

F1 ..... Très fortes distorsions ; surmodulation ou sous-modulation ; mais, de toutes façons, inintelligible.
F2 ..... Distorsions ; environ 10 % compréhensible.
F3 ..... Sens général compris, mais très difficile à suivre du fait de la qualité de la modulation.
F4 ..... Distorsions ; 30 % compréhensible.
F5 ..... Qualité laissant à désirer, mais 60 % compréhensible.
F6 ..... Compréhensible 100 %, mais voix pas naturelle.
F7 ..... Compréhensible 100 %, très légère distorsion.
F8 ..... Clairement et facilement intelligible ; modulation correcte.
F9 ..... Téléphonie parfaite, bonne linéarité, modulation excellente.

## CODES SINPO ET SINPFEMO

Les codes SINPO et SINPFEMO ont été approuvés pour être utilisés sur le plan mondial par les Services Internationaux des Télécommunications dans les comptes-rendus concernant le contrôle, les difficultés de propagation, le brouillage et la qualité des transmissions.

Un compte-rendu sur la qualité d'une émission sera composé du mot SINPO ou

**Code SINPO**

| Echelle | S | I | N | P | O |
|---|---|---|---|---|---|
| | Force des signaux | Effets nuisibles | | | Lisibilité d'ensemble |
| | | Brouillage QRM | Parasites QRN | Difficultés de propagation | |
| 5 | Excellente | Néant | Néant | Néant | Excellente |
| 4 | Bonne | Faible | Faibles | Faibles | Bonne |
| 3 | Assez bonne | Modéré | Modérés | Modérées | Assez bonne |
| 2 | Faible | Fort | Forts | Fortes | Faible |
| 1 | A peine perceptible | Très fort | Très forts | Très fortes | Nulle |

**Code SINPFEMO**

| Echelle | S | I | N | P | F | E | M | O |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | Force des signaux | Effets nuisibles | | | Fréquence du fading | Modulation | | Qualité d'ensemble |
| | | Brouillage QRM | Parasites QRN | Difficultés de propagation | | Qualité | Profondeur | |
| 5 | Excellente | Néant | Néant | Néant | Néant | Excellente | Maximum | Excellente |
| 4 | Bonne | Faible | Faibles | Faibles | Lente | Bonne | Bonne | Bonne |
| 3 | Assez bonne | Modéré | Modérés | Modérées | Modérée | Assez bonne | Assez bonne | Assez bonne |
| 2 | Faible | Fort | Forts | Fortes | Rapide | Mauvaise | Faible ou nulle | Médiocre |
| 1 | A peine perceptible | Très fort | Très forts | Très fortes | Très rapide | Très mauvaise | Excessive | Inacceptable |

du mot SINPFEMO suivi d'un groupe de cinq chiffres (code SINPO) ou de huit chiffres (code SINPFEMO) indiquant les valeurs des cinq ou des huit caractéristiques correspondantes du code (note de 1 à 5).

Un X sera transmis, ou inscrit, au lieu d'un chiffre pour les caractéristiques non signalées.

Bien que le code SINPFEMO soit plus spécialement destiné à la radiotéléphonie, les deux codes peuvent être employés aussi bien en radiotélégraphie qu'en téléphonie.

**Analogies officielles.**

Il est recommandé aux « phonistes » d'employer les analogies officielles suivantes, surtout dans le cas de liaisons avec des *pays de langue différente* ; il s'agit d'un alphabet phonétique *universel* mis en pratique dans les Services des Transmissions de tous les pays durant ces dernières années :

| | | | |
|---|---|---|---|
| A | alpha | N | november |
| B | bravo | O | oscar |
| C | charlie | P | papa |
| D | delta | Q | québec |
| E | écho | R | roméo |
| F | fox-trot (ou fox) | S | sierra |
| G | golf | T | tango |
| H | hôtel | U | uniforme |
| I. | india | V | victor |
| J | juliette | W | wiski |
| K | kilo | X | X-ray |
| L | lima | Y | yankee |
| M | mike | Z | zoulou |

## § 8. — Trafic
## Modes opératoires — Livre de bord

Nos lecteurs connaissent certainement la manière de trafiquer des amateurs ; nous ne nous étendrons donc pas sur cette question.

D'ailleurs si, pour certains, ce sujet est un peu vague, le *meilleur procédé*, qui se passe d'explications à grand développement, consiste à se familiariser avec le trafic amateur par l'écoute répétée de leurs bandes (bande 40 mètres, par exemple, où il est facile d'entendre les deux correspondants).

Il existe, d'ailleurs, des ouvrages de vulgarisation consacrés exclusivement au trafic d'amateur proprement dit. D'autre part, les modes opératoires télégraphique et téléphonique sont détaillés dans les circulaires envoyées par l'administration des P.T.T. aux futurs candidats.

Nous nous limiterons simplement à donner quelques conseils pratiques d'ordre général destinés à réduire certaines erreurs portant préjudice à un bon trafic.

1) Ne jamais « démarrer » sans avoir, au préalable, fait un tour d'écoute générale ; il est inutile, en effet, de lancer des CQ si la bande est bouchée (propagation mauvaise).

2) Ne jamais « démarrer » si sa propre fréquence est occupée par un autre amateur ; choisir autant que possible une fréquence libre (bien que cela soit de plus en plus difficile).

3) Ne jamais lancer des CQ interminables, qui risquent de lasser les correspondants éventuels. Indiquer souvent son indicatif (et en téléphonie, faire suivre chaque fois celui-ci par des analogies — exemple : F3AV, Amérique, Victoria... ou autres, voir paragraphe précédent).

4) Même remarque pour répondre à un appel : ne pas répéter vingt fois l'indicatif de l'appelant avant de passer le sien propre.

5) Dans le passage d'un indicatif, ne pas omettre d'indiquer les lettres de nationalité ; elles font partie de l'indicatif comme les autres chiffres ou lettres. Des amateurs lointains pourront vous identifier plus facilement.

6) Evitez de changer de fréquence toutes les cinq minutes (V.F.O.), sous prétexte de sortir du QRM. Vous risquez de créer

d'importants brouillages à d'autres amateurs et, de plus, de sortir d'un QRM pour en subir un autre encore plus violent.

7) Si vous êtes piloté par quartz, indiquez souvent votre fréquence au cours de vos émissions ; vous rendrez ainsi service à d'autres amateurs désirant faire un étalonnage de bande sur un récepteur, par exemple.

8) Si un correspondant vous signale un défaut de votre émission, porteuse RAC, par exemple, ne dites pas : « Oui, je sais, c'est ennuyeux ! » Puisque vous le savez, que diable ! au lieu de faire du trafic, connectez votre antenne fictive et remédiez au défaut — n'empoisonnez pas la bande ! « Sur l'air », vous vous devez de présenter une émission parfaite.

9) En radiotéléphonie, surveillez votre élocution ; parlez un « français correct » ; évitez les phrases *imagées ridicules*.

10) Donnez des contrôles exacts et non « de complaisance ». Ne pas donner un contrôle minable à votre correspondant *parce que* celui-ci vous reçoit mal ; la propagation peut être unilatérale, ou quelque chose peut ne pas très bien fonctionner chez vous.

11) Le cahier d'écoute est obligatoire. Tout le trafic (heure, bande, contrôles, observations diverses) doit y être noté.

12) Evitez les QSO archi-multiples (profitables à personne) et calez-vous toujours au battement nul sur votre correspondant (et non à 1 ou 2 kc/s près).

13) Ne pas « pontifier » ; ne pas donner des conseils à torts et à travers lorsqu'on n'en est pas capable, lorsqu'on ne possède pas le « bagage » ou la documentation nécessaire. Cela risque de porter toutes sortes de préjudices à votre correspondant. De plus, vous pouvez être entendu par un OM ou un SWL « du métier » qui s'amuserait alors follement à vos dépens !

14) Dernier conseil enfin, plutôt technique celui-là :

Amateurs, montez en fréquence.

Les bandes 20, 40 et 80 mètres sont peut-être très intéressantes, mais elles n'ont plus de secret.

C'est sur 144 Mc/s et au-dessus qu'il y a du beau travail à faire. Les amateurs sauront montrer, une fois de plus, qu'ils sont utiles à quelque chose et toujours en tête de la science et du progrès.

### Livre de bord

L'Administration des P.T.T. exige que chaque station d'amateur tienne un carnet d'écoute, ou journal, ou livre de bord, ou log-book, sur lequel sont notées toutes les communications réalisées. Ce journal de bord peut être établi sur un gros cahier que l'on divise comme nous le montrons à la page suivante. C'est le répertoire du trafic de la station, l'enregistrement des performances, des DX ; mais c'est aussi une preuve des heures de fonctionnement de la station (en cas d'usurpation d'indicatif).

## § 9. — Diplômes étrangers décernés aux amateurs-émetteurs

Les diplômes (français ou étrangers) pour l'obtention desquels les amateurs peuvent concourir, sont multiples. Aussi ne citerons-nous que les principaux.

### 1° Diplôme WAC.

Ce diplôme, dont les initiales signifient « Worked All Continents » (a travaillé avec tous les continents), a été institué par l'I.A.R.U. (l'Union internationale des radio-amateurs).

Il est délivré à tout amateur pouvant prouver (cartes QSL faisant foi) qu'il a fait QSO avec des stations dans les six continents « radio » (*grosso modo* : Europe, Asie, Afrique, Océanie, Amérique du Nord et Amérique du Sud).

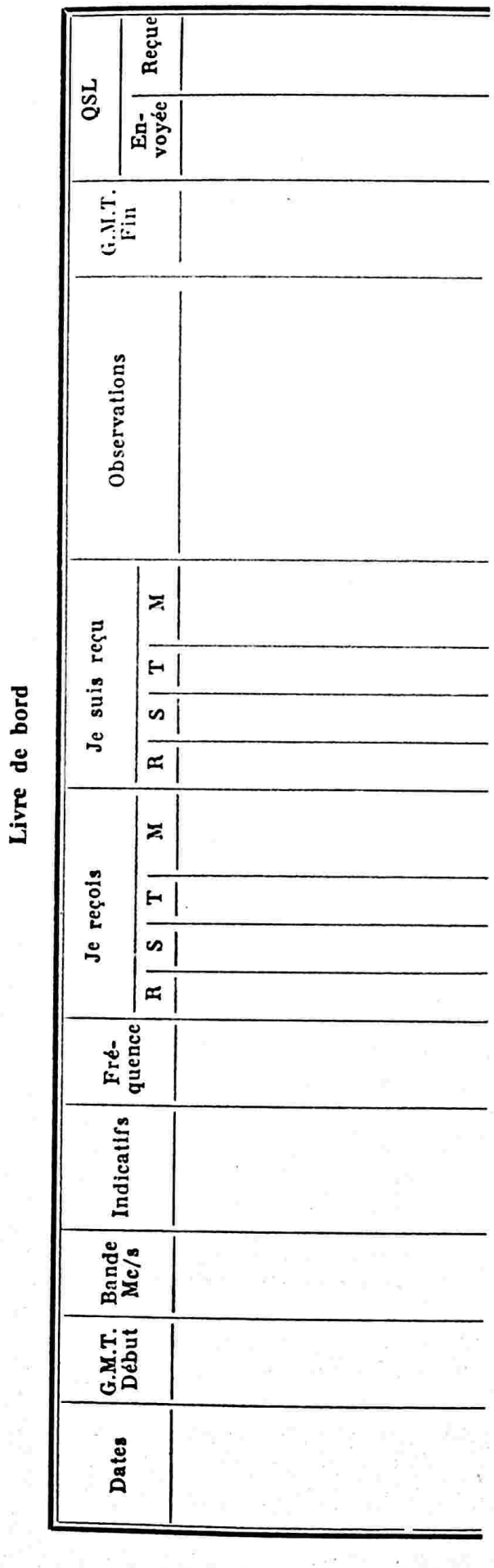
Pour chaque bande, il existe le « WAC graphie » et le « WAC phonie ». Ce dernier est plus difficile à obtenir, on le comprend.

Notons que la compréhensibilité R (du code RST), pour chacune des liaisons, doit être au minimum de 3.

### 2° *Autres diplômes.*

Il existe d'autres diplômes que nous mentionnons à titre indicatif :

a) *Le WBE* (Worked British Empire), décerné par la R.S.G.B. (Radio Society of Great Britain). Mais ce diplôme ne peut être obtenu que par les membres de la R.S.G.B., qui doivent prouver des QSO effectués avec au moins une station d'amateur de l'Empire Britannique de chacun




des cinq continents (Amérique du Nord et du Sud ne comptant que pour un continent).

b) *Le WAZ* (Worked All Zones). Le globe, en effet, a été divisé imaginairement en 40 zones, afin de placer tous les amateurs du monde sur un pied d'égalité. Ici encore, il faut pouvoir justifier d'au moins une liaison par zone pour être l'heureux possesseur du certificat WAZ.

c) *Le WAS* (Worked All States), délivré par l'A.R.R.L. (American Radio Relay League) à tout amateur ayant réalisé au moins un QSO avec une station d'amateur de chacun des districts américains (voir division U.S.A. — W1 à 0 — § 3).

## § 10. — Répartition et Utilisation des fréquences radioélectriques

Dans le tableau ci-après, nous avons établi le classement, la répartition et l'utilisation des fréquences dites « radioélectriques » jusqu'à 35 000 MHz. Bien entendu, dans le cas de la radiodiffusion en modulation d'amplitude (bandes G.O., P.O. et O.C.) ou en modulation de fréquence (bande F.M.), ainsi que pour la télévision, nous n'indiquons pas la fréquence attribuée à chaque émetteur ! Ces fréquences sont connues, ou alors il suffit de consulter un journal de programmes (« *La Semaine Radio-Télé* », par exemple). Nous nous bornons à indiquer les limites de bandes attribuées.

Par contre, dans d'autres cas, nous donnons des fréquences précises, soit parce qu'elles sont peu connues, soit parce qu'elles peuvent aider à l'étalonnage des récepteurs pour les bandes correspondantes.

D'ores et déjà, nous nous excusons auprès de nos lecteurs si cette liste — pourtant copieuse — leur paraît incomplète. Incomplète... et peut-être (malgré tout) erronée ! L'attribution des fréquences change si souvent ! Nous avons cependant groupé le maximum de renseignements qu'il nous a été possible de recueillir avec « assurance » de précision...

Mais nous sommes certains que nos lecteurs comprendront aisément la somme de difficultés présentées par un tel travail de recherche et nous les remercions de leur indulgence.

| | |
|---|---|
| Bande de 150 kHz et au-dessous | Trafics télégraphiques divers. Trafic maritime. (Gamme de plus en plus abandonnée). |
| Fréquence de 91,15 kHz | Signaux horaires du Bureau International de l'Heure (Observatoire de Paris) ; émetteur de Sainte-Assise. |
| Gamme PO de 150 à 275 kHz | Radiodiffusion. Balises et radiophares (aviation ou marine) à partir de 250 kHz et au-dessus. |
| Fréquence de 500 kHz | Fréquence internationale de détresse (télégraphie). |
| Gamme MO de 275 à 525 kHz | Radio-phares, radio-ranges et balises (aviation et marine). Radionavigation « Consol ». |
| Gamme PO de 525 à 1 600 kHz | Radiodiffusion. (Certaines balises aéronautiques sont encore intercalées dans cette gamme jusqu'aux environs de 750 kHz). |
| Bande de 1 600 à 4 450 kHz | Trafic « Chalutiers ». Stations côtières ; trafic et météo (marine). Radionavigation. Trafic HF aviation. Trafic militaire. Loran (1 750 à 1 950 kHz). |
| Fréquences de | |
| 1 687 kHz | Saint-Nazaire. |
| 1 771 kHz | Boulogne-sur-Mer. |
| 1 792 kHz | Alger. |
| 1 806 kHz | Brest. — Le Conquet. |
| 1 862 kHz | Bordeaux. — Arcachon. |
| 1876 kHz | Sud-Bretagne. |
| 1 939 kHz | Marseille. |
| 1 988 kHz | Grasse (yachts). |
| 2 182 kHz | Fréquence internationale de détresse (téléphonie). |
| 2 649 kHz | Grasse. |
| 2 691 kHz | Saint-Malo. |
| 3 512 kHz | Trafic entre navires. |
| 4 390 - 4 422 - 8 767 - 8 799 - 13 154 - 13 182 - 17 314 - 17 342 - 22 674 - et 22 702 kHz | Saint-Lys-Radio (téléphonie). |
| Fréquence de 2 917 kHz | Paris-Radio. Météo et prévisions (aviation). Bulletins pour Le Bourget, Orly, Reims, Tours, Bordeaux, Toulouse, Marseille, Lyon et Nice. Emissions relayées sur 5 544 et 10 066 kHz également. |
| Fréquence de 3 881 kHz | Paris FAV. Cours de lecture au son. |
| Bande de 3 500 à 3 800 kHz | Bande « amateurs » 80 m. |
| Bande de 3 400 à 4 000 kHz | Trafic stations de gendarmerie. |
| Bande de 4 760 à 5 000 kHz | Radiodiffusion (Afrique). |
| Fréquences de | |
| 4 777 kHz | Libreville (Gabon). |
| 4 780 kHz | Djibouti. |
| 4 815 kHz | Haute-Volta. |
| 4 870 kHz | Cotonou (Dahomey). |
| 4 880 kHz | Léopoldville. |
| 4 910 kHz | Conakry (Guinée). |
| 4 940 kHz | Abidjan. |

| | |
|---|---|
| 4 972 kHz<br>5 010 kHz | Yaoundé (Cameroun).<br>Garoua (Cameroun).<br>*N.B. :* D'autres fréquences sont également utilisées dans les bandes OC normales de radiodiffusion. |
| Bande de<br>4 500 à 5 850 kHz | Divers. Certains trafics HF aviation et trafics militaires. |
| Bande de<br>5 850 à 6 410 kHz | Radiodiffusion ; bande 49 m. |
| Bande de<br>7 000 à 7 100 kHz | Bande « amateurs » 40 m. |
| Bande de<br>7 100 à 7 600 kHz | Radiodiffusion. |
| Fréquence de<br>7 428 kHz | Signaux horaires (Pontoise). Relais partiel de l'émission permanente sur la fréquence de 91,15 kHz. |
| Bandes des<br>8 800 kHz | Trafic HF aviation. |
| Bande de<br>8 970 à 9 860 kHz | Radiodiffusion ; bande 31 m. |
| Fréquence de<br>10,775 MHz | Signaux horaires (Pontoise). Relais partiel de l'émission permanente sur la fréquence de 91,15 kHz. |
| Bande de<br>11,45 à 12,48 MHz | Radiodiffusion ; bande 25 m. |
| Fréquence de<br>13,873 MHz | Signaux horaires (Pontoise). Relais partiel de l'émission permanente sur la fréquence de 91,15 kHz. |
| Bande de<br>14 à 14,35 MHz | Bande « amateurs » 20 m. |
| Bande de<br>14,67 à 16 MHz | Radiodiffusion ; bande 19 m. |
| Bande de<br>17 à 18,75 MHz | Radiodiffusion ; bande 16 m. |
| Fréquence de<br>20 MHz | Fréquence d'émission souvent utlisé par les satellites artificiels soviétiques. |
| Bande de<br>21 à 21,45 MHz | Bande « amateurs » 15 m. |
| Bande de<br>20,7 à 22,8 MHz | Radiodiffusion ; bande 13 m. |
| Fréquence de<br>27,12 MHz | Fréquence pour radiocommande. |
| Bande de<br>26,960 à 27,280 MHz | U.S.A. — « Citizens band ». Radiotéléphonie privée par talkie-walkie. |
| Bandes de<br>27,090 à 27,170<br>et de 27,190 à 27,280 MHz | France — « Citizens band ». Radiotéléphonie privée par talkie-walkie. |
| Bande de<br>28 à 29,7 MHz | Bande « amateurs » 10 m. |
| *Nota :* | Dans les inter-bandes de toute la gamme OC (ondes décamétriques), on trouve : certaines stations de radiodiffusion, stations de trafic télégraphique et téléphonique commerciales P. et T. - Presse - ou Militaires ; radiocommunications « HF » aéronautiques. |

| | |
|---|---|
| Bandes de 20 à 27,9 MHz et de 28 à 38 MHz | Trafic « Mobiles » en FM. Armée de terre. Gendarmerie. |
| Bande de 30 à 40 MHz | Police. |
| Bande de 32 à 35 MHz | S.N.C.F. |
| Fréquence de 40 MHz | Fréquence d'émission souvent utilisée par les satellites soviétiques. |
| Bande de 43 à 65,55 MHz | Télévision ; bande I. |
| Bande de 68 à 88 MHz | Police. Pompiers. E.D.F., etc... |
| Bande de 72 à 72,5 MHz | Radiocommande « amateurs ». |
| Bande de 75 à 82 MHz | Radio-taxis. |
| Bande de 85 à 88 MHz | Police. |
| Bande de 88 à 100 MHz | Radiodiffusion F.M. |
| Fréquence de 108 MHz | Fréquence souvent utilisée par les satellites artificiels U.S.A. |
| Bande de 108 à 112 MHz | Aéronautique : Localizer (balisage axial de piste - ILS - VAR). |
| Bande de 111,6 à 117,9 MHz | Stations VOR de radioguidage (aviation). |
| Bande de 117,9 à 144 MHz | Aéronautique : Radiocommunications VHF. |

Voici quelques fréquences « Aviation VHF » (en MHz) intéressantes à connaître :

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| Le Bourget | Tour | 119,1 | | |
| | Approche | 122,5 | | |
| | Gonio | 119,5 | | |
| Paris-Orly | Tour Airport | 118,7 | 121,7 | |
| | Approche | 124,7 | 125,4 | |
| | Information | 124,1 | 126 | |
| Contrôles FIR Paris | 119,3 | 120,1 | 124 | 124,3 |
| | 125,7 | 125,9 | 126,1 | 126,5 |
| | 128,1 | 128,3 | 129,3 | |
| Contrôles FIR Bordeaux | 120,1 | 120,5 | | |
| | 121,3 | 125,3 | | |
| Contrôles FIR Marseille | 123,9 | 124,5 | | |
| | 126,7 | 127,9 | | |
| Marseille | Approche | 119,1 | | |
| | Information | 124,3 | 124,5 | |
| Genève | Contrôle | 127,3 | | |
| | Tour | 118,7 | | |
| | Information | 127,3 | | |

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| Zurich | Contrôle | 128,9 | | |
| Vichy | Tour | 118,1 | | |
| Clermont-Aulnat | Tour | 118,3 | | |
| Lyon-Bron | Tour<br>Gonio<br>Approche<br>Information<br>Contrôle situé à Lyon). | 118,1<br>119,3<br>121,1<br>124,5<br>126,7 | 124,7<br>(FIR de Marseille ; relais | |
| GONIOS | 119,1 | 119,5 | 119,7 | 119,9 |
| Secours - Détresse - Gonios - Fréquence supplétive de tous les aérodromes | 119,7 | | | |
| Fixers civils et militaires | 121,3 | | | |
| Fréquence internationale de détresse Fixers | 121,5 | | | |
| Fréquence militaire | 117,9 | | | |
| Fréquence des Aéro-clubs en France | 123,5 | | | |
| Informations météorologiques permanentes (VOLMET) | Gamme de 126 à 127,8 MHz | Paris 126 MHz.<br>Genève 126,8 MHz. | | |

| | |
|---|---|
| Bande de 144 à 146 MHz | Bande « amateurs » 2 m. |
| Bande de 146 à 156 MHz | Services aéronautiques. |
| Bande de 156 à 162 MHz | 1) Radiotéléphone urbain à bord des véhicules et S.N.C.F.<br>2) Bande maritime VHF en modulation de fréquence. |
| Bande de 162 à 215 MHz | Bande III télévision. |
| Bande de 225 à 400 MHz | Radiocommunications UHF et Services divers (Aéronautique). |
| Fréquence de 282,2 MHz | Contrôle Paris (au-dessus du niveau 250) ; aviation. |
| Fréquence de 353,8 MHz | Contrôles Bordeaux et Marseille (au-dessus du niveau 250). |
| Bande de 328,6 à 335,4 MHz | Balisage de descente ou glidepath pour atterrissage sans visibilité. |
| Bande de 430 à 440 MHz | Bande « amateurs ». |
| Bandes de 433 à 435 MHz et de 450 à 460 MHz | Aéronautique. Radioguidage. Radiocommunications. |

| | |
|---|---|
| Bande de 460 à 470 MHz | Police. |
| Bandes de 470 à 862 MHz et de 862 à 960 MHz | Télévision. Bandes dites « UHF ». |
| Bande de 1 215 à 1 300 MHz | Bande « amateurs » partagée avec d'autres services officiels. |
| Bande de 2 300 à 2 450 MHz | Bande « amateurs » partagée avec d'autres services officiels. |
| Bande des 3 000 MHz | Radars de surveillance (aéronautique). |
| De 4 000 à 7 000 MHz | Ordre de grandeur des fréquences de réception et de ré-émission des satellites-relais. |
| Bande de 5 650 à 5 850 MHz | Bande « amateurs » partagée avec d'autres services officiels. |
| Bande des 9 370 MHz | Radars d'atterrissage GCA (aéronautique). |
| Gamme 9 415 à 9 475 MHz | Radars météorologiques. |
| Bande de 10 000 à 10 500 MHz | Bande « amateurs » partagée avec d'autres services officiels. |
| Bande de 21 000 à 22 000 MHz | Bandes « amateurs ». |
| Bande de 24 000 à 35 000 MHz | Radars (aéronautiques). |

●

**Appendice**

**Emissions de fréquences étalons et de signaux horaires**

GBR ..... (Rugby-England), 16 kHz.
NBA ..... (Panama), 18 et 24 kHz.
WWVL ..... (Sunset-Colorado-U.S.A.), 20 kHz.
WWVB ..... (Fort Collins Colorado-U.S.A.), 60 kHz.
FYP ..... (Sainte-Assise-France). Bureau International de l'Heure (BIH). 91,15 kHz.
FFH ..... (Paris), 2,5 MHz.
HBN ..... (Neuchâtel-Suisse), 2,5 et 5 MHz.
CHU ..... (Canada), 3,330 MHz.
« 7,335 MHz.
« 14,670 MHz.
WWVH ..... (Puunene-Hawaï), 5 MHz.
« 10 MHz.
« 15 MHz.
WWV ..... (Washington-U.S.A.), 2,5 MHz.
« 5 MHz.
« 10 MHz.
« 15 MHz.
« 20 MHz.
« 25 MHz.

| | | |
|---|---|---|
| FYA3 ..... | Pontoise - Bureau International de l'Heure (BIH). | 7 428 kHz |
| TQC9 ..... | | 10 775 kHz |
| TQG5 ..... | Relais partiel de l'émission de FYP/91,15 kHz. | 13 873 kHz |

●

Comme étalon H.F., on peut aussi utiliser l'émetteur de Droitwich sur 200 kHz dont le pilote est tout praticulièrement étudié et d'une stabilité remarquable.

●

## Conclusion

Pour terminer, il nous faut insister sur l'esprit cordial, l'entr'aide, la camaraderie qui forment cette belle chaîne liant tous les amateurs du globe.

Quelques F... peuvent exercer à l'étranger une influence considérable et amener une opinion bonne ou mauvaise sur notre compte.

Songeons à la renommée mondiale des amateurs-émetteurs helvétiques, renommée issue de leur correction, de leur bon trafic et de la qualité de leurs émissions.

En résumé, nous ne pouvons que répéter le mot d'ordre qui nous est cher :

« Correction, obligeance, sincérité » doivent être de règle dans le trafic d'amateur.

Et nous ajouterons :

« Qualité des émissions »... pour clore cet ouvrage avant tout technique.

Avec les cordiales « 73 » de

Roger A. RAFFIN,
F3AV.

# BIBLIOGRAPHIE GENERALE

Comme nous l'avons dit dans l'*Introduction* de cet ouvrage, il n'est pas interdit de se documenter... pas plus au technicien qu'au journaliste ! En effet, l'auteur qui ne travaille que sur ses recherches personnelles, voire ses inventions, n'est pas encore né.

Aussi, chaque fois que le cas s'est présenté, en avons-nous avisé le lecteur par une référence en bas de page ou dans le texte même. On pourra ainsi, commodément, consulter l'original pour obtenir, le cas échéant, les renseignements plus complets.

Outre les références dont nous venons de parler, nous indiquons, ci-dessous, les ouvrages ou les revues que nous avons consultés, ou, d'une manière plus générale, les publications dont nous conseillons la lecture à l'amateur s'intéressant à l'émission et à la réception des ondes courtes.

Néanmoins, il convient de signaler que certains de ces ouvrages sont désormais épuisés ; mais il est toutefois bien évident que les montages qui en ont été tirés à l'origine, ont été modernisés et remis au goût du jour dans la présente édition.

*Radio Electricité Générale,* R. MESNY (Editions Chiron, 40, rue de Seine, Paris-6e).

*Cours élémentaire de télégraphie et de téléphonie sans fil,* F. BEDEAU (Editions Vuibert, 63, boulevard Saint-Germain, Paris).

*Le Haut-Parleur,* radio, électronique, télévision, trait d'union des OM et des SWL. 25, rue Louis-le-Grand, Paris-2e.

*La Radio Française* (Editions Dunod, 92, rue Bonaparte, Paris-6e).

*Short-Wawe-Magazine*

*Radio R.E.F.* (B.P. 42/01 Paris).

*La Réception Panoramique,* Robert ASCHEN et Roland GOSMAND (Technique et Vulgarisation, 5, rue Sophie-Germain, Paris-14e).

*Vues sur la Radio,* Marc SEIGNETTE † et Edouard JOUANNEAU (Editions Librairie de la Radio, 2, rue Réaumur, Paris-2e).

*Pratique et Théorie de la T.S.F. — Radiotechnique,* Paul BERCHÉ † et Roger A. RAFFIN (Editions Librairie de la Radio, 2 rue Réaumur, Paris-2e).

*Bolletino Tecnico Geloso,* Viale Brenta, 29, Milano.

*The Radio-Handbook by Editors and Engineers,* Santa Barbara, California (U.S.A.).

Documentations techniques diverses aimablement confiées par plusieurs firmes françaises et étrangères, notamment : S.F.R. — National Co — U.T.C. — Thordarson — Meissner — R.C.A. — Sylvania — S.A. « La Radiotechnique » — Vareduc — Cominex — Mosley — TRIO — Hy Gain — etc.

Les schémas publiés dans le présent ouvrage sont donnés sans garantie en ce qui concerne leur éventuelle protection par des brevets.

# TABLE DES MATIÈRES


*Pages*

Préface de la première édition ..... 7
Préface ..... 9
Introduction ..... 11

**CHAPITRE I. — Les ondes courtes et les amateurs**

Généralités ..... 13

**CHAPITRE II. — Rappel de quelques notions fondamentales**

§ 1. — Tubes à vide ..... 17
§ 2. — Tétrodes et pentodes de puissance ..... 17
§ 3. — Tubes à gaz ..... 18
§ 4. — Caractéristiques statiques ..... 19
§ 5. — Caractéristiques dynamiques ..... 20
§ 6. — Droite de charge. Influence de l'impédance d'anode ..... 20
§ 7. — Puissance modulée ..... 21
§ 8. — Transformateurs B.F. ..... 21
§ 9. — Classes d'amplification ..... 24
1° Classe A ..... 24
2° Classe B ..... 25
3° Classe C ..... 26
4° Classes intermédiaires ..... 26
§ 10. — Tension de déchet. Angle de passage ..... 27
§ 11. — A) Loi d'Ohm ..... 28
B) Dispositifs potentiométriques ..... 28
C) Bobinages à fer (coefficient de self-induction et impédance) ..... 29
§ 12. — Documents utiles ..... 32
Résistances en parallèle. Condensateurs en série ..... 32
Section des fils ..... 33
Câbles twin-lead et coaxiaux ..... 33
Longueur d'onde et Fréquence ..... 33
Codes des couleurs ..... 36
Impédance des capacités à diverses fréquences ..... 41

**CHAPITRE III. — Classification des récepteurs O.C.**

§ 1. — Généralités ..... 43
§ 2. — Amplification directe ..... 43
§ 3. — Changement de fréquence ..... 44

**CHAPITRE IV. — Etude des éléments d'un récepteur O.C.**

§ 1. — Le Q d'une self-inductance ..... 45
§ 2. — Circuit oscillant. Pertes et qualité ..... 45
§ 3. — Quelques méthodes de band-spread ..... 46

*Pages*

§ 4. — L'amplificateur H.F. ..... 47
Compensateur d'antenne ..... 48
Lampe désamortisseuse ..... 50
Etage HF cascode ..... 50
Exemples de montages d'amplificateurs H.F. ..... 51

§ 5. — Le changement de fréquence ..... 53
Convertisseur 6A8 ..... 55
Convertisseur 6L7 (ou mieux : 6BA7) ..... 55

§ 6. — L'oscillateur ..... 56
Oscillateur E.C.O. ..... 56
Oscillateur feed-back ..... 57

§ 7. — L'amplificateur M.F. ..... 57
Amplificateurs M.F. à réaction ..... 58
Etage M.F. avec filtre à quartz ..... 59
Sélectivité variable ..... 63
Multiplicateur de facteur de surtension Q ..... 64
Réglage des transformateurs M.F. ..... 67

§ 8. — Problème de l'alignement ..... 67

§ 9. — Détection et antifading ..... 68
Détection diode ..... 69
Détection plaque ..... 72
Détection grille ..... 72
Détection Sylvania ..... 73
Commande automatique de volume ..... 74
C.A.V. par tube diode ..... 74
C.A.V. par tube « antifading » ..... 75
C.A.V. amplifiée différée ..... 75
Détecteurs à cristal de germanium ..... 77
Réception « diversity » ..... 78

§ 10. — Systèmes antiparasites ..... 79
Limiteur à diode ..... 79
Limiteur Dickert ..... 79
Etouffeur à diode ..... 80
Limiteur B.F. ..... 82
Ecrêteur à seuil de limitation au taux instantané de modulation ..... 84
Etouffeur Lamb ..... 84

§ 11. — Indicateur d'accord et « S mètre » ..... 86
Etalonnage des « S mètres » ..... 88

§ 12. — Oscillateur de battement pour la télégraphie ..... 89

§ 13. — L'amplificateur B.F. ..... 91
Baffles et enceintes acoustiques ..... 92
Contre-réaction et circuits correcteurs B.F. ..... 100

§ 14. — Lampe de glissement ..... 106

§ 15. — Correcteurs de fréquence. Discriminateurs ..... 107

§ 16. — Oscillateur d'étalonnage à cristal ..... 108

§ 17. — La lampe de silence ou « squelch-circuit » ..... 108

§ 18. — Souffle ; bruit de fond ; sensibilité ..... 110

## CHAPITRE V. — Etude des éléments d'un émetteur

§ 1. — Résistance et pertes des circuits oscillants ..... 125
Remarque sur le montage des C.V. de C.O. parcourus par la H.T. ..... 126

§ 2. — Rôle du pilote ..... 127

§ 3. — Divers « maîtres-oscillateurs » :
Reversed Feed Back ..... 128
Feed Back ..... 128

*Pages*

Hartley ..... 128
Colpitts ..... 128
Split coil Hartley ..... 129
Hoffman ..... 129
Meissner ..... 129
T.P. — T.G. ..... 129
T.N.T. ..... 129
Mesny ..... 129
Hartley push-pull ..... 130
Dynatron ..... 130
Franklin ..... 130
David ..... 131
Oscillateur à couplage cathodique ..... 131
Oscillateur à couplage électronique (E.C.O.) ..... 131
Oscillateur Clapp ..... 132
Notes sur le montage et l'utilisation des maîtres-oscillateurs ..... 132

§ 4. — Oscillateur pilote quartz ..... 134
Modification de la fréquence d'un cristal ..... 136
Variations volontaires de fréquence avec un quartz ..... 136
Montages oscillateurs à cristal ..... 136
Oscillateur Pierce ..... 137
Oscillateur Pierce à pentode ..... 137
Oscillateur Jones à réaction cathodique ..... 138
Oscillateur Tritet ..... 138
Oscillateur E.C.O. — Tritet. — Quartz ..... 138
Note sur les oscillateurs-quartz à circuit d'anode accordé ..... 139
Notes relatives à l'utilisation des cristaux modernes ..... 139
Oscillateur Pierce ..... 139
Jones Crystal Oscillator et Jones Improved Oscillator ..... 140
Note concernant la fréquence marquée sur certains cristaux ..... 141
Utilisation d'un cristal sur la fréquence demie de sa fondamentale ... 141
Conclusion ..... 142

§ 5. — Excitateurs toutes bandes et V.F.O. ..... 142
V.F.O. ..... 143
Montages de V.F.O. ..... 144
V.F.O. Géloso ..... 147
V.F.O. à transistors ..... 147
Pilote. V.F.O. Fréquencemètre F3AV ..... 148
Notes pour l'oscillation sur 160 m ..... 152
Excitateur toutes bandes. V.F.O. Xtal ..... 152

§ 6. — Rôle des étages tampon et doubleur ..... 154
Multiplicateur de fréquence toutes bandes ..... 158

§ 7. — Rôle de l'étage amplificateur H.F. (étage P.A.) ..... 161
Influence de la capacité du condensateur d'accord plaque de sortie .... 161
Tension d'isolement du C.V. d'accord ..... 165
Tension et puissance d'excitation d'un étage, amplificateur H.F. ..... 166
Méthodes de calcul des amplificateurs de puissance classe C ..... 167
Essais d'un amplificateur H.F. de puissance triode classe C ..... 173
Valeur du courant anodique ..... 174
Oscillations parasites dans un amplificateur H.F. ..... 175
Amplificateurs H.F. avec tubes en parallèle ou en push-pull ..... 175
Montages courants des circuits accordés d'anode dans les amplificateurs H.F. de puissance ..... 176
Quelques montages pratiques d'étages P.A.-H.F. ..... 177
Changement de bandes ..... 178
Circuit final multibande W1JCL ..... 180

§ 8. — Polarisation ..... 181

§ 9. — Systèmes de manipulation. Où monter le manipulateur ? ..... 184
Trafic télégraphique en B.K. ..... 187

Pages

Filtres de manipulateur ..... 188
Manipulation par valves à grille ..... 189
Manipulateurs ..... 190

§ 10. — Neutrodynage ..... 191
Conditions du neutrodynage ..... 192
Réglages ..... 193
Précautions indispensables ..... 193
Autres circuits de neutrodynage ..... 195
Neutrodynage Hazeltine ..... 195
Neutrodynage shunt ..... 196
Remarques concernant les montages de neutrodynage ..... 196

§ 11. — Modes de couplage entre étages ..... 196
Couplage électrostatique ..... 197
Adaptation des impédances entre étages ..... 197
Liaison inter-étages par circuit en π ..... 199
Couplage électromagnétique ..... 199
Couplage par ligne (Link coupling) ..... 200
Amplificateurs à montage inversé ou à couplage par la cathode .... 201

§ 12. — Utilisations des tubes sous des tensions anodiques non prévues ..... 203
Tension anodique, tension d'écran, polarisation ..... 203
Intensité plaque, intensité écran, puissance utile, pente, impédance anodique de charge et résistance interne ..... 203

§ 13. — Utilisation des semi-conducteurs dans la construction des émetteurs 204

## CHAPITRE VI. — Alimentations

§ 1. — Alimentations pour récepteurs ..... 211

§ 2. — Alimentations pour émetteurs ..... 212
Note concernant la réalisation des transformateurs par l'amateur .... 213

§ 3. — Filtrage ..... 214

§ 4. — Quelques montages de redresseurs H.T. ..... 214

§ 5. — Transformation d'un courant continu en courant alternatif ..... 219
Inverters ..... 219
Vibreurs ..... 220
Convertisseur rotatif ou génératrice ..... 222
Alimentation HT à transistors ..... 222

§ 6. — Stabilisation des alimentations ..... 224
1° Régulation par fer-hydrogène ..... 224
2° Stabilisation par tube à gaz ..... 224
3° Stabilisation par diode Zener ..... 229
4° Régulateurs automatiques HT ..... 230
5° Régulateurs automatiques « secteur » ..... 232

§ 7. — Redressement par diodes au silicium ..... 234

§ 8. — Alimentation stabilisée 9 V ..... 235

## CHAPITRE VII. — Les circuits accordés

### Condensateurs variables. Détermination des bobinages

§ 1. — Les circuits accordés des récepteurs ..... 237
Calcul des capacités ..... 237
Calcul des bobinages ..... 238
A) Bobinages pour récepteur à amplification directe ..... 240
B) Bobinages pour récepteur changeur de fréquence ..... 241
C) Détermination, en général, des bobinages d'un récepteur ..... 241
D) Remarques ..... 243
E) Blocs commerciaux ..... 243

*Pages*

F) Autres réalisations « amateurs » ..... 243
Exemples de bobinages et de blocs de bobinages réalisables par l'amateur ..... 244
G) Réalisation des transformateurs M.F. ..... 248

§ 2. — Les circuits accordés des émetteurs ..... 248

§ 3. — Les bobines d'arrêt H.F. ..... 250
Bobinages de choc pour V.H.F. ..... 257
Bobines d'arrêt commerciales ..... 257

§ 4. — Réactance inductive et capacitive. Fréquence de résonance. Mesure des inductances ..... 257

§ 5. — Circuits accordés sur VHF ..... 262

## CHAPITRE VIII. — Pratique des récepteurs spéciaux O.C.

§ 1. — Quelques montages de récepteurs O.C. ..... 263
Changement de fréquence ..... 263
Récepteurs de base ..... 265
1° Changeur de fréquence 3 tubes ..... 265
2° Changeur de fréquence 10 tubes ..... 266
3° Le « Colonial SR 12 » ..... 268
4° Récepteur mobile ..... 276
5° Récepteurs pour rallye « Radio-Gonio » ..... 278

§ 2. — Quelques conseils pour améliorer un récepteur en ondes courtes ..... 279
Présélecteur à grand gain ..... 281

§ 3. — La Réception Panoramique et l'étude de la modulation d'un émetteur à la réception ..... 283
Généralités ..... 283
Contrôles oscilloscopiques à la réception ..... 285
Récepteurs panoramiques ..... 288
Adaptateur pour réception panoramique. Appareil de contrôle combiné (panoramique et oscilloscopique) ..... 291
Réglages ..... 293
Utilisation en récepteur ultra-sélectif (RCV type « Q-5 er » ou « Q-10 er » U.S.A.) ..... 298

§ 4. — Récepteurs à double changement de fréquence ..... 298
Adaptateurs O.C. ..... 299
1° Adaptateur bande 28 Mc/s ..... 301
2° Adaptateur 21 Mc/s ..... 303
3° Adaptateur monolampe toutes bandes ..... 303
4° Adaptateur trois étages toutes bandes ..... 305
5° Adaptateur à transistors ..... 307
6° Adaptateur spécial pour la bande 80 m ..... 310
7° Adaptateur à lampes « batteries » ..... 313
Récepteurs à double changement de fréquence :
1° Récepteur commercial Géloso G-209-R ..... 315
2° Récepteur type « SR-2CF-18 » ..... 315
3° Récepteur type « SW.M - 2/63 » ..... 323

§ 5. — Circuit B.F. à sélectivité variable ou à réjection ..... 329
Amplificateur sélectif simple ..... 333

## CHAPITRE IX. — Emetteurs radiotélégraphiques

Propagation. Avertissements ..... 335

§ 1. — Emetteur B.K. 6V6/807, 60 watts (OM) ..... 336
A) Premier montage ..... 336
B) Autre procédé de manipulation ..... 337

§ 2. — Emetteur 3 étages. 150 watts, 80, 40, 20, 10 mètres, avec RK 20 en push-pull ..... 338

Pages

Variante : avec 807 ou 4Y25 en push-pull PA (OM) ..... 341
§ 3. — Moniteur pour télégraphie ..... 342
Conclusion ..... 343
§ 4. — Apprentissage de la lecture au son ..... 343

## CHAPITRE X. — La Radiotéléphonie

§ 1. — Considérations générales ..... 347
§ 2. — Modulation par contrôle d'anode ..... 348
1° Modulation Choke-system ..... 348
Modulation « reference-shift » ..... 349
2° Modulation plaque, liaison par transformateur ..... 349
§ 3. — Modulation par contrôle de grille ..... 351
1° Modulation sur la grille de commande $G_1$ ..... 351
Note sur la modulation complète par la grille de commande ..... 353
2° Modulation sur la grille écran $G_2$ ..... 355
3° Modulation sur la grille suppressor ..... 355
Amélioration du système ..... 356
Rendement ..... 356
§ 4. — Modulation combinée plaque et écran ..... 357
A) Procédé par transformateur spécial ..... 357
B) Procédé par résistance ..... 357
C) Procédé Eymac ..... 358
§ 5. — Modulation par la cathode ..... 358
Remarque ..... 360
§ 6. — Réflexions ..... 361
§ 7. — Modulation à porteuse commandée ..... 361
Modulation Clamp ..... 364
Modulation G1/G2 et porteuse commandée ..... 364
§ 8. — Evitez la surmodulation ..... 366
Note sur le contrôle du taux de modulation ..... 369
Modulomètre simple pour émetteur ..... 370
§ 9. — Contrôle automatique du volume B.F. ..... 371
Nota concernant les limiteurs d'ondes vocales ..... 375
§ 10. — La Modulation Taylor ..... 375
§ 11. — Conclusion ..... 377

## CHAPITRE XI. — Amplification B.F. — Modulateurs

§ 1. — Microphones ..... 379
§ 2. — Calcul des amplificateurs B.F. et modulateurs ..... 380
Transformateurs de modulation ..... 382
Mesure de la puissance modulée ..... 383
Parlons en décibels ..... 383
§ 3. — Quelques montages d'amplificateurs B.F. et modulateurs ..... 388
A) Amplificateur B.F. — 4,2 ou 6,5 watts ..... 388
B) Amplificateurs push-pull 10 watts ..... 389
C) Amplificateur push-pull 30 watts, déphasage par lampe ..... 389
Notes concernant les montages des amplificateurs B.F. ..... 391
Notes sur l'équilibrage d'un push-pull ..... 393
D) Amplificateur B.F. push-pull 25 watts à contre-réaction et déphasage par transformateur ..... 393
Notes sur la contre-réaction B.F. ..... 394
Remarque sur les transformateurs de modulation ..... 394
Contre-réaction commandée par la H.F. ..... 395
E) Amplificateur push-pull parallèle 6L6, 60 ou 80 watts modulés .... 396
F) Variante avec push-pull de 807 ; 120 watts ..... 396
G) Amplificateur push-pull EL34 de 80 watts ..... 397
H) Notes sur les tubes « zéro-bias ». Amplificateur BF 100-125 W .... 397
I) Modulateur 25 W à transistors ..... 399

*Pages*

## CHAPITRE XII. — Montages d'émetteurs radiotéléphoniques

§ 1. — Avertissements ..... 401
§ 2. — Emetteurs de début ..... 401
1. Emetteur 1 étage 6L6-Xtal, modulation choke-system (OM) ..... 401
2. Emetteur-récepteur 80 m portatif (OM) ..... 403
§ 3. — Emetteur simple 20, 40, 80 m, PA - 807 (OM) ..... 406
§ 4. — Emetteur RL12P35, modulation par le suppressor (OM) ..... 411
§ 5. — Emetteur 4 étages 6J7, 6F6, LS50, modulation plaque et écran (OM) .... 412
§ 6. — Emetteur 3 étages 6N7/RK28, modulation par la grille d'arrêt ..... 413
§ 7 — Emetteur toutes bandes P.A. 813 ou CV 57 ..... 416
PA avec tube CV57 ..... 418
§ 8. — Break-in radiotéléphonique ..... 418
Duplex ..... 418
Circuit B.K. de W5JJ ..... 419
§ 9. — Emetteur commercial Géloso G222TR (OM) ..... 419
§ 10. — Emetteur TRS21 toutes bandes (OM) ..... 421
§ 11. — Emetteur compact 75 W à commutateur de bandes (OM) ..... 430
§ 12. — Emetteur type « TX - 500/29 - S.R » ..... 440
Conclusion ..... 459

## CHAPITRE XIII. — Les antennes

Première Partie : Antennes spéciales de réception O.C. ..... 461
Quelques réalisations pratiques ..... 462
Seconde Partie : Antennes d'Emission O.C. ..... 465
Avertissements ..... 465
§ 1. — Antenne fictive ..... 465
§ 2. — Antennes rayonnantes pour O.C. et O.T.C. ..... 466
Considérations générales ..... 466
Antenne verticale ou antenne horizontale ? ..... 467
§ 3. — Théorie générale des antennes d'émission O.C. ..... 468
1° Champ électromagnétique à distance (au poste récepteur) ..... 468
2° Circuit équivalent à un aérien d'émission ..... 468
3° Puissance dissipée et puissance rayonnée ..... 468
4° Résistance de rayonnement d'une antenne simple ..... 469
5° Résistance de rayonnement d'un circuit de petites dimensions .... 470
6° Résistance de rayonnement d'un système d'antennes ..... 470
7° Alimentation des brins ; brins parasites ..... 472
8° Rendement d'une antenne ou d'un système d'antennes ..... 472
9° Diagrammes de rayonnement ..... 473
10° Gain d'un aérien ..... 473
11° Antennes verticales au-dessus d'un sol conducteur ..... 474
A) Antenne verticale quart d'onde ..... 475
B) Antenne verticale demi-onde ..... 475
C) Antennes verticales raccourcies ..... 475
D) Antenne verticale deux tiers d'onde ..... 476
12° Antennes verticales surélevées au-dessus du sol ..... 477
13° Antennes horizontales au-dessus du sol conducteur ..... 477
14° Antennes simples isolées dans l'espace ..... 479
A) Antennes demi-onde ; deux demi-ondes bout à bout et en phase ; doublet raccourci ..... 479
B) Antenne onde entière ..... 479
15° Systèmes directifs isolés dans l'espace ..... 480
A) Deux fils parallèles alimentés et en phase ..... 480
B) Deux fils parallèles en opposition ..... 481
C) Deux fils parallèles, l'un étant parasite ..... 481

Pages

1. Demi-onde à λ/10 (ou antenne compacte) ..... 481
2. Deux demi-ondes à λ/4 ..... 483
3. Deux antennes raccourcies par capacités terminales ..... 484

D) Aérien complexe Yagi ..... 485
E) Carreau Chireix-Mesny avec réflecteur ..... 485

§ 4. — Les feeders ..... 486

§ 5. — Procédés de couplage à la sortie de l'émetteur ..... 487

§ 6. — Réglage du couplage optimum à la sortie de l'émetteur ..... 489

§ 7. — Adaptation des impédances à la base ..... 490
Filtre Collins ..... 490
Circuit Jones ..... 492
Circuit Faust ..... 493
Coupleur universel d'antenne ..... 494

§ 8. — Adaptation des impédances sur l'aérien ..... 497

§ 9. — Réalisations pratiques d'aériens O.C. ..... 499
Notes sur les antennes multibandes ..... 500
A) Antenne Conrad-Windom ..... 501
Notes sur le calcul de la longueur du brin rayonnant d'une antenne Conrad Windom ..... 503
Variante de construction du feeder d'une antenne H.W.C. (ou antenne WOWO) ..... 504
B) Antennes Hertz : 1° alimentées en courant ; 2° alimentées en tension. 504
L'antenne Fuchs et l'antenne Long Wire ..... 505
Note concernant les antennes « center-loaled » ..... 506
C) Antenne doublet 1/2 onde ..... 506
D) Antenne Lévy ..... 507
E) Antenne Zeppelin ..... 507
Notes importantes concernant les antennes Lévy et Zeppelin ..... 508
Réglage des antennes Lévy et Zeppelin ..... 508
F) Antenne verticale 1/4 d'onde ..... 508
G) Antenne Folded dipôle ..... 509
H) Antenne toutes bandes omnidirectionnelle ..... 509
I) Antenne toutes bandes à trappes (W3DZZ) ..... 511
J) Antenne verticale 3,5 - 7 - 14 MHz ..... 512
K) Antennes dirigées ..... 512
1° Antenne carreau Chireix Mesny - Cubical Quad ..... 513
2° Antenne « flat top beam » ..... 513
3° Antenne « signal squischer » ..... 514
4° Antenne rotative compacte ..... 514
5° Antenne folded rotative ..... 515
Autres types d'antennes ..... 515
Notes sur les aériens rotatifs ..... 516

§ 10. — Antennes spéciales pour ondes V.H.F. et U.H.F. ..... 518
A) Antenne Picard ..... 518
B) Doublet quart d'onde vertical ..... 518
C) Antenne verticale coaxiale ..... 519
Antenne Ground-Plane ..... 520
D) Antenne J ..... 521
E) Antenne « rotary-beam » Yagi ..... 522
Antenne Yagi Berr 5 éléments - 144 Mc/s ..... 522
F) Antenne UHF à éléments 1/2 onde en phase (435 Mc/s) ..... 525
G) Antenne VHF omnidirectionnelle toutes bandes, type GRS ..... 525
Cas particulier : Bande 144 Mc/s - (Antenne GR-144) ..... 529
H) Antennes V.H.F. pour postes mobiles ..... 530
Antenne « Halo » ..... 531
I) Antenne hélicoïdale ..... 532
J) Utilisation d'un feeder en câble coaxial 75 Ω ..... 553

§ 11. — Guides d'ondes ..... 536

*Pages*

§ 12. — Essai d'un aérien ..... 537
Mise au point à l'oscillateur « grid-dip » ..... 537
§ 13. — A) Réflexions et conseils pratiques ..... 538
B) Construction d'un pylône type américain ..... 540
Inverseur « émission-réception » et parafoudre ..... 543
§ 14. — Terre ..... 546
Conclusion ..... 547

## CHAPITRE XIV. — Description d'une station d'émission (F3AV)

§ 1. — Le récepteur, type « BC-Ham 16-SR » ..... 549
§ 2. — L'émetteur type « TX-100/15-SR » ..... 560

## CHAPITRE XV. — Technique des V.H.F. — Ondes métriques

§ 1. — Généralités ..... 577
§ 2. — Adaptateurs V.H.F. ..... 580
Adaptateur 144 Mc/s à triodes push-pull neutrodynées ..... 582
Adaptateurs cascodes 144 Mc/s ..... 584
Adaptateur commercial 144 MHz Géloso ..... 590
Adaptateurs 144 MHz à transistors ..... 590
Adaptateur 144 MHz à nuvistors 6CW4 ..... 592
§ 3. — Récepteurs V.H.F. ..... 595
A) Montage super-réaction ..... 595
B) Super-réaction monolampe ..... 596
Note au sujet des appareils à super-réaction ..... 597
Récepteur complet à super-réaction ..... 598
C) Montage changeur de fréquence ..... 601
Alignement des changeurs de fréquence V.H.F. ..... 603
D) Récepteur V.H.F. 12 tubes 100 à 156 Mc/s R28 - ARC5 - F3AV .... 603
§ 4. — Emetteurs V.H.F. ..... 607
Oscillateurs V.H.F. ..... 608
1° Oscillateur à lignes parallèles ..... 608
2° Oscillateur Mesny ..... 609
3° Oscillateur Copin ..... 609
4° Oscillateurs quartz V.H.F. ..... 610
Oscillateur overtone ..... 612
Quelques exemples d'émetteurs pilotés V.H.F. ..... 613
A) Stations complètes 144 Mc/s ..... 613
Premier ensemble (OM) ..... 613
Deuxième ensemble (OM) ..... 617
Troisième ensemble (OM) ..... 619
B) Emetteur d'expérience monolampe WE 316 A ($\lambda$ = 1,25 m) ..... 619
C) Transceivers 144 Mc/s ..... 620
D) Emetteur PA 829B pour 144 Mc/s (OM) ..... 620
E) Emetteur PA 832 - 40 W - 144 MHz (OM) ..... 622
Variante : Etage PA/HF avec tube 6252 ..... 628
F) Etage final de puissance 140/180 W - 144 MHz ..... 629
G) Emetteur 144 MHz 45 W ou 100 W (OM) ..... 634
§ 5. — Les tubes-boutons (lampes-glands) ..... 635
Récepteur super-réaction 4671 ..... 636
Notes ..... 636
Super-réaction H. Copin ..... 636
§ 6. — Circuits spéciaux pour V.H.F. ..... 636
A) Circuit Kolster ..... 637
B) Circuit Holmann ..... 637
C) Circuit coaxial ..... 638
D) Circuit papillon ..... 638
§ 7. — Emetteur multilampe d'expérience 250 Mc/s ..... 639

Pages

§ 8. — Emetteur à impulsions d'expérience ..... 640
§ 9. — Réglage des aériens V.H.F. ..... 645
Contrôleur de champ ..... 645
Twin-lamp ..... 646
Mise au point et réglage des antennes à éléments parasites du type Yagi ..... 648
§ 10. — La modulation sur V.H.F ..... 652

## CHAPITRE XVI. — Technique des U.H.F. (suite)

**Ondes décimétriques et centimétriques.**

§ 1. — Propriétés des micro-ondes ..... 655
§ 2. — Oscillations de Barkhausen et Pierret ..... 655
§ 3. — Emetteur et récepteur à grille négative ..... 657
§ 4. — Bande U.H.F. « amateurs » 430-440 MHz (OM) ..... 658
I. — Station complète simple 430 MHz ..... 658
*a*) Le récepteur ..... 658
*b*) L'émetteur ..... 659
*c*) Variantes de réalisation ..... 660
II. — Convertisseur 6J6/2×1N21B ..... 661
III. — Préamplificateur U.H.F. pour récepteur ou adaptateur 430 MHz. 664
IV. — Station complète 435 MHz avec émetteur piloté ..... 666
*a*) Adaptateur ECC81 - 6AK5 - 2 × 6J6 ..... 666
Mise au point de l'adaptateur ..... 670
*b*) Emetteur QQE 03/12 tripleur modulé plaque et écran ..... 671
Mise au point de l'émetteur ..... 673
*c*) (Variante) Emetteur avec étage final 832 tripleur 22 watts .. 674
V. — Emetteur 70 W avec AX 9 903 ..... 676
§ 5. — Les tubes électroniques à modulation de vitesse ..... 677
§ 6. — Les tubes-phares ..... 679
§ 7. — Les magnétrons ..... 684
Magnétron ordinaire ..... 685
Magnétron à cavités résonnantes ..... 686

## CHAPITRE XVII. — Radiotéléphonie à courte distance et Equipements mobiles

§ 1. — Généralités ..... 689
§ 2. — Inter office communication systems. Interphones HF ..... 689
Cas particulier du pick-up émetteur ..... 693
Microphone HF ..... 693
§ 3. — Radiotéléphone duplex ..... 694
§ 4. — Radiotéléphone utilisant la lumière comme onde porteuse ..... 697
§ 5. — Transceivers ..... 699
A) Transceiver à 1 tube ..... 699
B) Transceiver à 2 tubes ..... 700
1° Alimentation par batteries ..... 700
2° Alimentation par secteur ..... 700
C) Transceiver à 3 tubes ..... 702
D) Transceiver à 4 tubes ..... 703
Remarques importantes ..... 704
§ 6. — Radiotéléphonie à H.F. sur les lignes H.T. ..... 705
§ 7. — Aériens ..... 706
§ 8. — Emetteurs-récepteurs type « radiotéléphone » ..... 707
I. « Talkie-walkie » de l'U.S. Army ..... 707
II. « Talkie-walkie » 10 m à lampes ..... 708
III. « Talkie-walkie » 144 MHz ..... 710
IV. « Talkie-walkie » 27 MHz à transistors ..... 715

*Pages*

§ 9. — Equipements radiotéléphoniques pour automobiles ..... 725
I. Emetteur-récepteur mobile 20, 40, 80 m ..... 725
II. Emetteur récepteur 28 Mc/s ..... 733
III. Emetteur-récepteur VHF mobile 144 MHz ..... 736
§ 10. — Conclusion ..... 741

## CHAPITRE XVIII. — La modulation de fréquence

§ 1. — Généralités ..... 743
§ 2. — Emission ..... 746
I. Procédé Armstrong ..... 746
II. Procédé par tube à réactance ..... 749
III. Procédé de la self-inductance saturée ..... 749
IV. Procédé de la diode modulatrice ..... 750
Quelques réflexions ..... 750
Réalisations pratiques ..... 751
A) Bande 144 Mc/s ..... 751
B) Bande 7 Mc/s ..... 753
Blocs pour modulation à bande étroite ..... 754
A) Pilotage par oscillateur E.C.O. ..... 754
B) Pilotage par oscillateur quartz ..... 756
C) Modulateurs équilibrés à réactance ..... 757
Nota concernant les étages de puissance H.F. des émetteurs modulés en fréquence ..... 760
D) Modulation de phase ..... 760
Antennes ..... 760
§ 3. — Réception ..... 762
Circuit discriminateur ..... 764
Adaptateur pour réception N.B.F.M. avec démodulateur à induction .... 765
Récepteurs pour ondes modulées en fréquence ..... 766
Démodulation par détecteur de rapport ..... 768

## CHAPITRE XIX. — Radiotéléphonie à bande latérale unique

§ 1. — Introduction ..... 771
§ 2. — Emission par inversion de fréquence des signaux B.F. modulateurs .... 772
§ 3. — Considérations générales sur la radiotéléphonie à bande latérale unique. Procédés S.F.R. ..... 773
Emetteur commercial à bande latérale unique (S.F.R.) ..... 775
Principe d'un récepteur à bande latérale unique (S.F.R.) ..... 777
§ 4. — Réalisations pratiques pour l'amateur ..... 779
A) Emission ..... 779
1° Adaptateur-émetteur à bande latérale unique ..... 779
2° Emetteur à bande latérale unique ..... 786
B) Réception ..... 789
1° Procédés économiques ..... 789
2° Adaptateur détecteur ..... 789
3° Adaptateur à réseaux « phase-shift » ..... 793
Conclusion ..... 796

## CHAPITRE XX. — Conseils pour la construction, la mise au point et l'exploitation d'une station d'amateur (récepteur et émetteur)

§ 1. — Conseils pour la construction et la mise au point ..... 797
Modulation à l'envers ..... 798
L'excitation tombe ..... 800
Détermination de la fréquence d'une oscillation ou du rang d'une harmonique ..... 801
Pratique de la construction des émetteurs et des récepteurs V.H.F. .. 802
§ 2. — Trafiquons à notre aise ! Conseils pour l'installation et l'exploitation .. 810
§ 3. — Dangers de la H.T. ..... 810

Pages

§ 4. — BCI et TVI ..... 811
BCI ..... 811
TVI ..... 814
Filtres-trappes pour TVI ..... 815

## CHAPITRE XXI. — Mesures et appareils de mesure

§ 1. — Ondemètre à absorption. Fréquencemètre ..... 819
Ondemètre à indicateur cathodique ..... 820
Notes sur le couplage de deux circuits accordés ..... 821
Ondemètre 144 Mc/s ..... 821
Fréquencemètre ..... 823
§ 2. — Fils de Lecher ..... 823
§ 3. — Contrôleur de champ. Monitor HF ..... 824
Contrôleur de champ. Monitor VHF ..... 825
Mesures des courants H.F. ..... 826
Remarques ..... 826
Mesureur de champ pour le relevé du diagramme de rayonnement des antennes ..... 827
§ 4. — **Générateur H.F. de mesure 10-3 000 m** ..... 827
Oscillateur grid-dip ..... 833
Grid-dip-mètre toutes bandes ..... 837
**Générateur 100 et 1 000 kc/s avec amplificateur d'harmoniques (calibrateur à cristal)** ..... 838
§ 5. — Etude des amplificateurs B.F. en signaux sinusoïdaux ou rectangulaires. 841
Générateur B.F. (signaux sinusoïdaux) ..... 841
Les distorsions ..... 842
Considérations sur un amplificateur simple ..... 843
Adaptateur pour signaux rectangulaires ..... 846
Essais d'amplificateurs B.F. ..... 844
Conclusion ..... 847
§ 6. — Contrôleur universel ..... 848
§ 7. — Voltmètre ohmmètre électronique ..... 851
§ 8. — Oscillographe cathodique ..... 854
Wobbulateur ..... 861
Générateur H.F. modulé en fréquence ..... 862
§ 9. — Modulomètres ..... 864
§ 10. — Fréquences étalonnées (WWV) ..... 866
§ 11. — L'antennascope. Ponts de mesures d'ondes stationnaires. Monimatch .. 867

## CHAPITRE XXII. — Trafic et réglementation

§ 1. — Pour devenir amateur-émetteur ..... 875
§ 2. — Bandes de fréquences allouées aux amateurs ..... 882
§ 3. — Préfixes de nationalité ..... 884
Liste officielle des préfixes de nationalité et répartition des districts .. 884
§ 4. — Code Q ..... 892
§ 5. — Signaux de service ..... 898
§ 6. — Abréviations complémentaires ..... 898
§ 7. — Contrôles ..... 901
Notations complémentaires ..... 903
Codes SINPO et SINPFEMO ..... 904
Analogies officielles ..... 905
§ 8. — **Trafic. — Modes opératoires. — Livre de bord** ..... 905
§ 9. — Diplômes étrangers décernés aux amateurs-émetteurs ..... 906
§ 10. — Répartition et utilisation des fréquences radioélectriques ..... 907
Emissions de fréquences étalons et de signaux horaires ..... 912
Conclusion ..... 913
Bibliographie générale ..... 915

Société Parisienne d'Imprimerie. — 2 *bis*, impasse du Mont-Tonnerre, Paris (15e)
*Dépôts légaux :* Editeur, n° 528. — Imprimeur, n° 145 (1er trimestre 1966)