

ROGER A. RAFFIN
F 3AV

L'émission *et la* **réception** **d'amateur**

2^E ÉDITION



Librairie de la Radio
101, RUE RÉAUMUR, PARIS

Tous droits de reproduction et de traduction, même partielles, réservés
pour tous pays.

Copyright by S.E.T.S.F. — Paris 1952

L'ÉMISSION ET LA RÉCEPTION D'AMATEUR

(2^e édition)

par

Roger A. RAFFIN

F3 AV

Sous-Ingénieur Radio

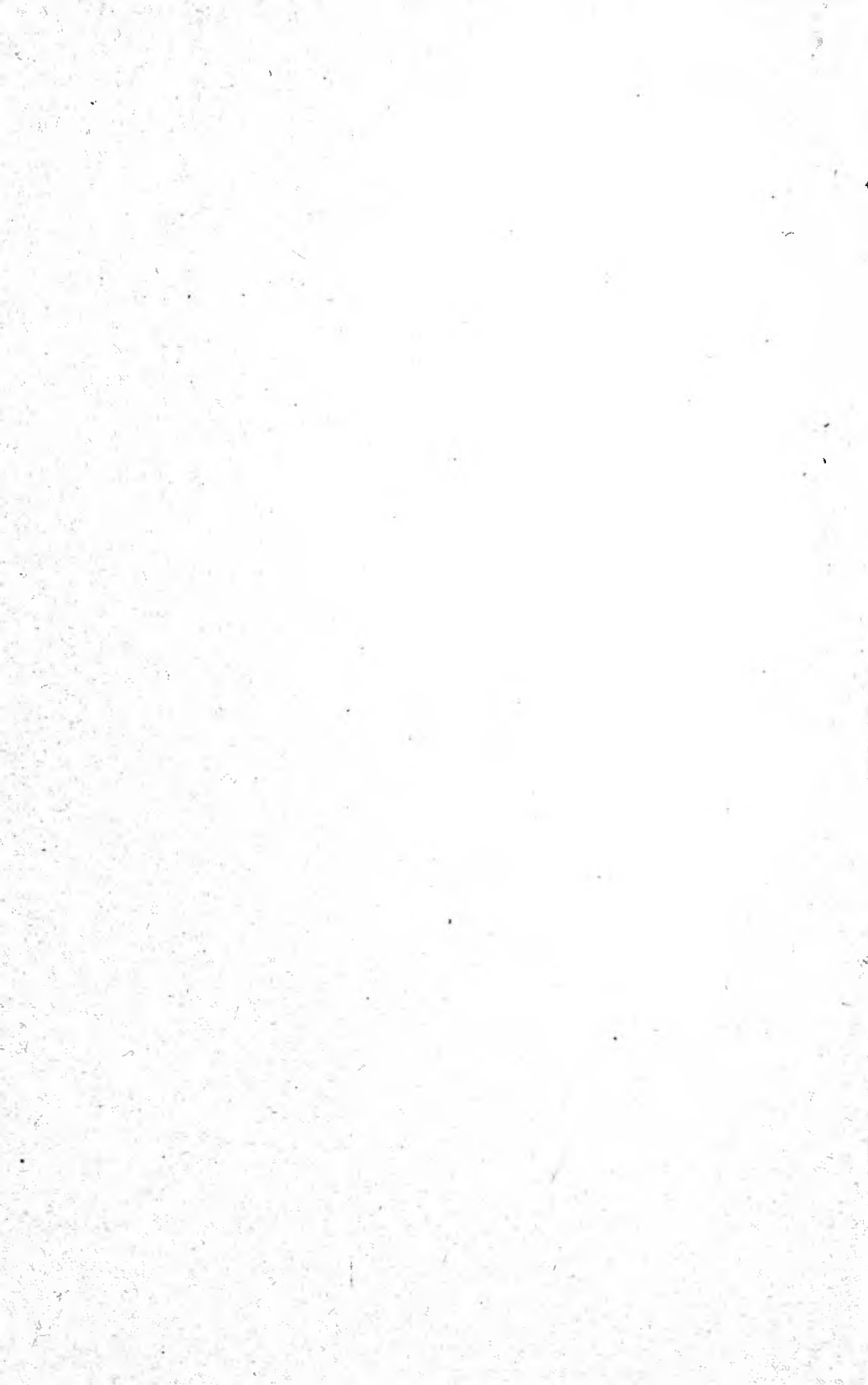
Opérateur radiotéléphoniste P.T.T.

Membre de "l'American Radio Relay League"



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

1952



PRÉFACE

de la 1^{re} 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

de la 2^e édition

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.
Membre d'Honneur de l'A.A.E.M.



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 T.S.F.

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 stricte 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.

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 !

Je tiens, ici, à remercier très vivement mon excellent ami Edouard Jouanneau, rédacteur en chef du journal *Le Haut-Parleur* pour toute l'aide qu'il m'a apportée dans l'exécution de ce travail, pour ses conseils éclairés, et pour tous les renseignements qu'il m'a été possible de puiser dans la volumineuse documentation des services techniques du journal. 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 « expérimenters » 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 ser-

vices 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 WIMO. 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 radio-électriques 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 Wincoff 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 « Grand-camp » 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, 5^e 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 person-

nelle, 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 fait 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 des 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).

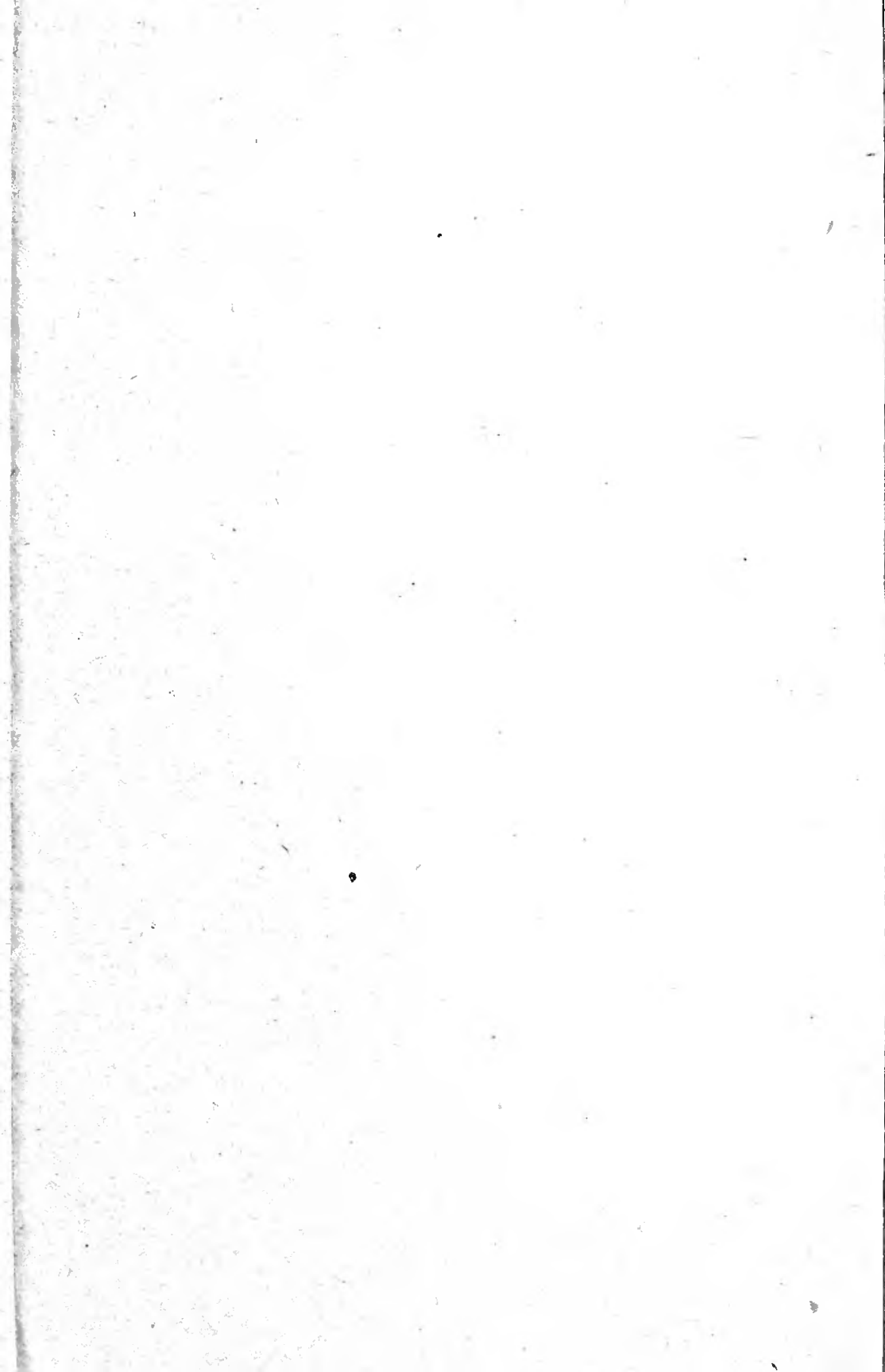
Parallèlement aux organisations militaires, des amateurs travaillaient en liaison avec la Résistance civile, grâce à leurs stations reconstruites ; ils transmettaient les programmes français de la B.B.C. C'est ainsi que l'on peut mentionner, à titre indicatif, « Radio 41 » et « Radio Centre Liberté ». 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.)



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 : 6C5, 2A3) ;

3° **La tétraode.** — 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 6K7, 6F6) ;

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-

hexode (genre 6E8) ; 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.

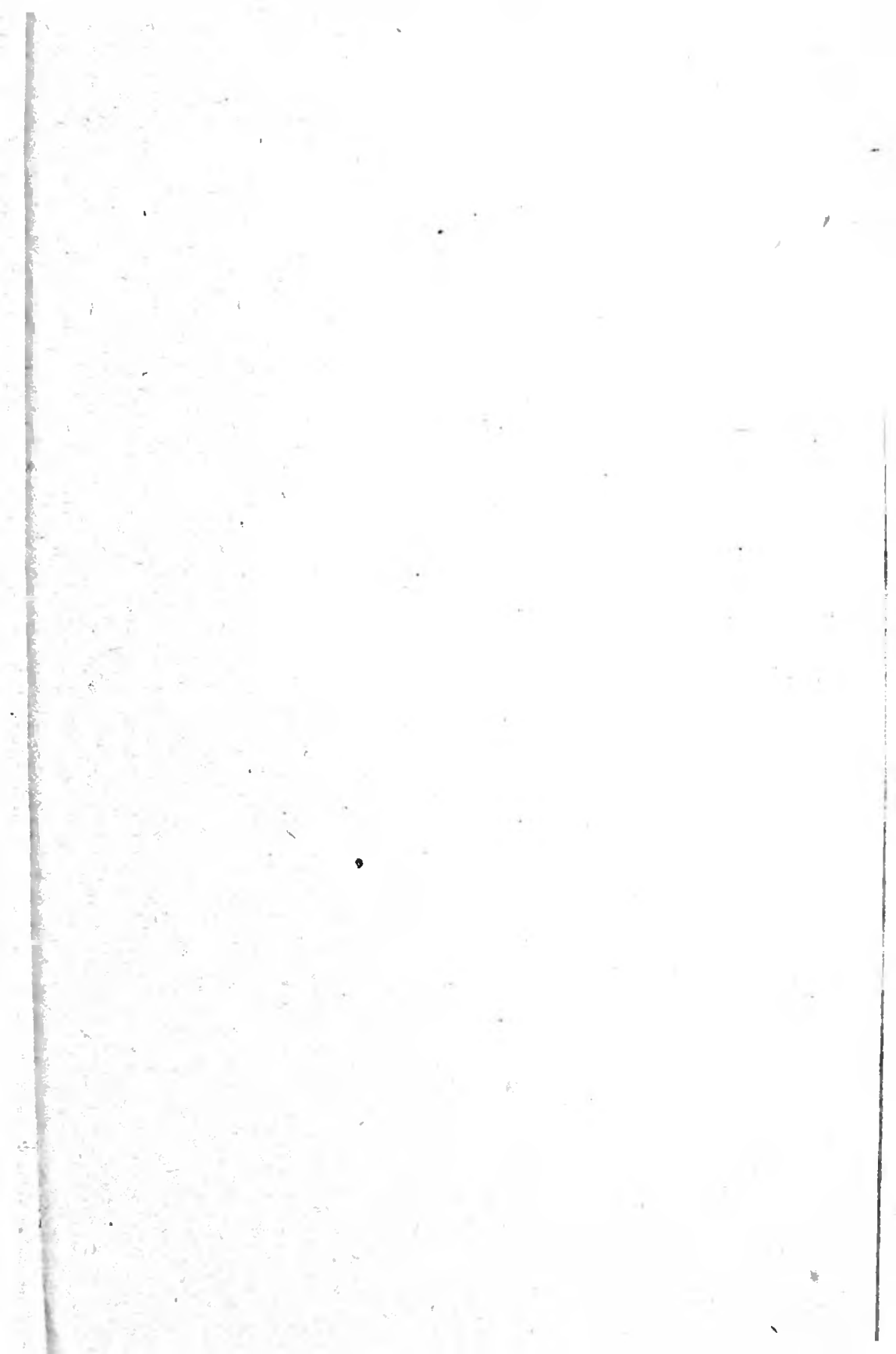
Dans l'ampoule de ces tubes, dits « tubes à vide », règne une pression d'au plus 10^{-7} mm. de mercure.

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, 47, 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 6K7, EL3, 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. — Tétraodes 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).



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 : 6C5, 2A3);

3° **La tétraode.** — 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 6K7, 6F6);

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-

hexode (genre 6E8); 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, 47, 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 6K7, EL3, 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. — Tétraodes et pentodes de puissance

Accordons une mention spéciale à ce genre de tubes qui sont employés sous certaines formes à l'émission (amplification H.P. 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 poussée, 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 cons-

tante (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 π 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 $E_{eff} \times \sqrt{2}$, 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 thyatron, 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 thyatron 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 alternative (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 :

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

q 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 ($v = K \cdot u$). 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/q , 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 μ (au lieu de K , en Europe).

On peut écrire :

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

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 :

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

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 :

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

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

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

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

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).

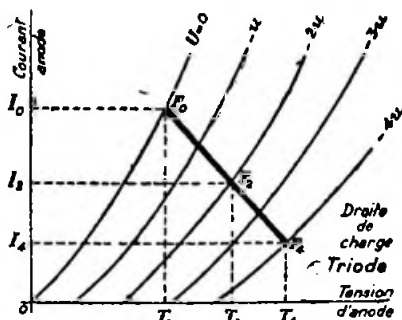


Fig. II-1

Dans le cas où la tension-grille est égale à la polarisation ($-2u$), c'est-à-dire lorsque l'on n'applique aucun signal alternatif à cette électrode, la tension appliquée à la plaque a pour valeur : $T_1 = V - Z \cdot I_1$, V étant la tension aux bornes de l'alimentation anodique,

I_1 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 :

$$T_1 = V - Z \cdot I_1$$

On en déduit :

$$Z = \frac{T_0 - T_1}{I_0 - I_1}$$

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_1 et F_1F_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 $\sqrt{R^2 + L^2 \cdot \omega^2}$, 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.

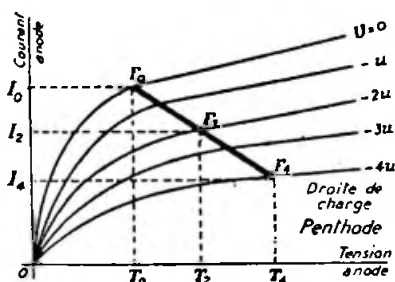


Fig. II-2

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 $Z = V_p/I_p$, V_p étant la tension appliquée à la plaque et I_p 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 $W_p = V_p \cdot I_p$).

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 $W_m = E_m \cdot I_m = Z \cdot I_m^2$, 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 :

$$W_m = \frac{K^2 \cdot V_r^2 \cdot Z}{2 (q + Z)^2}$$

K étant le coefficient d'amplification statique du tube considéré, q sa résistance interne, V_r 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 *transfos 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 intervalle 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 : $6,5 \text{ cm}^2$.

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 :

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

S étant la section en cm^2 et W_m la puissance modulée en watts. Le rapport de transformation N se calcule suivant la formule bien connue :

$$N = \sqrt{\frac{Z''}{Z'}} \quad (Z' \text{ et } Z'' \text{ impédances à accorder, en ohms}).$$

On calcule le coefficient de self-induction du primaire par la relation :

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

dans laquelle L est le coefficient de self-induction en henrys, q la résistance interne du tube, f la fréquence la plus basse à reproduire, r le rapport de l'impédance de charge à la résistance interne du tube, et enfin M le coefficient de distorsion en fréquence par rapport à la fréquence moyenne de 400 cycles (on peut admettre pour M la valeur 1,2 ou, ce qui est mieux encore 1,1).

D'après les compléments du paragraphe 11 C de ce chapitre, il est possible de calculer le nombre de tours correspondant ; puis, à l'aide du rapport de transformation N, on détermine le nombre de tours de l'enroulement secondaire.

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.

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.

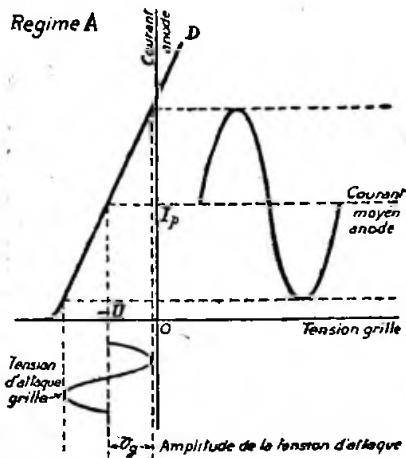


Fig. II-3

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 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 :

$$V_a \leq U$$

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 (raison 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.

(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.

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.

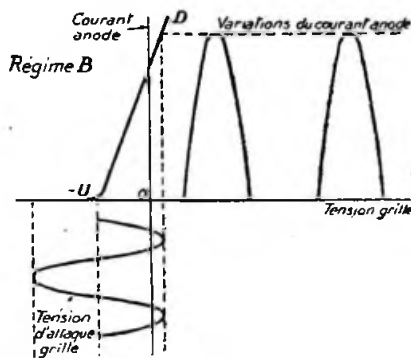


Fig. II-4

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 minimale au repos et importante durant le signal. On conçoit donc qu'il faille l'alimenter par 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).

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).

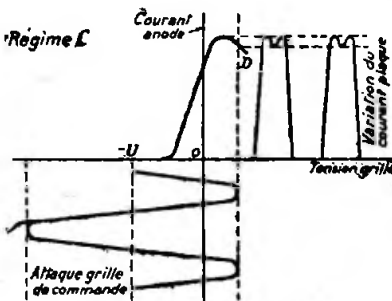


Fig. II-5

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 figu-

ratif atteint alors les parties coudées de la caractéristique.

D'une manière générale, un amplificateur classe C attaque un circuit anti-résonnant 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 $I_p V_a$ 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.

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

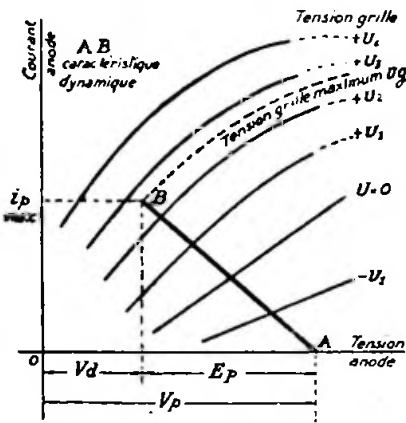


Fig. II-6

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.

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

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

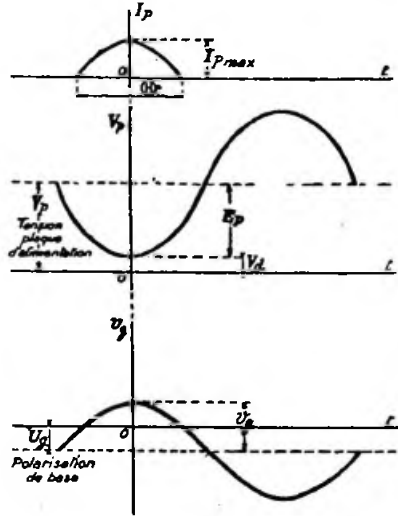


Fig. II-7

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, on peut atteindre des rendements de 75 %.

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.).

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

A) Loi d'Olm.

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 :

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

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

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

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

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.

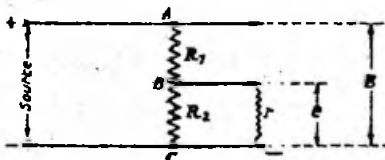


Fig. II-8

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., par exemple), le problème n'est pas compliqué.

La consommation propre du potentiomètre ABC est évidemment :

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

et l'on a :

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

ou :

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

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) :

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

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

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

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

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

On se fixe la valeur de R_2 suivant la consommation demandée à la prise B ; ordinairement, on fait $R_r = \frac{r}{x}$ (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.

Dans la première édition de cet ouvrage, nous avons indiqué une méthode purement « pratique », rapide, qui donne une marge de sécurité très large, mais cependant, méthode légèrement erronée. Aussi, avons-nous jugé plus instructif et plus normal de donner le calcul théorique exact, laissant libre à chacun le choix d'une marge de sécurité plus ou moins importante.

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 :

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

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 :

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

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 du 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, μ , 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, μ est constant et égal à 1.

Par contre, s'il s'agit d'un circuit magnétique à fer, μ 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 :

$$H_{\text{gross}} = 1,256 \ n \ I$$

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 μ selon H pour la tôle de fer.

H_{gross}	μ
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) 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 (selfs 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.

H_{GAUSS}	μ
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

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 peut tomber vers 8 à 10 henrys.

On peut contrecarrer en partie ces variations de self avec le courant, en employant un circuit magnétique à entrefer. En résumé, pour désigner une self 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 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 (self de filtrage, 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 entre-

croiser; 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 :

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

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 $e = 0,037 \text{ cm.}$, 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 :

$$L = \frac{10^4 N \cdot S}{I}$$

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 ω du secteur

sur tel schéma la self 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.

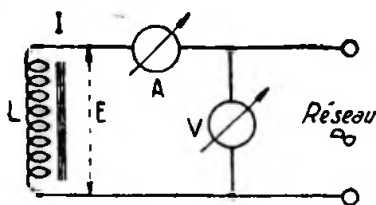


Fig. II-9

($\omega = 2\pi f$; 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 éléments étant déterminés, il ne reste qu'à appliquer la formule ci-dessous donnant le coefficient de self-induction en henrys :

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

On réalise le montage schématisé par la figure II-10. On connecte en série, la self 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 :

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

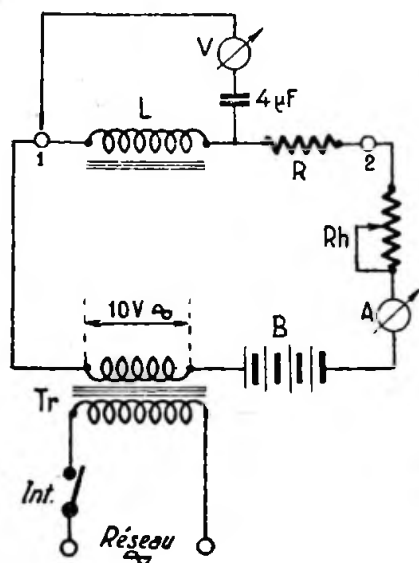


Fig. II-10

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

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 selfs de choc B.F., d'impédances anodiques de charge, d'impédances de transformateurs B.F. ou de tête 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, lorsqu'on sous-entend généralement « à 1.000 c/s ».

Mais, cette mesure est faite en l'absence de courant continu, alors que ladite self doit fonctionner avec un courant continu parcourant ses spires — ou encore, que

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, self de choc B.F., tête magnétique d'enregistrement, bras enregistreur, etc...

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 (selfs, 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 : $2\mu\text{V}$ 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 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 aux dites 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 bruit de fond/signal 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 prédélectrice 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. Nous verrons d'ailleurs, dans le chapitre XV consacré aux U.H.F., quelques montages modernes d'appareils à super-réaction.

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.

En conclusion, disons cependant qu'un petit récepteur à amplification directe procure des résultats excellents. Un simple 1-V-1 bien conçu et bien réalisé permet, par exemple, d'entendre toute les stations radio-téléphoniques et radiotélégraphiques du globe. Il constitue le poste idéal du débutant, qui s'effraie parfois devant le montage à changement de fréquence.

(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.

§ 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 17 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 à amplification directe jusqu'à l'imposant 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 dans le chapitre XV avec la réception 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).

Etude des éléments d'un récepteur O.C.

§ 1. — Le Q d'une self-induction

Le facteur de qualité (1) d'une self 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 self 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 self. Cette valeur est inversement proportionnelle à la résistance R ; d'où l'intérêt de réduire R au maximum (emplois de fil de Litz, 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 self réalisée sans support est préférable à une self construite sur un mandrin. Mais le nombre élevé de spires empêche parfois une telle réalisation : la

(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 R_h d'un fil, s'exprime par unité de longueur, suivant la relation :

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

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 .

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

(μ perméabilité du métal constituant le fil.)

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 self. 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 (self 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 self en faisant partie. La sélectivité est maximum lorsque l'impédance ωL 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 ωL 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

(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/λ^2 ; elle augmente donc rapidement avec la fréquence.

La self 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

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 :

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

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 gainé 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

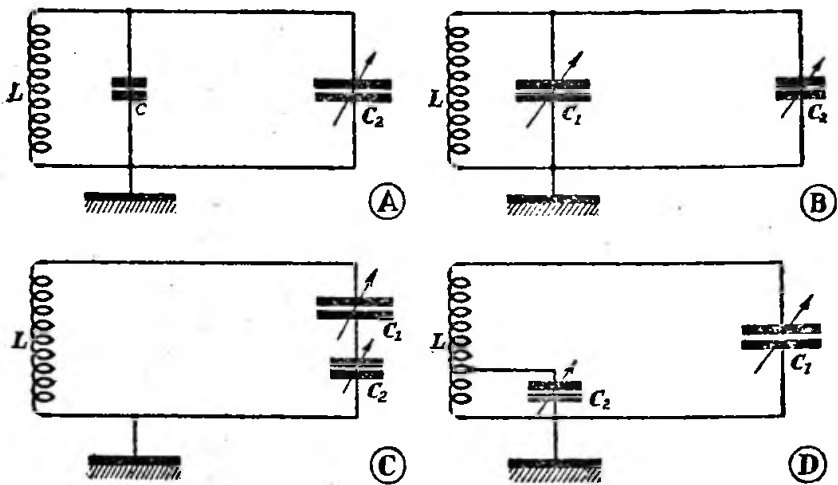


Fig. IV-1

de trop faible diamètre (2), tirebouchonnant pour arriver aux capsules de grille, ne peuvent qu'apporter des pertes supplémentaires néfastes au bon rendement d'un montage.

(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.

du cadran. Le repérage des stations entendues se fait alors d'une manière plus précise et plus rapide.

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-

(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.

D'autre part, le montage A, s'il ne présente pas ce défaut, exige un jeu de selfs 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 tretteuse 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 cinq mètres.

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 1851, 1852, EF50, « glands », etc., etc...

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 L₁ et L₂ 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 aperiodyque. 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., il est recommandé de la figure IV-3. 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*, n° 875 et 876 : « Etude générale du band-spread ».

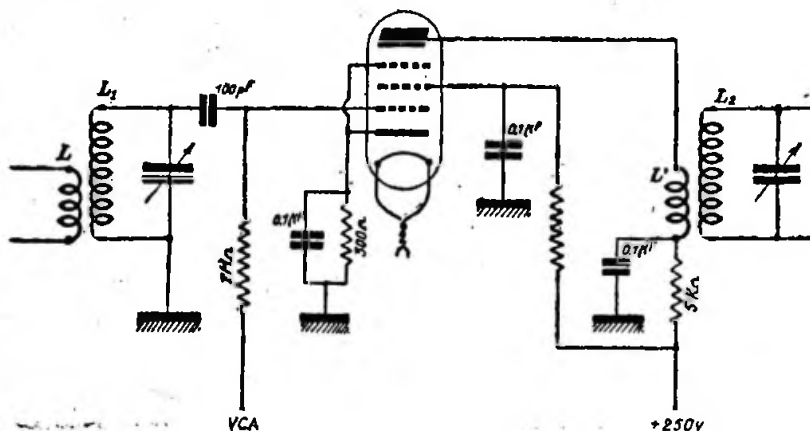


Fig. IV-2

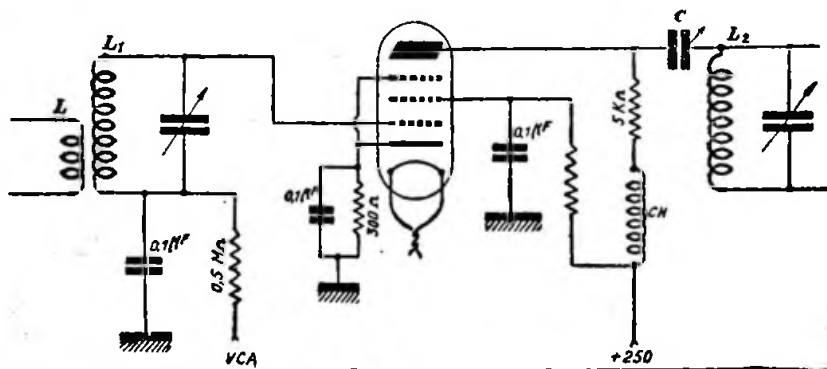


Fig. IV-3

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 U.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

MONTAGE
POUR
1851

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.

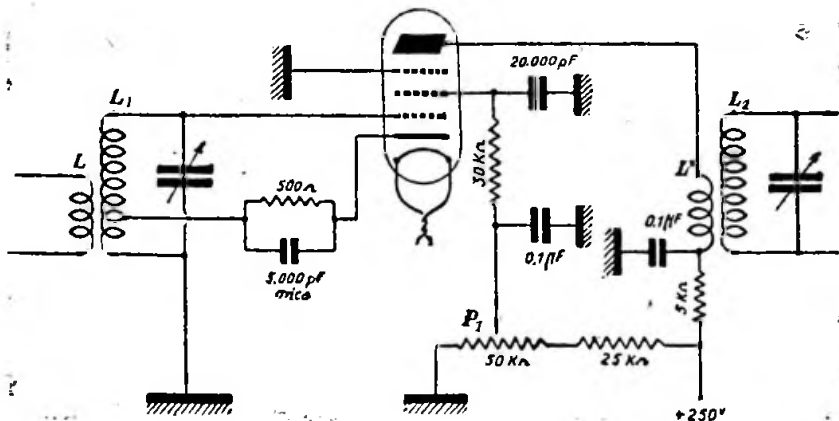


Fig. IV-4

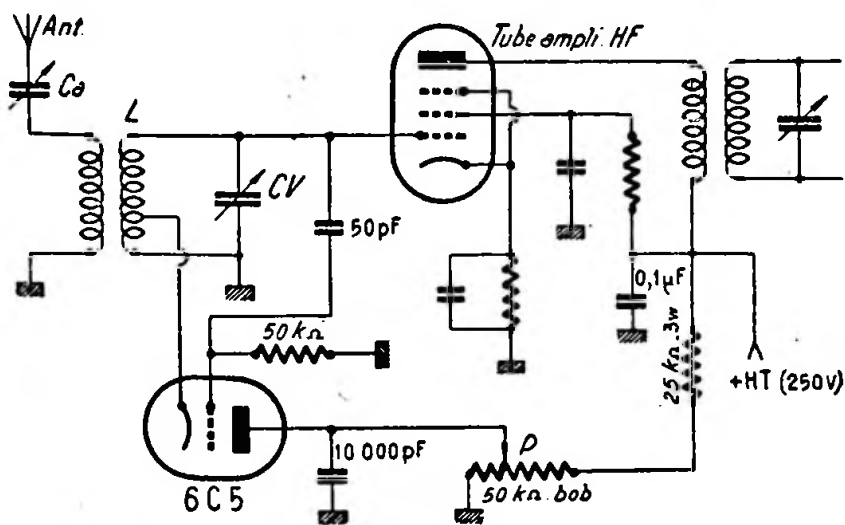


Fig. IV-5

l'étage d'entrée, un condensateur variable à air C_v (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. condensateur 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., il permet d'ajuster au mieux le couplage de l'antenne. Les réglages de P et de C. doivent donc se faire conjointement : la manœuvre de l'un entraînant une retouche de l'autre.

tionnelle 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

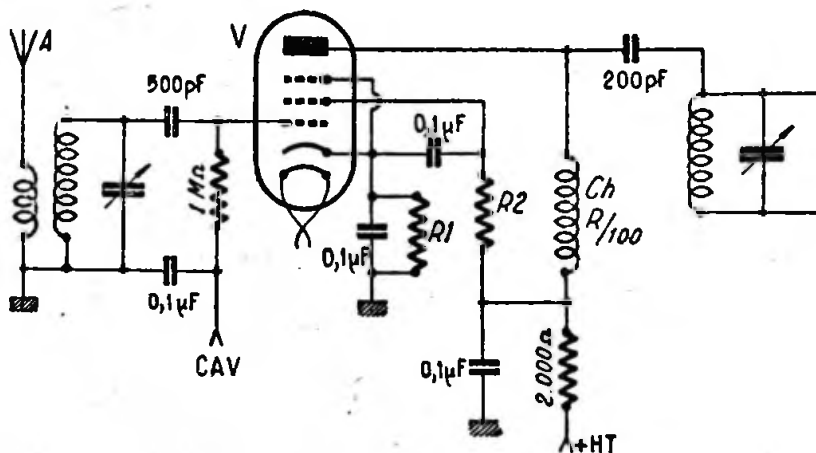


Fig. IV-6

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 propor-

tionnelle à la 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 décroît et sa courbe d'élimination (courbe de sélectivité) devient efficace, parce que non amortie.

Exemples de montages d'amplificateurs H.F.**I. — Figures IV-6 et 7.**

1° V = 6K7 ; R₁ = 230 Ω ; R₂ = 48 kΩ ; + H.T. = 250 V ; S = 1,65 mA/V.

- 2° V = 6M7; $R_1 = 190 \Omega$; $R_2 = 45 \text{ k}\Omega$; + H.T. = 250 V; S = 3,4 mA/V.
 3° V = EF9; $R_1 = 325 \Omega$; $R_2 = 90 \text{ k}\Omega$; + H.T. = 250 V; S = 2,2 mA/V.
 4° V = 6BA6; $R_1 = 68 \Omega$; $R_2 = 36 \text{ k}\Omega$; + H.T. = 250 V; S = 4,4 mA/V.

II. — Figure IV-8.

V = EF50 pentode à faible souffle.
 $R_1 = 150 \Omega$; + H.T. = 250 V; S = 6,3 mA/V.
 Si l'on travaille sur des fréquences supérieures à 20 ou 22 Mc/s environ, rappe-

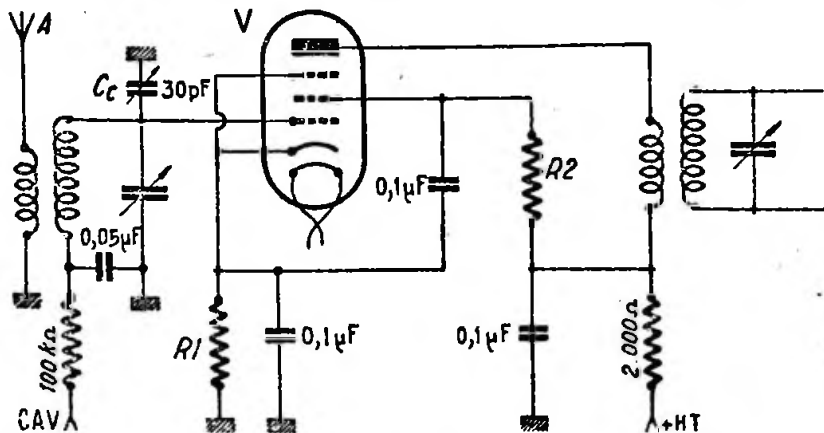


Fig. IV-7

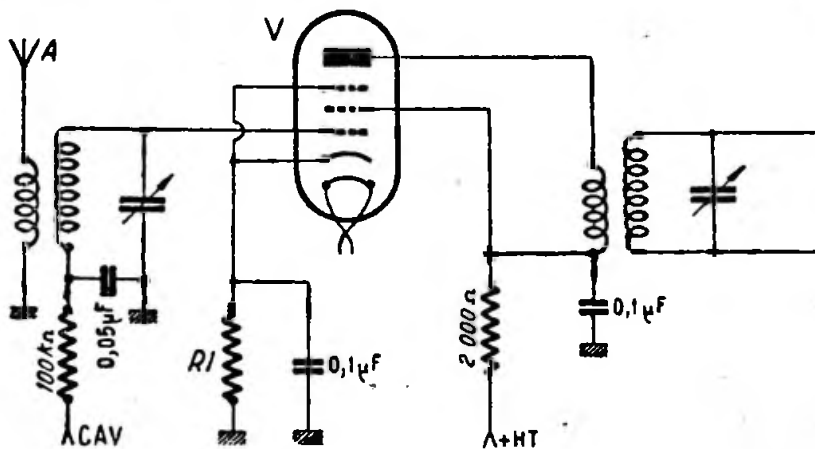


Fig. IV-8

5° V = 1852 ou 6AC7; $R_1 = 160 \Omega$; $R_2 = 60 \text{ k}\Omega$; + H.T. = 300 V; S = 9 mA/V (souffle peu important).

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. est le compensateur d'antenne recommandé sur tous les amplificateurs H.F.

lons 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 = EF8 hexode à faible souffle.
 $R_1 = 305 \Omega$; + H.T. = 250 V; S = 1,8 mA/V.

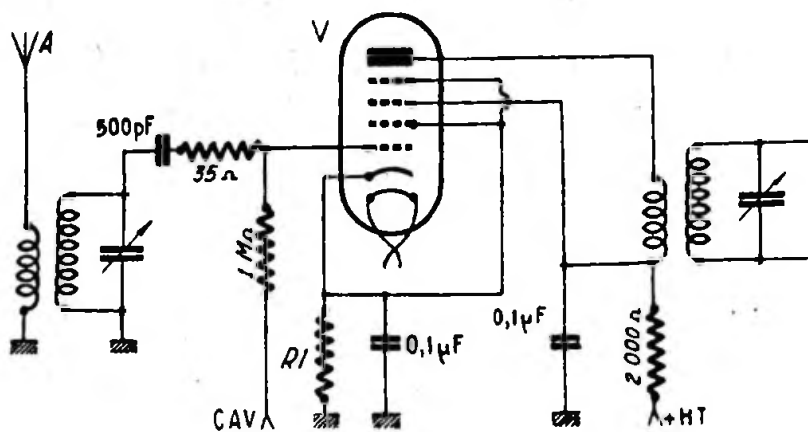


Fig. IV-9

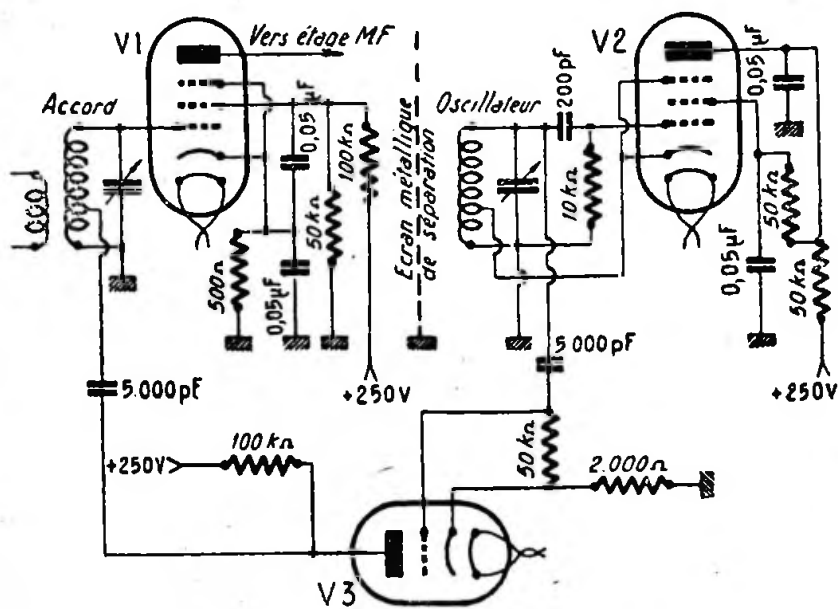


Fig. IV-10

Nota. — Des exemples qui précèdent, on constate que ce sont les tubes EF50 et 6AC7-1852 qui apportent les gains maxima.

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

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.

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_2 ;

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 un pulling important. On leur préfère de beaucoup les tubes convertisseurs heptodes genre 6A8 ou 6L7 (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.

(2) Appelés aussi modulateurs, mélangeurs ou mixers.

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

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

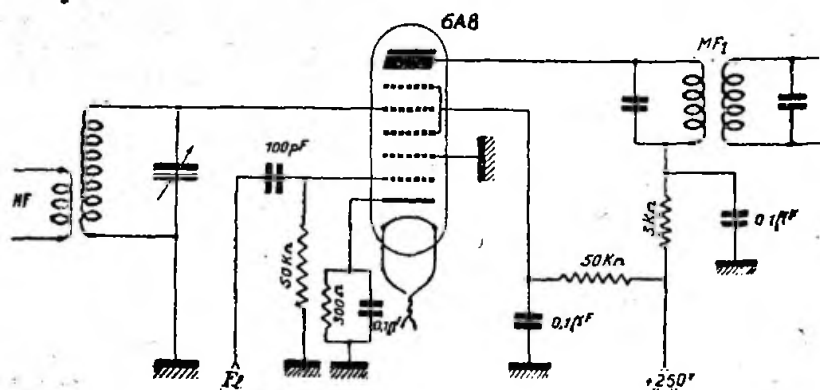


Fig. IV-11

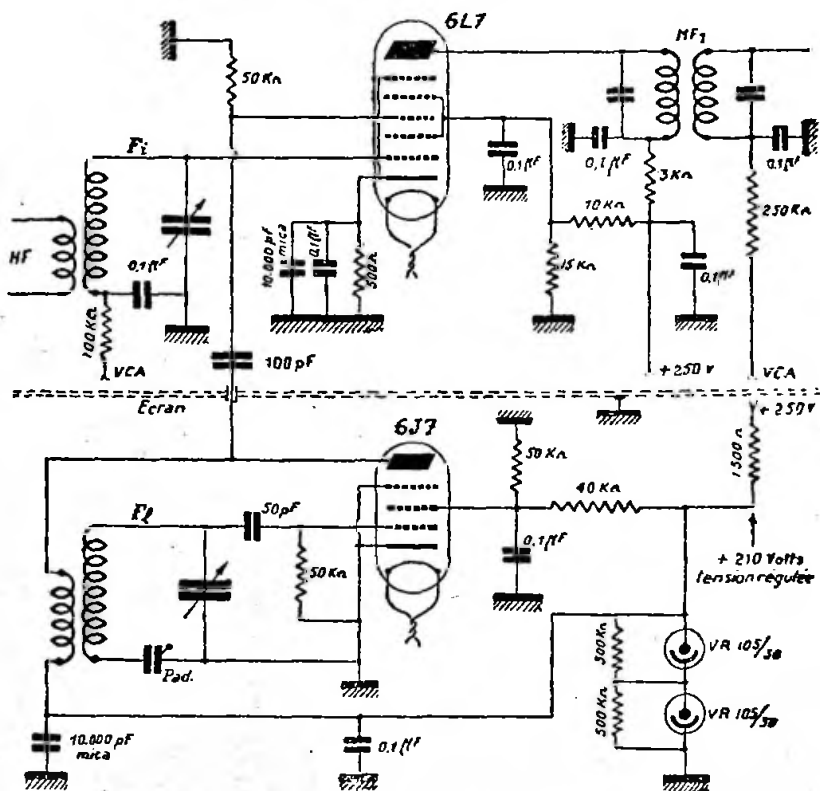


Fig. IV-12

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.

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.,

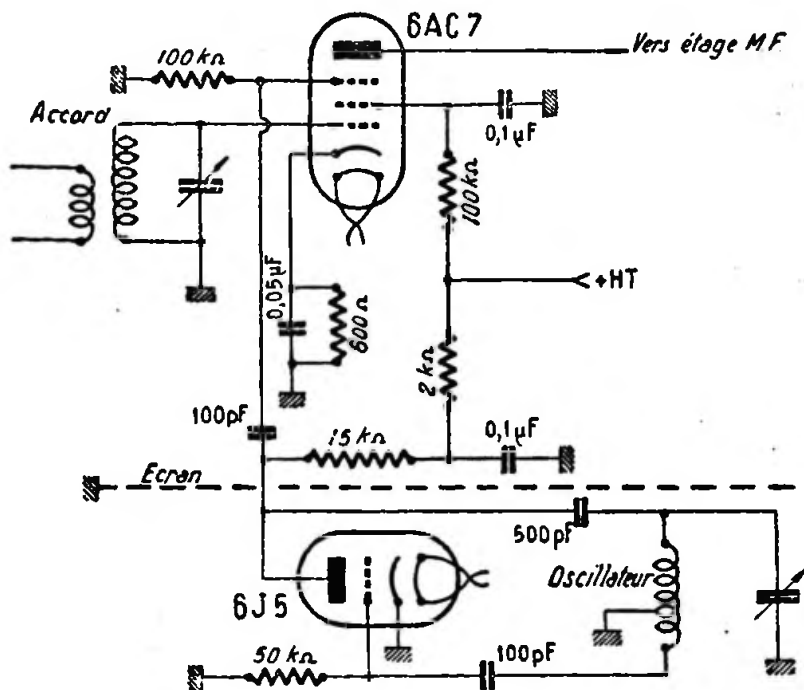


Fig. IV-13

Convertisseur 6L7.

Ce tube a été spécialement étudié pour fonctionner avec injection de la tension oscillatrice locale sur la grille n° 3. Dans cette pentagride, 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 oscillatrice séparée, comparativement au changement de fréquence courant par heptode :

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

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

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

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 22 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

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

(2) Effet Miller : voir § 15 de ce chapitre.

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 bornons 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.

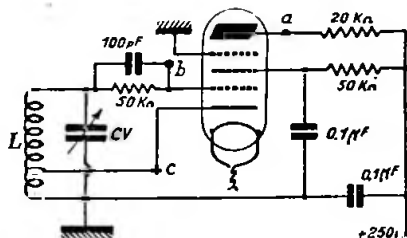


Fig. IV-14

Le tube oscillateur utilisé doit obligatoirement être une pentode (genre 6C6, 6J7, 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*.

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 aperiodique).

En *b*, la tension oscillatrice est élevée, mais on perd le bénéfice du couplage élec-

ronique, 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).

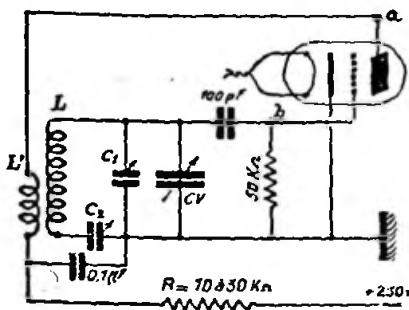


Fig. IV-15

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 56, 6C5, 6J5); mais une pentode (genre 6C6 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.

§ 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. 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

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

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 self de choc, comme indiqué figure IV-16. On place cette self

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.

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 lors-

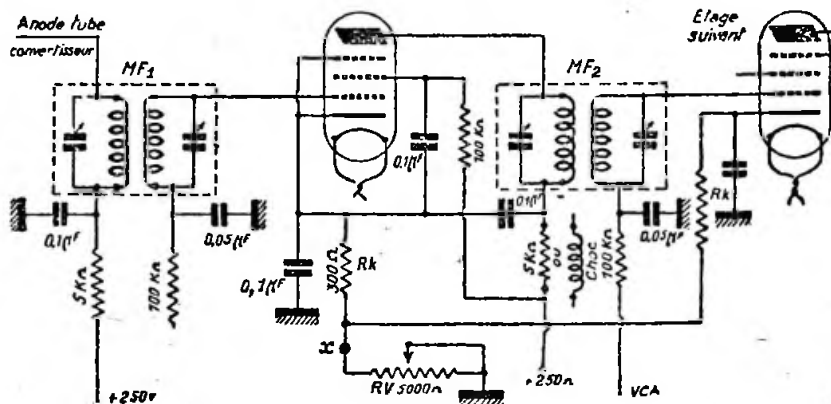


Fig. IV-16

de choc 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 78, 6K7, 6M7, etc., à pente variable. La résistance de cathode R_k (résistance de garde) assure la polarisation minimum admissible avec le tube choisi. La résistance variable R_v 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.

que l'on a à sortir du QRM la station désirée; toutefois, si le signal brouilleur 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-

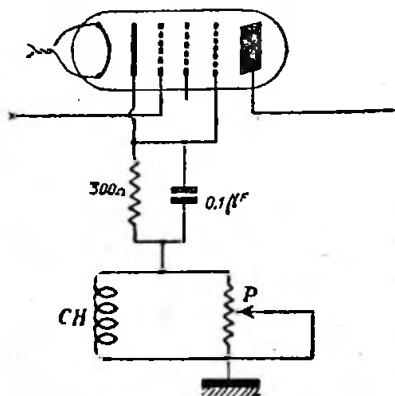


Fig. IV-17

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

lage 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 self de choc 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.

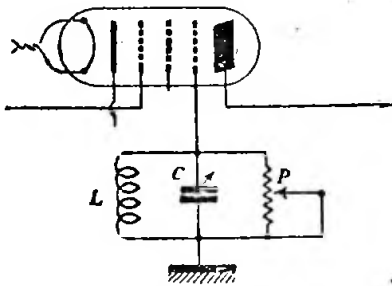


Fig. IV-18

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).

Étage 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 radio-électrique 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

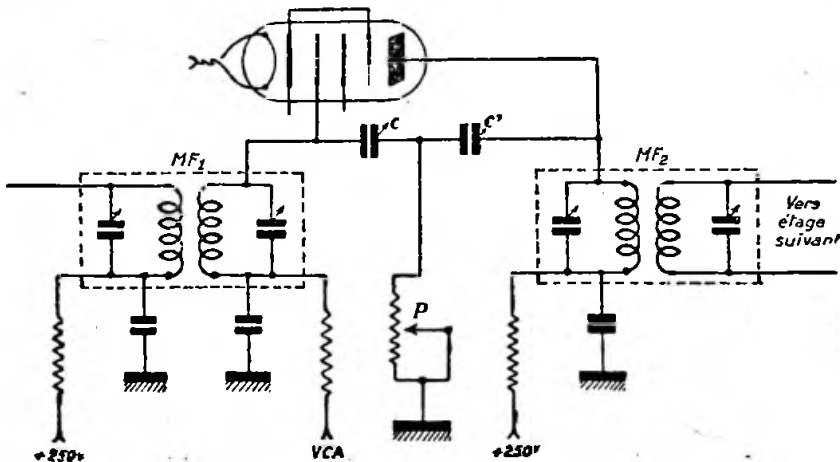


Fig. IV-19

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.

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

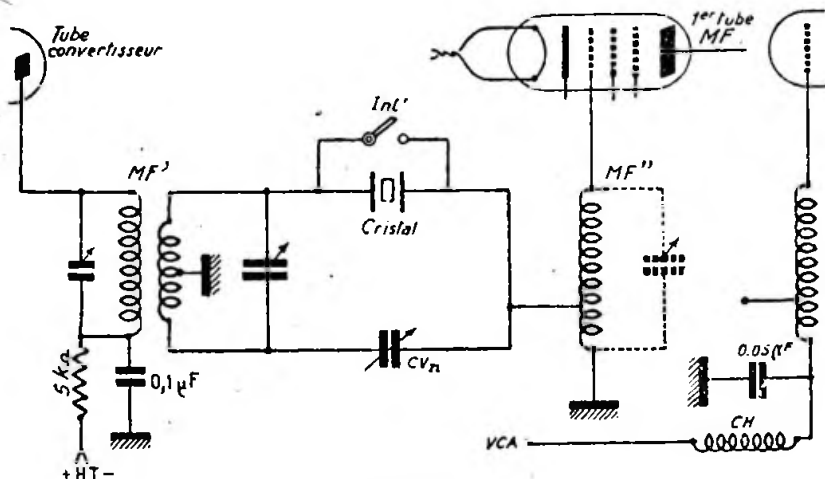


Fig. IV-20

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: $r = 130.000 \frac{e}{s}$, 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 transfo M.F. réalise l'adaptation des impédances (2).

(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'im-

pedance 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).

condensateur de neutrodyne CV_n réalise une capacité exactement égale à celle du support du quartz. La commande de CV_n , qui doit être accessible facilement, se fait par un prolongateur d'axe isolant.

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 CV_n . Nous sommes en position « sélectivité maximum » ; les fréquences d'accord série et parallèle (autrement dit, résonance et antirésonance) coïncident.

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 neutrodyne (ou d'équilibrage) C_n , mais, cette fois, simple ajustable que l'on règle une fois pour toutes, Cr étant dans une position médiane.

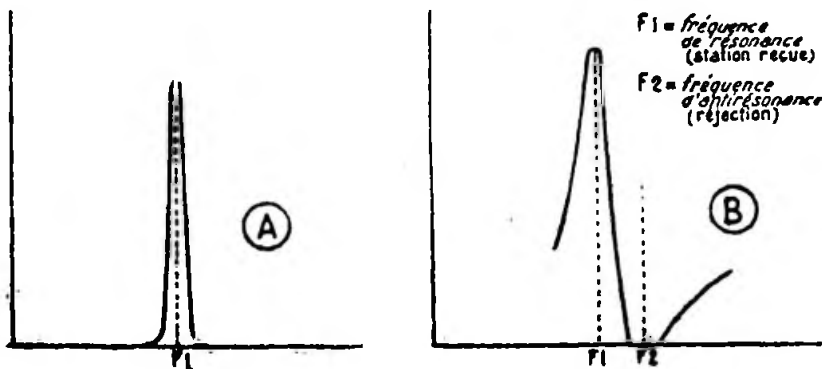


Fig. IV-21

Mais, si nous dérégions légèrement CV_n , la fréquence d'antirésonance ne coïncidera plus avec la fréquence de résonance série du cristal. La fréquence d'antirésonance 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 CV_n , 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 : CV_n et Int. Un procédé permettant de réunir les deux

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,

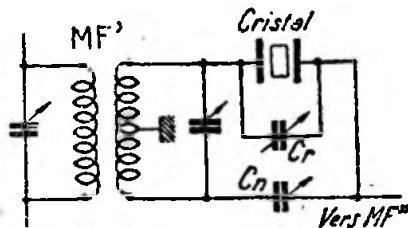


Fig. IV-22

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.

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 $0,05 \mu\text{F}$ et une petite self 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.

oscillateur, le quartz vibre sur sa fréquence d'antirésonance. Mais, dans ce cas, avec 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 découplés à la station émettrice. Ce phénomène se produit lorsque le filtre à cristal est réglé à l'extrême sélectivité (fig. IV-21 A);

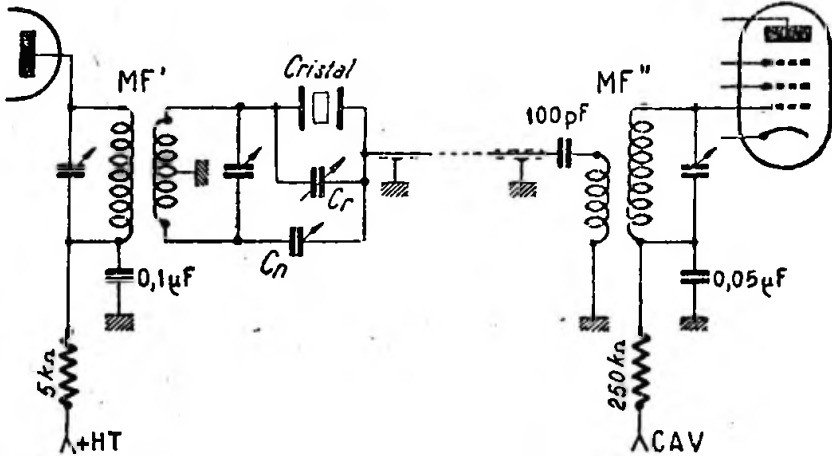


Fig. IV-23

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 aliénés, à très peu de chose près, sur la fréquence du cristal (bien qu'en

l'oscillation du quartz a tendance à se prolonger 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'au-

tres ; 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.

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, 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 indique, d'ailleurs, le montage d'un circuit à sélectivité variable

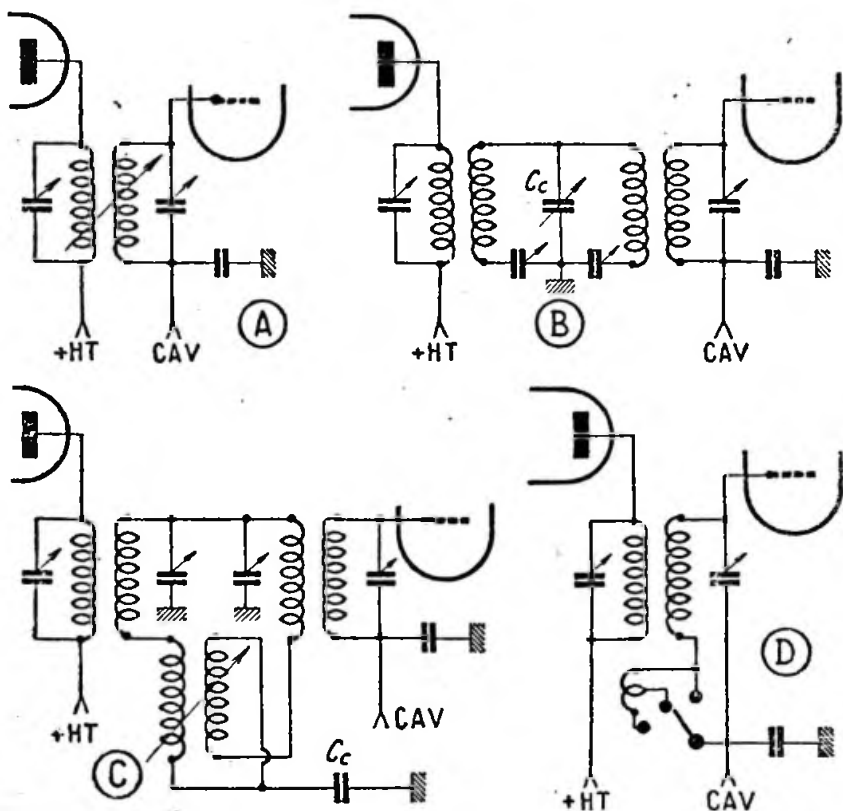


Fig. IV-24

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

En C, nous avons, d'autre part, un condensateur de couplage fixe C_c , 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).

(modèle D) utilisé conjointement avec un filtre à cristal ; les transformateurs sont 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 CV_n . Les selfs 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 exacte-

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 indispen-

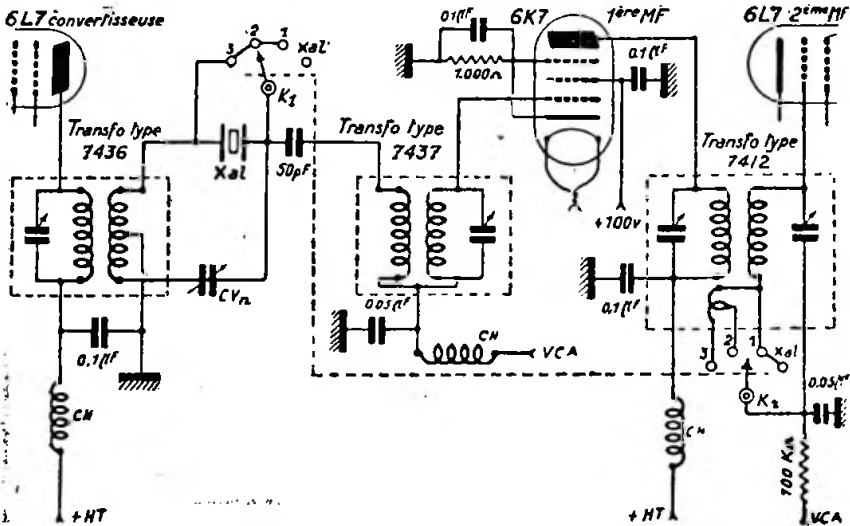


Fig. IV-25

ment 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.

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

sable; 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 « Étage 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 transformateurs M.F. peut être produit par l'action de la ligne anti-fading. La polarisation des tubes de l'amplificateur étant contrôlée par la C.A.V., il s'ensuit une variation de la capacité dyna-

mique 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

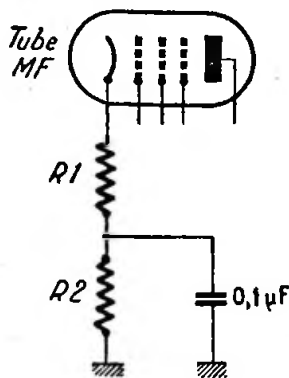


Fig. IV-26

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).

§ 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).

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 (2) (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

(1) Effet Miller : voir § 15 de ce chapitre.

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

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 bakérisé ; 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 ; régions-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 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.

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.

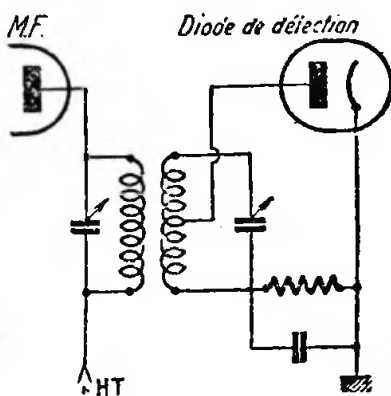


Fig. IV-27

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-27, afin de diminuer cet amortissement.

(1) Voir figures IV-36 et 37.

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.

Il utilise une double diode 6H6. La tension B.F. apparaît aux bornes de R_1 , et la composante continue négative de la com-

plique) 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 .

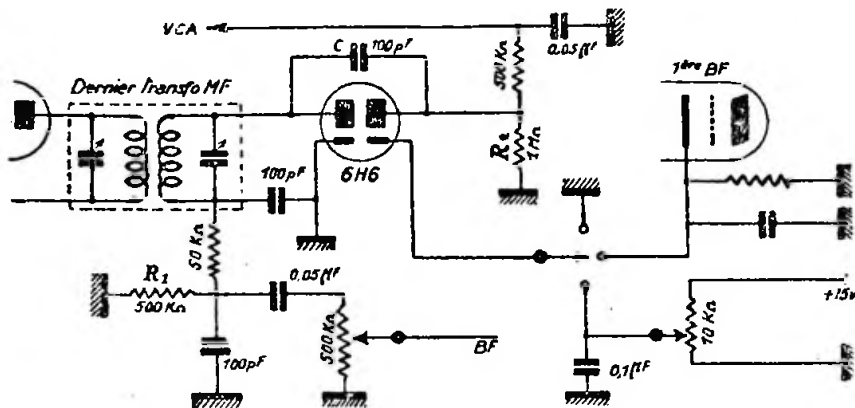


Fig. IV-28

mande automatique de volume, aux bornes de R_1 . 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. 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.

Au lieu de placer le condensateur C de 100 pF entre les deux diodes, on le branche quelquefois entre le primaire du transfo 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, 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 harmo-

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 convient d'utiliser un potentiomètre de qualité, si l'on ne peut pas avoir des crachements désastreux en le manœuvrant.

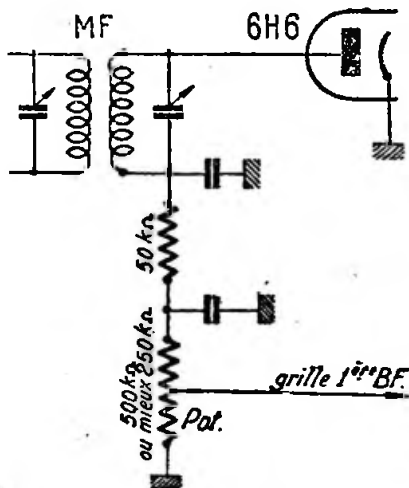


Fig. IV-29. — Les condensateurs fixes ont chacun une valeur de 100 pF.

Le filtre en π , composé d'une résistance de 50 k Ω 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.

Sur les bandes ondes courtes, la fréquence du fading est généralement assez

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,

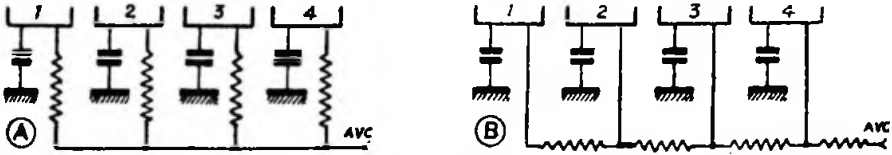


Fig. IV-30

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 sont contrôlés suivant une constante de temps plus importante que le circuit 4. Le montage de la figure IV-28 permet donc de réaliser soit l'antifading simple, soit l'antifading différé, soit enfin l'antifading différé réglable.

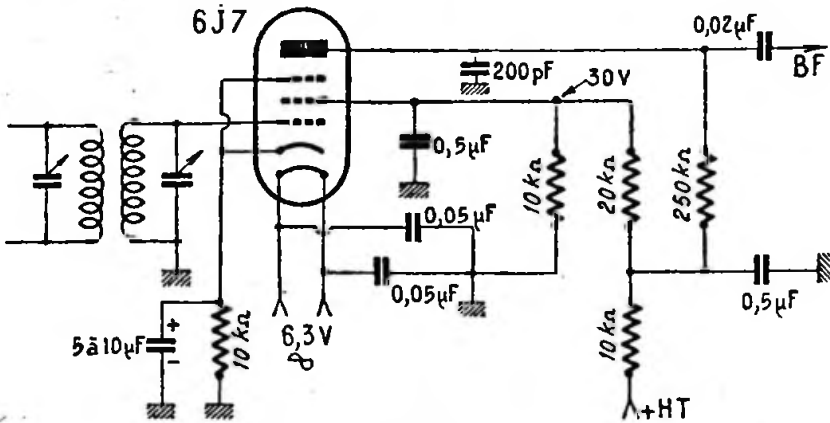


Fig. IV-31

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 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 17R », chapitre XIV). Il y a parfois intérêt

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 6J7, 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 $I_p V_g$, 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

(1) T secondes = $RM\Omega \times C\mu F$. Par exemple, avec une résistance de 0,5 M Ω et une capacité de 0,1 μF , on obtient une constante de temps de 5/100 de seconde.

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.

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 $I_p V_g$, la seule source de polarisation étant fournie

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 6J7 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 énergétique 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 augmentant encore leur sensibilité. Ils sont, ainsi, très employés sur les récepteurs à amplification directe (voir chapitre VIII, § 1).

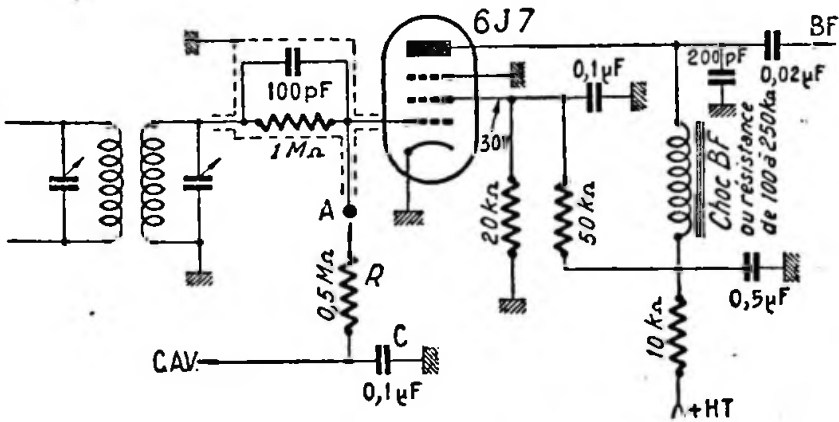


Fig. IV-32

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.

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,

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 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'antifa-

n'amplifient pas : ils détectent simplement, et ne dispensent pas d'établir un étage B.F. amplificateur de tension.

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.

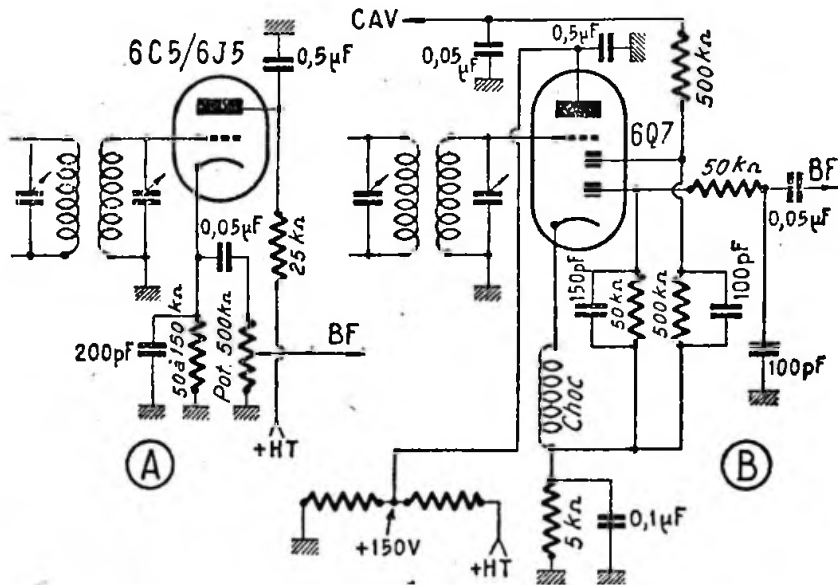


Fig. IV-33

ding 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 est destinée à bloquer la M.F. ; cette self 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 est bien évident que dans les montages A et B de la figure IV-33, les tubes

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-28 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, ten-

sion de défilé maximum. La tension négative de commande apparaît aux bornes de la résistance R; elle est appliquée aux étages à contrôler à travers le découplage 500 kΩ et 0,05 μF. Un interrupteur Int. permet de supprimer l'action de la ligne

étage, comme il est montré sur les figures IV-30 A ou B.

II. — C.A.V. par tube « antifading »

C'est un procédé déjà ancien utilisant un tube triode séparé pour l'antifading. L'ac-

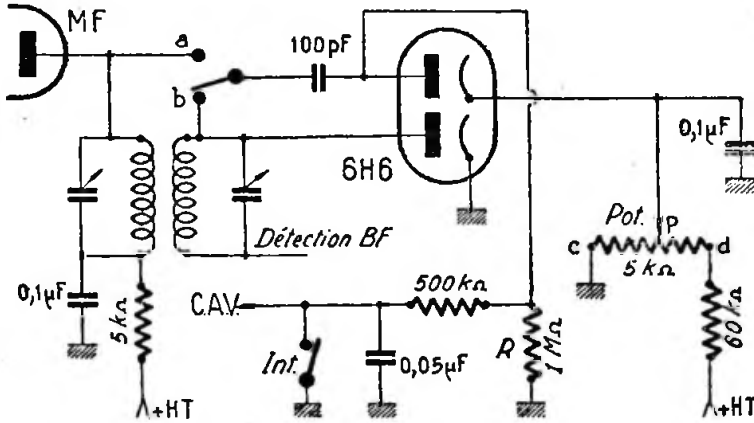


Fig. IV-34

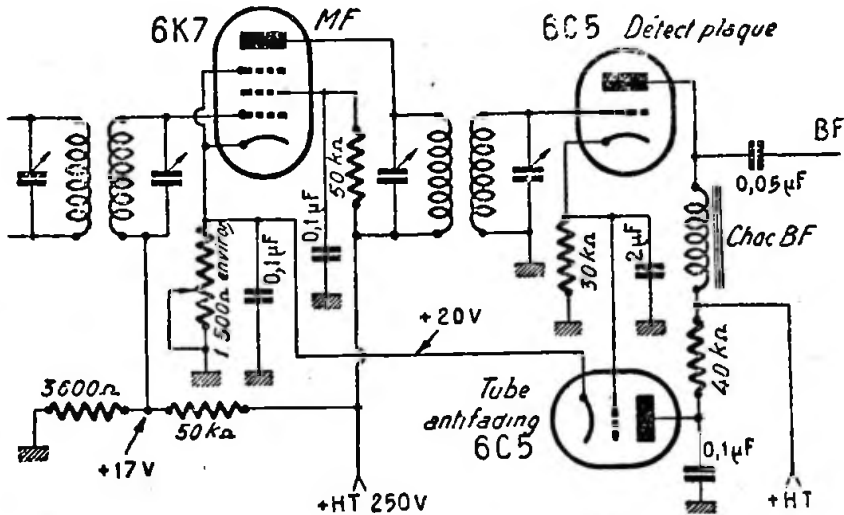


Fig. IV-35

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. C'est un procédé déjà ancien utilisant un tube triode séparé pour l'antifading. L'ac-

nant. Nous livrons, sans autre commentaire, le schéma de principe de cette C.A.V. par tube antifading, par la figure IV-35.

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 commande automatique, et *non soumis à celle-ci*. Comme on le voit sur la figure IV-36, il est attaqué en parallèle par le

que) qui suit le dernier transformateur M.F. du canal normal).

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 6H8 ou 6B8 fonctionne en amplificateur et en détecteur d'antifading. Dans

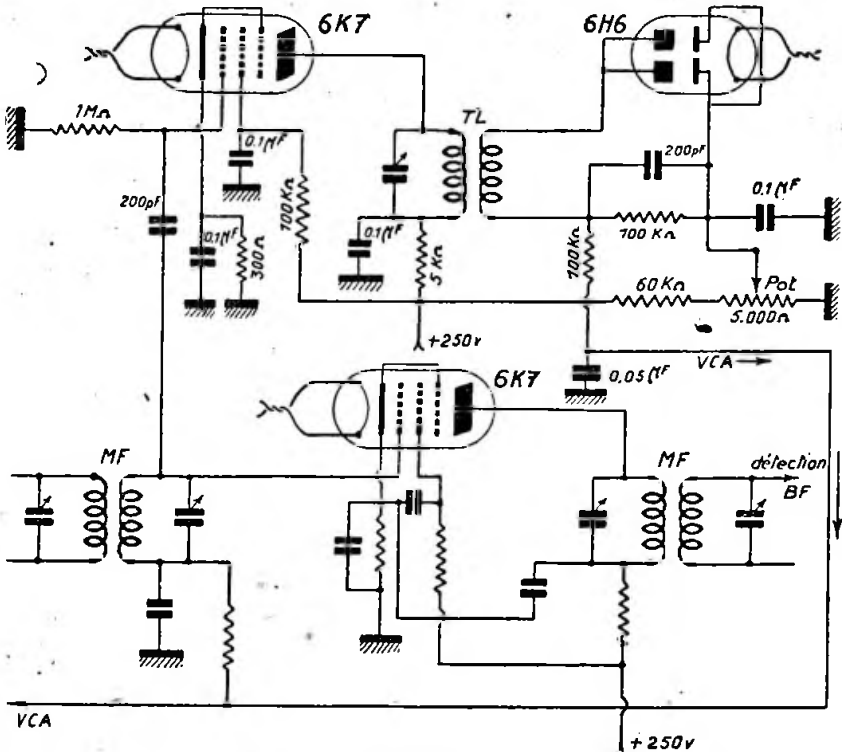


Fig. IV-36

dernier étage M.F. normal. La pentode amplificatrice est une 6K7 et la double diode est une 6H6 ; le transfo 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, cathodi-

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.

(1) Tandis qu'avec les autres systèmes de V.C.A., il est nécessaire de court-circuiter la ligne de commande automatique.

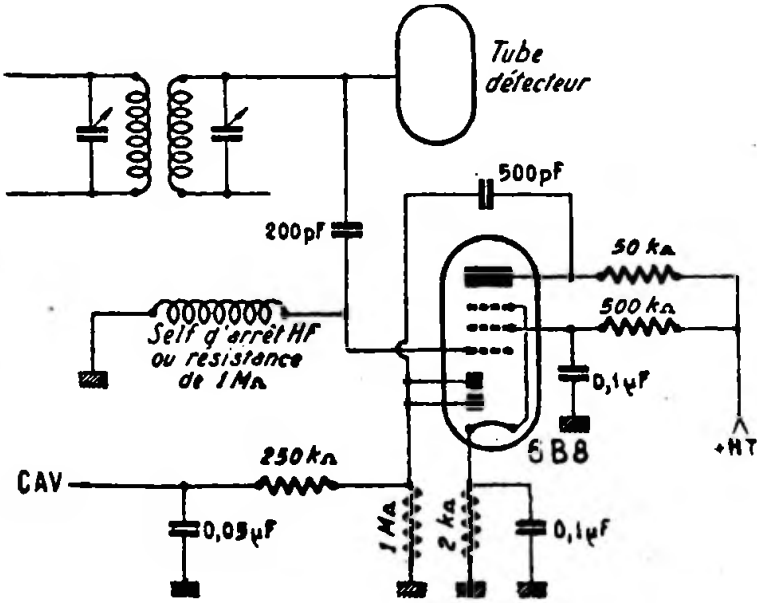


Fig. IV-37

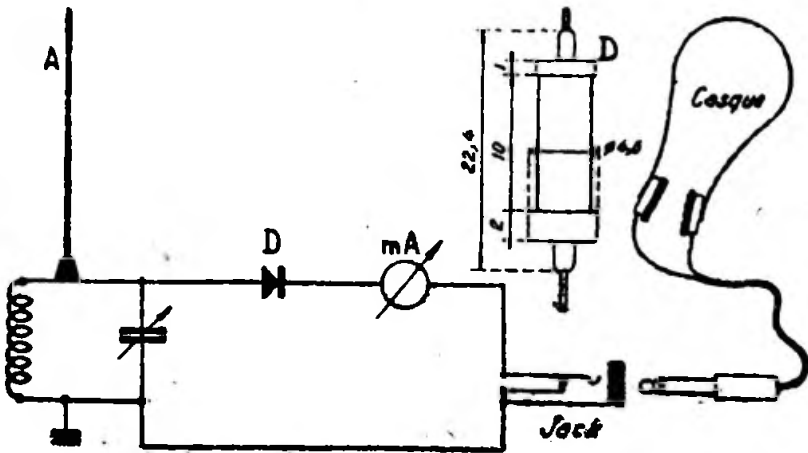


Fig. IV-38

Détecteurs à cristal de germanium (WG2, IN34, 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 abandonné 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.

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 silicium IN34 et autres, pièces vitales des appareils de réception-radar. En France, Westinghouse construit des détecteurs au germanium également du type ponctuel (WG1, WG2).

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.

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; citon, 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

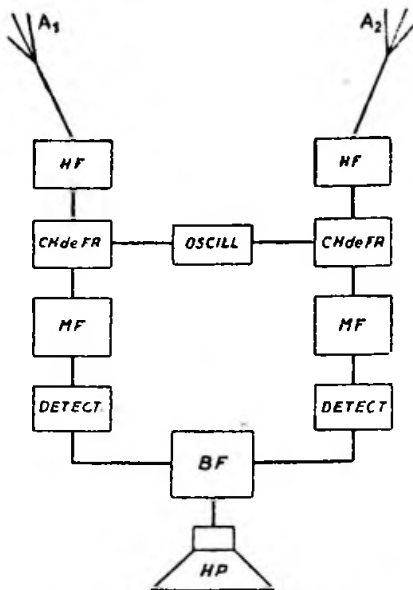


Fig. IV-39

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 un ampli H.F., un changeur de fréquence, un 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 séparés (1).

§ 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

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 (écrêtage) 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 $0,1\mu\text{F}$ 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.

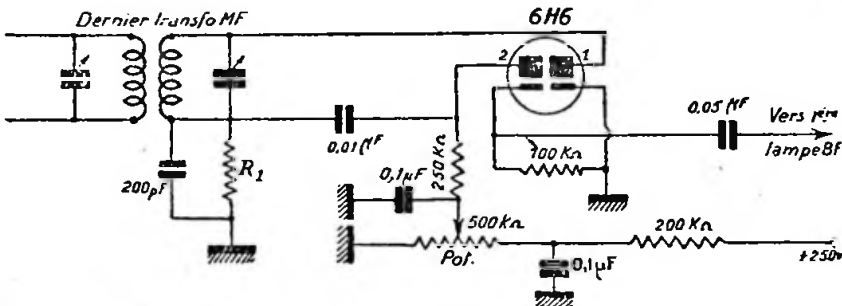


Fig. IV-40

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

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'écrêtage, 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

(1) Sinon, attention aux interférences, battements, etc.

tension B.F. apparaissant aux bornes de la résistance R_1 , 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 diode 1 (fig. IV-41), la diode 2 pouvant être utilisée pour la réalisation d'un anti-

parasite dans le même temps, du fait de R_3 , la plaque devient très positive, et le tube limiteur 6N7 devient conducteur, court-circuitant la résistance R_2 pendant la durée du parasite. En fin d'analyse, R_2 étant court-circuitée, aucune tension n'est appliquée à l'ampli B.F.

Étouffeur 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 $R = 2r$. 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

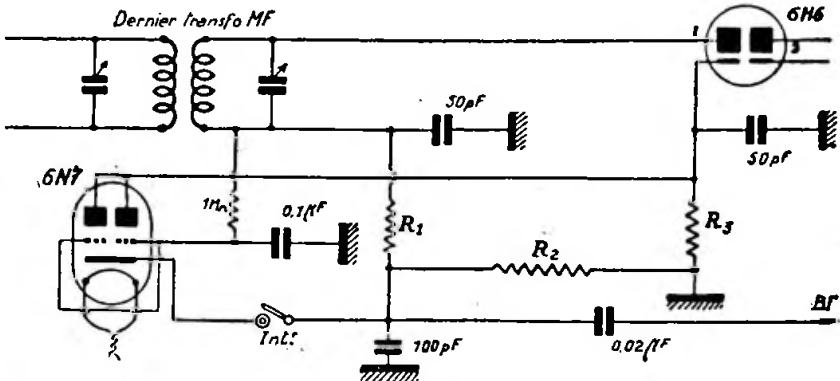


Fig. IV-41

fading simple ou différé par exemple, montage classique. La diode détectrice 1 est chargée par l'ensemble de résistances série R_1 , R_2 et R_3 (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 R_1 et R_2 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 ;

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.

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 μ F). 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 1^{re} 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.

Normalement, le retour X doit être connecté à la cathode du tube 6H8 ; néanmoins, sa connexion à la masse donne 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.

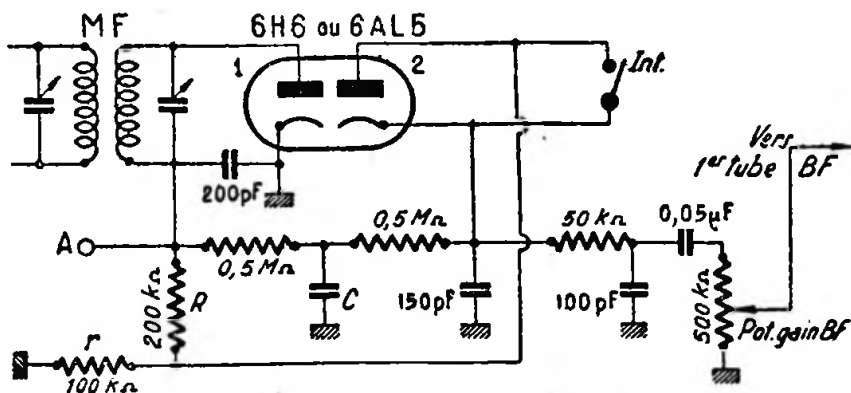


Fig. IV-42

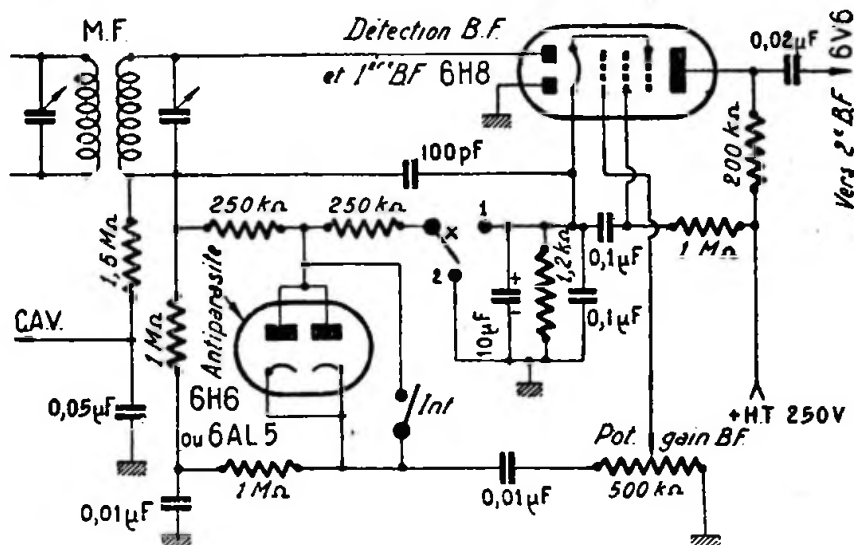


Fig. IV-43

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.

L'interrupteur *Int.* permet, également, de mettre hors circuit la double diode 6H6 antiparasite.

Limiteur basse fréquence.

Ce système, fonctionnant en limiteur, agit à la sortie basse fréquence du récep-

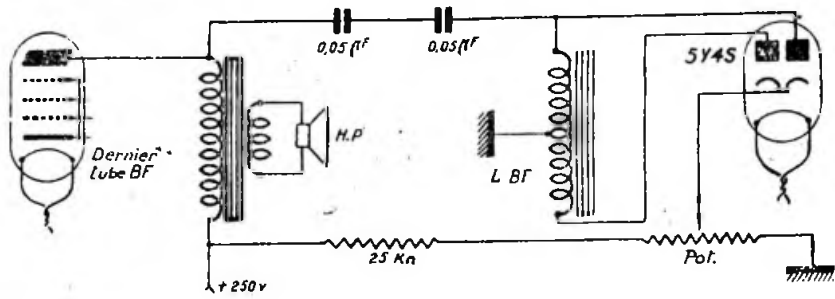


Fig. IV-44

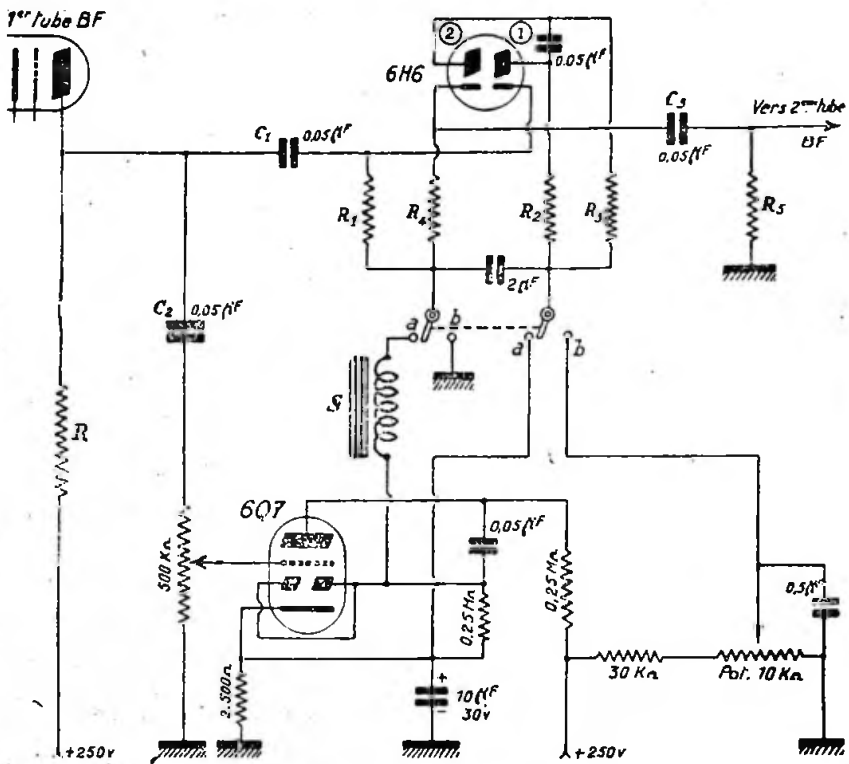


Fig. IV-45

teur (fig. IV-44). 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 une self 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.

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'écréteur 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 à 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 écrétee 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'écréteur 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'écréteur 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 2.10⁻³ 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 P_1 déterminant cette polarisation. Le seuil est réglé juste à la valeur de l'amplitude du signal désiré ; en agissant sur P_1 , 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 R_1 et est appliquée à la grille 3 du tube ampli M.F. 6L7, à travers un circuit découpleur à très faible constante de temps

sur le récepteur de trafic 17 tubes « BC-17-R ».

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 l'intensité du fading. Le montage Lamb ne peut être concurrencé que par le dispositif de la figure IV-42.

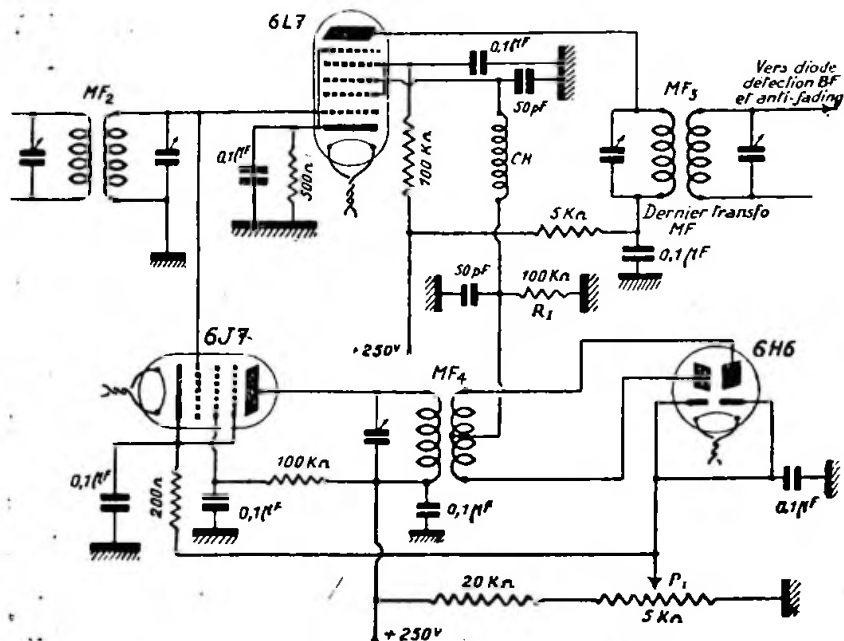


Fig. IV-46

(CH, self de choc 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, 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 transfo M.F. 4 est un peu spécial ; nous donnons d'ailleurs une réalisation pratique de ce montage au chapitre XIV,

§ 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'ac-

cord 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, ou similaires.

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 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 naissance 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

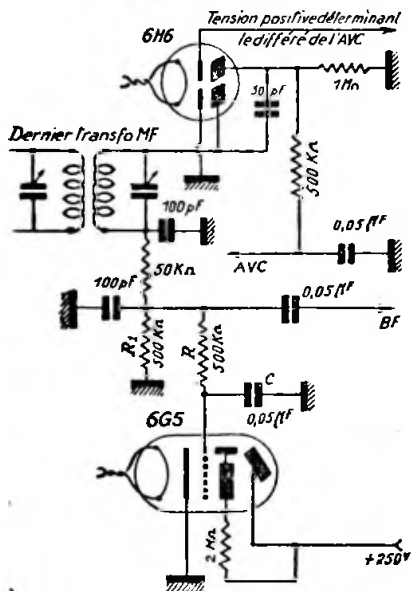


Fig. IV-47

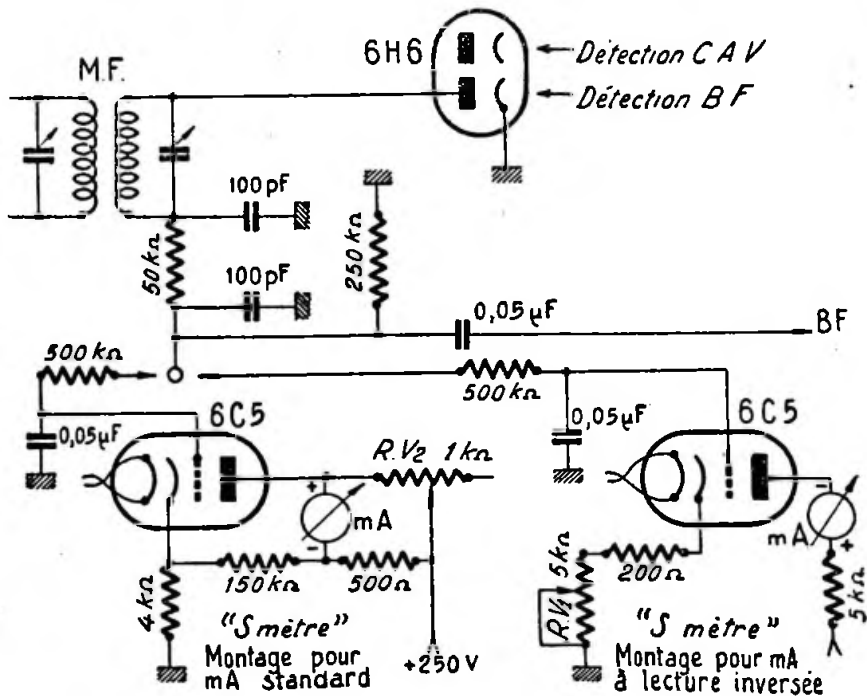


Fig. IV-48

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.

Il existe de nombreux autres montages possibles d'un « S mètre »; nous citerons les plus répandus :

a) l'appareil est commandé par la variation de tension d'écran des tubes contrôlés par l'antifading (fig. IV-49);

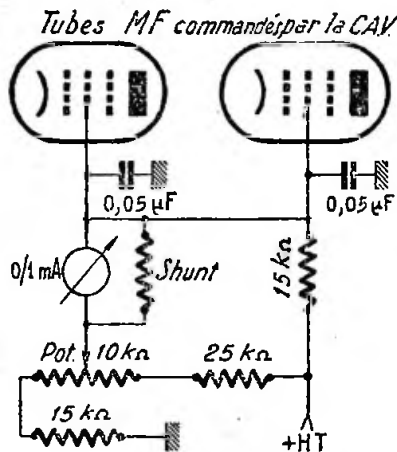


Fig. IV-49

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, commandés par la détection B.F., qui donnent les meilleurs résultats.

Étalonnage.

Quel que soit le système choisi, le cadran de l'instrument sera gradué de zéro à neuf unités « S » du code international

RST, indiquant ainsi la valeur relative de la tension H.F. à l'entrée du récepteur.

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

Tube MF commandé par la CAV

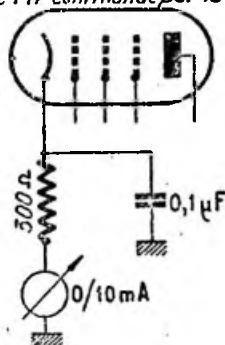


Fig. IV-50

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

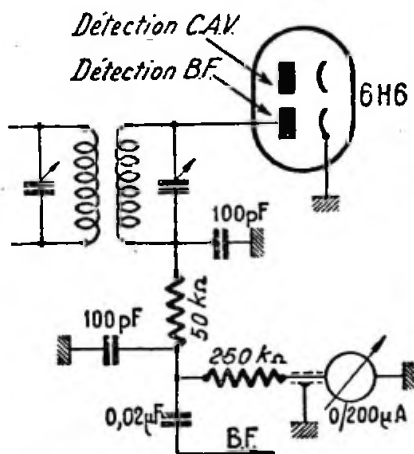


Fig. IV-51

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 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.

Nous donnons à titre indicatif (fig. IV-52) 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 bat-

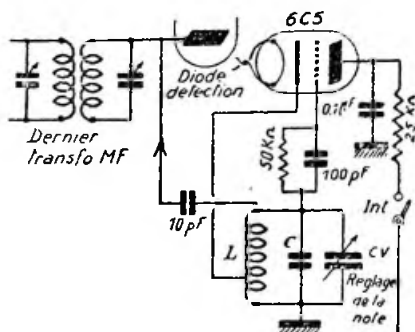


Fig. IV-52

tement 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 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-53, permet, précisément, d'ajuster avec soin 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 »

(1) Si l'on utilise un V.C.A. amplifié (montage de la figure IV-36), cette précaution s'avère inutile.

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.

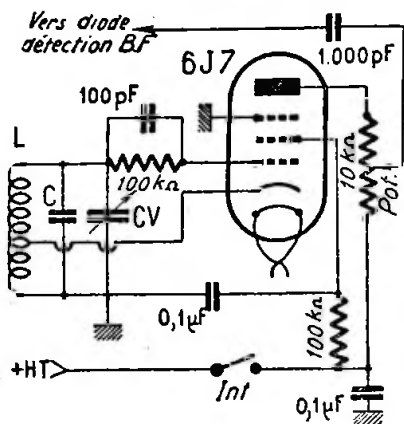


Fig. IV-53

Quel que soit le montage adopté, figure IV-52 ou figure IV-53, voici comment on peut réaliser le circuit oscillant LC ; ce circuit doit être accordé sensiblement 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 ne devant pas atteindre les circuits d'entrée du récepteur, sous peine d'être amplifiés comme des signaux incidents normaux.

§ 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

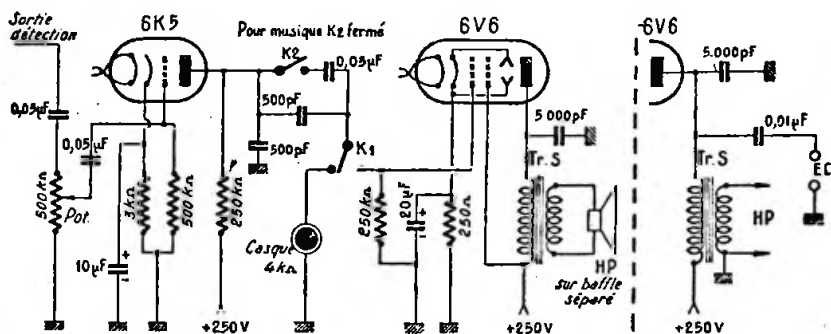


Fig. IV-54

la valeur de la moyenne fréquence du récepteur, l'écart provoquant le battement audible étant provoqué et réglable par CV. 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

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.

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 de « grand baffle ». Comme chacun le sait, l'absence de baffle (ou la présence d'un baffle mauvais ou insuffisant) entraîne une très mauvaise reproduction des graves. Quel est donc le diamètre à donner à un baffle satisfaisant ? Pour cela, il faut se donner la fréquence la plus basse que l'on se propose de reproduire correctement. Prenons 30 c/s, par exemple ; le diamètre d'un baffle circulaire permettant une telle reproduction est de :

$$\frac{V}{2f}$$

V étant la vitesse du son, soit 340 m/s. Ce qui donne :

$$\frac{340}{2 \times 30}$$

soit environ 5,70 mètres !

Ce n'est donc pas une solution rationnelle et... portable ! Néanmoins, pratiquement, un baffle de 1 m² donne des résultats *acceptables*, sans toutefois apporter

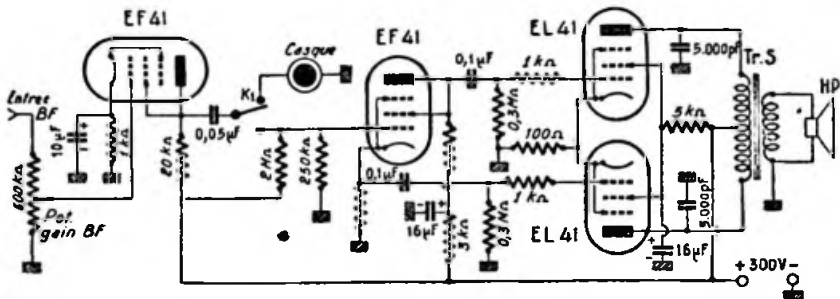


Fig. IV-55. — Les résistances de cathode et d'anode du tube EF41 déphaseur sont de 20 kΩ chacune.

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).

une compensation exacte aux très basses fréquences.

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 (voir fig. IV-56). Pour en terminer avec les *baffles-plans*, disons qu'ils doivent être construits en matériau tendre tel que contreplaqué, peuplier, isorel, etc., et d'au moins 2 cm. d'épaisseur, pour en réduire la résonance propre.

La conclusion qui découle des considérations ci-dessus est que tous les postes classiques de table (dits « midgets ») sont

absolument incapables de reproduire correctement les notes graves.

Aussi, a-t-on songé à réaliser des baffles complexes ne présentant pas les défauts du baffle-plan et satisfaisant les oreilles les plus exigeantes. Le plus perfectionné des baffles complexes est, sans aucun doute, le baffle infini ou bass-reflex de Jensen. C'est une boîte en bois, hermétiquement close, comportant à l'avant, outre l'ouverture cir-

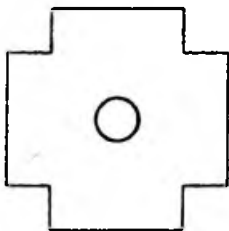


Fig. IV-56

culaire normale pour le haut-parleur, une seconde ouverture, rectangulaire, par laquelle s'effectue la sortie des ondes sonores produites à l'arrière de la membrane (voir fig. IV-57). Ce n'est pas autre chose qu'une boîte de résonance soigneusement calculée pour certaines bandes de fréquences, et il va sans dire que les dimensions de la figure données ci-dessous, suivant le diamètre du

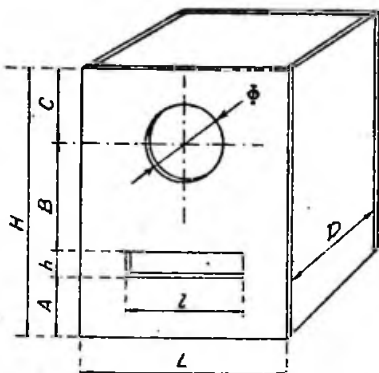


Fig. IV-57

haut-parleur employé, doivent être respectées scrupuleusement.

Matériau : contreplaqué d'okoumé ; épaisseur des panneaux avant et arrière, 2 cm. ; épaisseur des panneaux latéraux, 1,5 cm.

H.P. de :	30	25	20	cm.
L	60	52,5	37,5	cm.
H	72,5	67,5	52	cm.
P	32,5	27,5	22,5	cm.
Ø	27,5	22,5	17,5	cm.
I	30	30	25	cm.
h	12,5	11,5	6,5	cm.
A	14,5	13,5	12,5	cm.
B	23	21,5	14	cm.
C	22,5	22,5	12,5	cm.

Toujours dans la série des baffles complexes, citons le labyrinthe acoustique. Par des cloisons intérieures, en chicane, on allonge ainsi artificiellement le trajet des ondes sonores arrière vers l'avant (fig. IV-58) et tout récemment, le baffle focalisateur de « Film et Radio ».

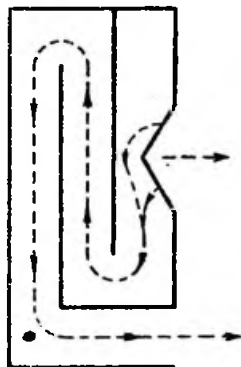


Fig. IV-58

Personnellement, nous avons adopté un système associant un simili baffle infini avec un labyrinthe. Le schéma d'installation est donné par la figure IV-59. Ce baffle a été monté en coin, contre deux gros murs de l'immeuble. Le haut-parleur utilisé a un diamètre de 28 cm. ; le panneau avant, en peuplier, fait 3 cm. d'épaisseur et les cloisons du labyrinthe sont en isorel assemblé, cloué et collé. De nombreux endroits de la chicane sont revêtus d'un épais molleton. Ainsi toutes vibrations parasites ou résonances propres ont pu être annihilées, et les résultats sont excellents.

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 !

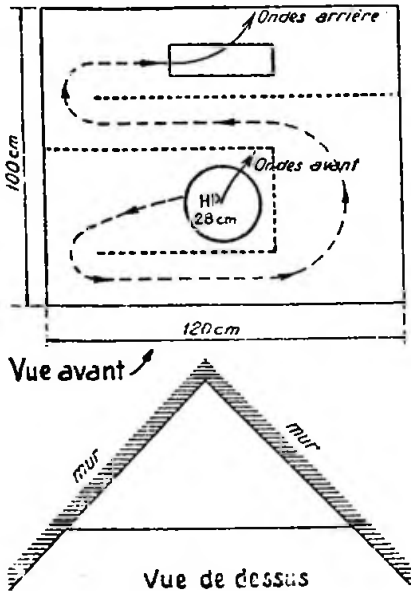


Fig. IV-59

Contre-réaction et circuits correcteurs B.F.

La contre-réaction est très utilisée dans les amplificateurs B.F. équipés de pentodes ou de tétraodes. 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 : $\rho + R_k (1 + K)$, ρ 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 *opposi-*

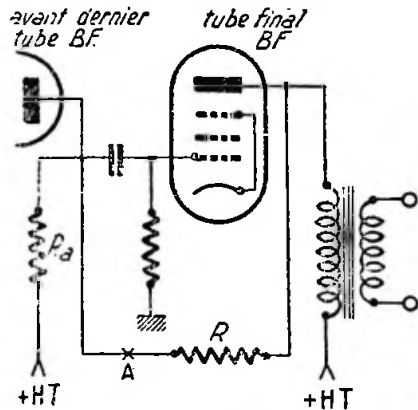


Fig. IV-60

tion 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 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

$$\frac{R_a \times 100}{R + R_a}$$

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, indi-

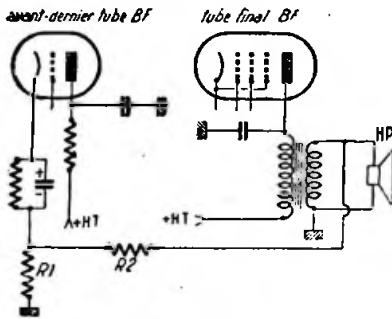


Fig. IV-61

quons 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 réaction, donc gain, voire accrochage ; dans

(1) Les résistances R1, R2 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.

l'autre (position correcte), il y a contre-réaction se traduisant par un léger affaiblissement et une diminution des distorsions.

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,

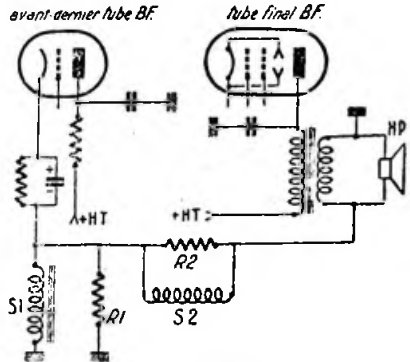


Fig. IV-62

on dispose de deux bobinages S1 et S2 montés en parallèle ; ces bobines, l'une à 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 selfs 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 pro-

duit 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

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 ré-

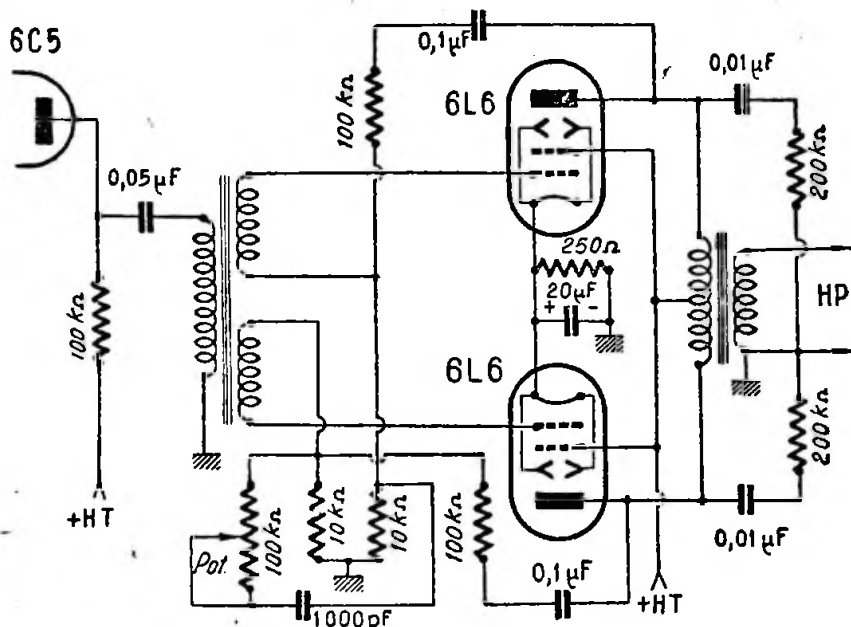


Fig. IV-63

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-62, mais qui présente quelques inconvénients ; voir plus haut), ou encore utiliser des circuits correcteurs, résonnants ou affaiblisseurs B.F. Ce sont ces derniers

sistances 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,

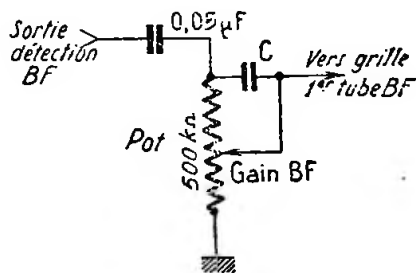
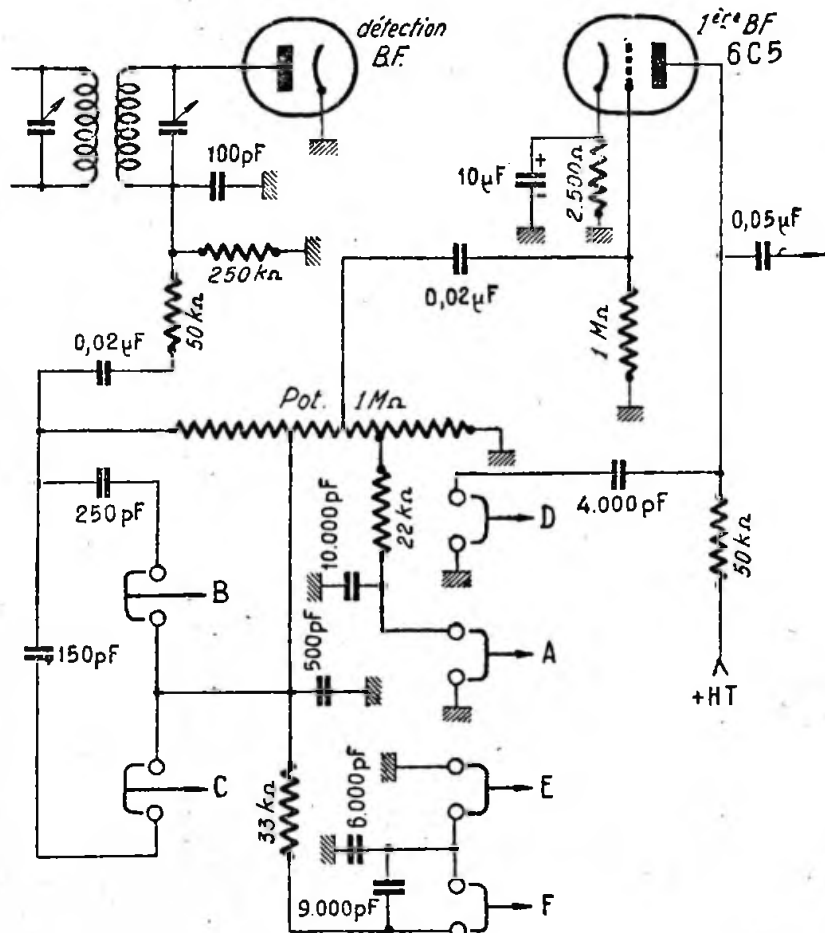
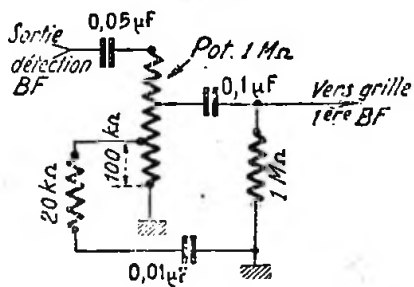
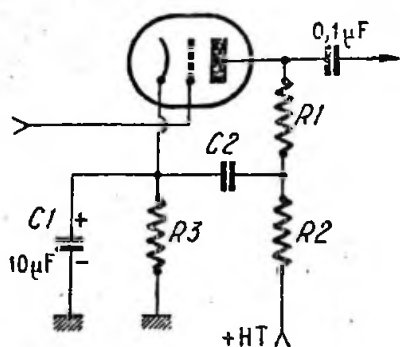


Fig. IV-64

une petite capacité au mica C de 10 à 30 pF entre l'entrée du potentiomètre et le curseur.

Pour favoriser les graves, utiliser des condensateurs de liaison de forte valeur



(0,1 μ F) et des résistances de fuite de grille de la valeur maximum permise pour le type de tube (500 k Ω à 1 M Ω).

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 6C5, on a R1 = 50 k Ω ; R2 = 50 k Ω et R3 = 4.000 Ω . Pour un tube 6Q7, on a R1 = 100 k Ω ; R2 = 100 k Ω et R3 = 2.000 Ω . On obtient de bons résultats avec C2 présentant une capacité de 6.000 à 10.000 pF.

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.

Toujours dans la catégorie des résonateurs B.F., il y a le « Radio Organ » de Zenith U.S.A. qui, à l'aide de six boutons-poussoirs, permet de multiples combinaisons quant à la correction de la réponse. Le schéma en est donné sur la figure IV-67; le système exige un potentiomètre de 1 M Ω à deux prises. Les contacteurs de timbre de A à F agissent comme suit : A = alto; B = aiguës; C = voix; D = normal; E = grandes basses; F = basses. Dans la position « haute fidélité », tous les contacteurs sont tirés dans le sens des flèches.

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 énergétique (fig. IV-68). 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 k Ω ; l'affaiblissement maximum est obtenu lorsque Pot. présente sa résistance minimum.

Il existe dans le commerce des blocs correcteurs B.F. (Oméga, L.I.E.) comportant plusieurs positions et qui permettent

ainsi de modifier aisément le registre de réponse. Ces blocs correcteurs comprennent des circuits résonnants accordés sur les graves et les aiguës, et des jeux de capacités série et parallèle.

Voici, d'ailleurs, quelques renseignements concernant le bloc correcteur Oméga B.F.2. Quatre positions du combinateur offrent les réponses suivantes :

1^{re} position : *transmission droite*. — Dans cette position, il n'y a aucune correction des fréquences, et le gain de l'étage (fig. IV-70) est de 26 décibels environ.

2^e position : *renforcement des graves*. — Les fréquences inférieures à 500 c/s sont relevées progressivement pour atteindre +15 dB à 65 c/s. Cette position est principalement recommandée pour la reproduction des disques.

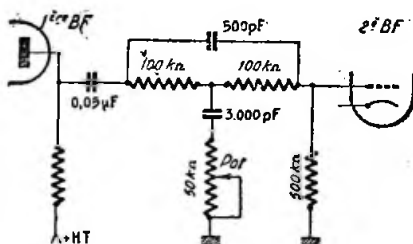


Fig. IV-68

3^e position : *renforcement des graves et des aiguës*. — Les fréquences graves restent corrigées comme en deuxième position. Les fréquences supérieures à 500 c/s sont relevées progressivement pour atteindre 13 décibels à 6.000 c/s. Cette position est principalement utilisée en film ou en micro pour la transmission de la *musique*.

4^e position : *renforcement des aiguës*. — Les fréquences graves ne sont plus relevées, et les fréquences aiguës restent corrigées comme en troisième position. Cette position est recommandée en film et micro pour la transmission de la *parole*.

Les courbes de la figure IV-69 nous donnent une interprétation graphique de ces résultats.

Ce bloc doit être associé à toute lampe pentode amplificatrice de tension des types courants suivants : *série américaine* 6H8, 6K7, 6M7, 6J7, etc.; *série européenne* EBF2, EF9, EF6.

Le gain de l'étage en l'absence de correction est de 20 à 26 db. suivant le tube utilisé.

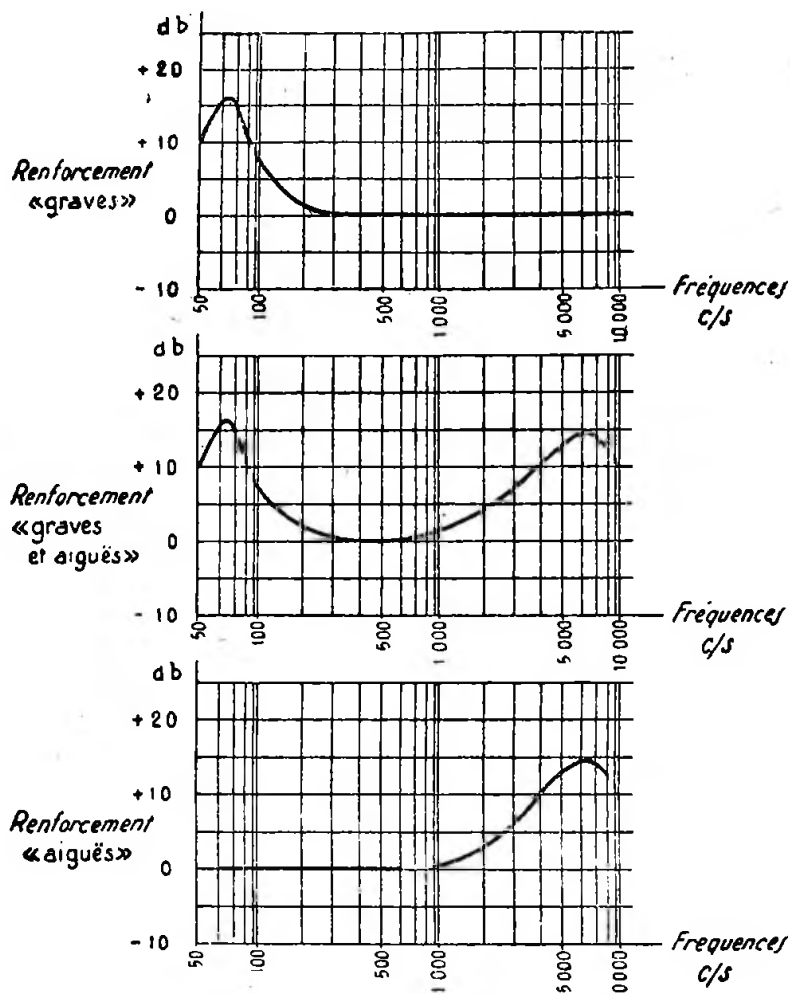


Fig. IV-69

Les connexions sont données sur la figure IV-70.

Le tableau ci-dessous donne les valeurs des éléments :

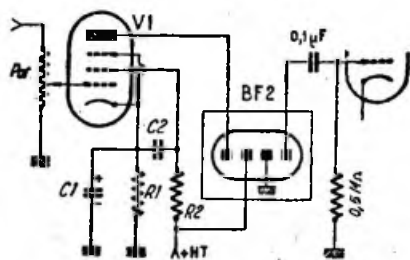


Fig. IV-70

	6H8, 6K7, 6M7, EBF2, EF9	6J7, EF6, etc.
R1	500 Ω	1.000 Ω
R2	100 kΩ	500 kΩ
C1	50 μF	25 μF
C2	0,5 μF	0,2 μF

Voici, maintenant, quelques remarques importantes permettant de retirer le maximum d'avantages du bloc correcteur.

1° Eviter tout particulièrement les ronflements parasites à 50 et 100 c/s qui

autour de son axe ; le fixer définitivement ensuite.

2° La partie B.F. de l'appareil devra, évidemment, permettre une bonne transmission de toutes les fréquences à corriger

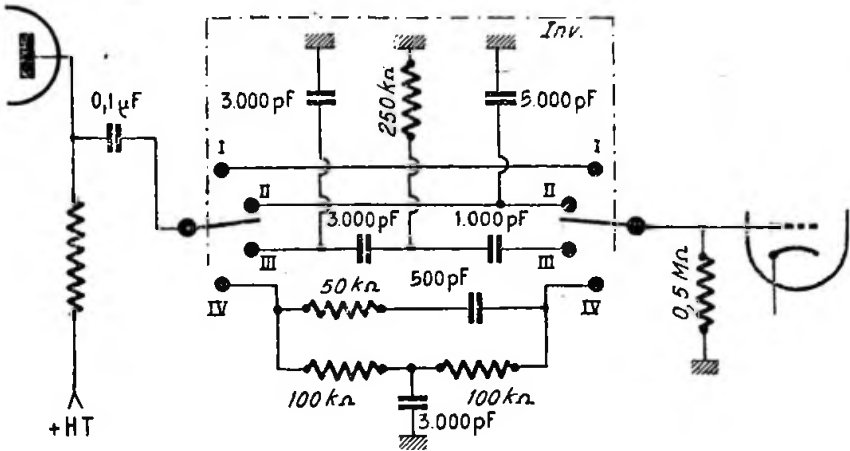


Fig. IV-71

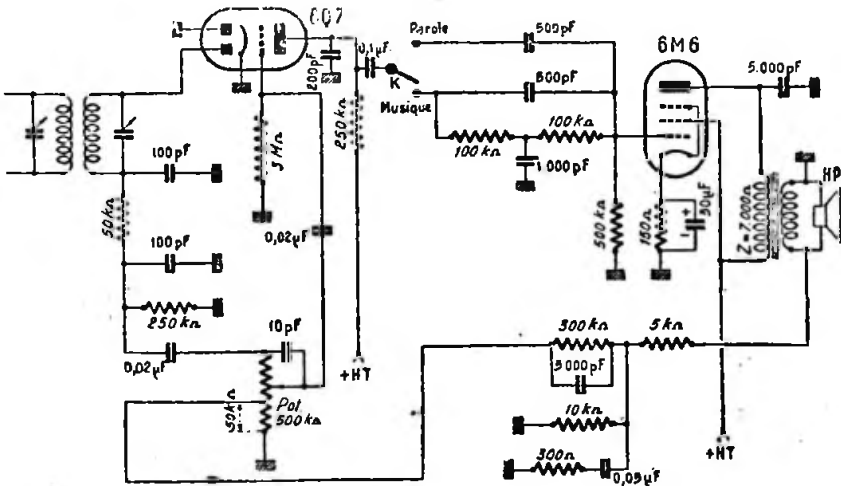


Fig. IV-72

risquent de devenir gênants du fait de la correction des fréquences graves. Leurs causes principales sont les suivantes :

- a) Mauvais filtrage de la haute tension ;
- b) Induction de transformateur d'alimentation sur les circuits B.F. ; dans cet ordre d'idée, rechercher l'orientation d'induction minimum, en faisant pivoter le bloc B.F. 2

(60 à 10.000 c/s). On veillera particulièrement :

- a) A donner des valeurs suffisantes aux capacités de liaison et de découplage de l'alimentation B.F. ;
- b) A employer un haut-parleur ayant sa résonance inférieure au-dessous de 80 c/s, et dont le transformateur laisse passer,

sans affaiblissement notable, les fréquences jusqu'à 60 c/s.

Le bloc L.I.E. permet, lui aussi, une correction semblable (type AC24).

La figure IV-71 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.

Contrairement aux blocs correcteurs du commerce, ce dernier ne comporte aucun circuit résonnant, toujours difficile à mettre au point par l'amateur ; ce bloc fonctionne uniquement par affaiblissement de telle ou telle partie du registre sonore.

Enfin, il n'est pas interdit de grouper, sur une même section B.F., correcteur, résonateur, contre-réaction, etc. Dans cet ordre d'idée, la figure IV-72 nous montre un schéma typique de section B.F. d'un récepteur de qualité. Une contre-réaction de tension est combinée avec moult résonateurs basse fréquence ; ainsi, le réglage du gain B.F. dose, en même temps, le taux de contre-réaction (maximum pour le minimum de gain : cas des émissions puissantes). De plus, notons un circuit affaiblisseur de médium et un commutateur K « musique-parole ».

Nous nous excusons d'avoir été aussi long avec ce paragraphe, mais il y a tant de choses à dire sur la B.F. ! D'autre part, nos lecteurs trouveront un exemple de plus de section basse fréquence dans l'étude du récepteur de trafic « BC-Ham 17 R » (chapitre XIV), récepteur qui comporte un amplificateur B.F. important et d'une qualité notable (voir courbes de réponse relevées sur cet appareil).

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. — Souffle ; bruit de fond.

Sensibilité

On constate, si l'on augmente indéfiniment la valeur de l'amplification d'un amplificateur quelconque (H.F., M.F. ou B.F.), par exemple en augmentant le nombre des étages, que l'on est limité par le bruit de fond. En fait, quel que soit le soin apporté à la réalisation ou au choix des pièces, quelle que soit la protection

prise contre les perturbations extérieures : filtrage, parasites, etc., on s'aperçoit qu'il existe aux bornes du circuit d'anode du dernier tube amplificateur, une tension variable produisant un souffle prononcé dans le H.P., même si aucune onde H.F., par exemple, n'intervient sur le circuit d'entrée.

L'amplification d'un signal ne peut être acceptée que si le signal résultant après amplification est beaucoup plus grand que le bruit de fond de l'amplificateur. Il est donc primordial de réduire au maximum le souffle dans les amplificateurs.

Le bruit de fond provient des causes suivantes :

1° Le courant électronique cathode-anode d'un tube n'est constant qu'en moyenne, même si toutes les tensions d'alimentation sont maintenues constantes. Le débit des électrons subit donc des variations accidentelles (effet Schottky).

2° L'émission secondaire de certaines électrodes est aussi une cause de fluctuations indésirables du courant anodique.

3° Les électrons libres à l'intérieur d'un métal (circuit, connexions, etc.) ne sont au repos qu'au zéro absolu. A la température ordinaire, le mouvement de ces électrons provoque des variations de la d.d.p. dans les circuits grille et plaque (1) (agitation thermique).

4° S'il règne un mauvais vide à l'intérieur d'un tube, l'ionisation par choc produit encore des fluctuations de courant plaque.

On admet que les fluctuations produisent, dans les circuits d'entrée du *premier tube*, des oscillations d'amplitude excessivement faibles ; mais celles-ci étant les plus amplifiées, on constate que c'est la première lampe qui produit à peu près intégralement le bruit de fond.

D'autre part, ces fluctuations dans le circuit d'entrée sont d'autant plus gênantes qu'elles se répartissent comme les parasites, au hasard du domaine des fréquences.

L'exposé détaillé des mesures assez complexes du bruit de fond sortirait du cadre de cet ouvrage. Nous nous bornerons simplement à en donner les résultats :

En l'absence d'onde porteuse, le bruit de souffle est parfois assez faible ; mais dès qu'il y a réception, une interférence se produit entre l'onde porteuse et les différentes ondes de fluctuation ; et comme la détection devient alors *linéaire*, le souffle est considérablement accru.

Le bruit de fond est aussi fonction croissante de la bande passante (comme

(1) Phénomène signalé par Johnson et étudié par Nyquist (1928).

pour les parasites). Un poste sélectif aura donc un rapport signal/souffle plus intéressant qu'un récepteur peu sélectif.

Le souffle produit par un bobinage est proportionnel à son impédance ; en O.C. donc (circuit à faible impédance), c'est la lampe qui joue le plus grand rôle au point de vue du bruit de fond.

Pour indiquer la qualité d'un tube vis-à-vis du bruit de fond, on emploie généralement les facteurs de « tension de bruit » et de « résistance de bruit ». On compare les fluctuations irrégulières du circuit plaque du tube, aux variations du courant plaque qui seraient créées par une très faible tension alternative appliquée entre grille et cathode du tube en étude. Cette tension indique quel est l'ordre de grandeur de la d.d.p. à amplifier que l'on peut appliquer à la grille sans être gêné par le souffle. On adopte comme étalon de bruit de fond, la tension aux bornes d'une résistance de 1 ohm placée dans le circuit grille de commande d'un tube. En remplaçant cette résistance de 1 ohm par une de 40.000 ohms, par exemple, la tension due au souffle à la sortie du tube est multipliée par 200 (racine carrée de 40.000). Le souffle provient alors de l'agitation électronique à l'intérieur de la résistance (1). On peut donc comparer un tube amplificateur à une résistance, vis-à-vis du bruit de fond, résistance de valeur d'autant plus élevée que le souffle produit par le tube est important. On a trouvé par cette méthode de mesure les chiffres suivants : 6K7=15.000 ohms... EF5=15.500 ohms... EF8=3.200 ohms, etc., chiffres qui guident le choix d'une lampe amplificatrice H.F.

D'autre part comme le bruit de fond limite l'amplification, il est indispensable d'utiliser une bonne antenne assez haute et correctement isolée, pour recevoir les émissions faibles, de façon que la tension produite à l'entrée soit notablement supérieure à la tension équivalente de bruit de fond (leur rapport doit être de l'ordre de 100). On recherchera le couplage d'antenne optimum, et le facteur de surtension du circuit grille accordé du premier tube devra être maximum.

La sensibilité d'un récepteur de trafic est une de ses qualités primordiales (2), car elle permet l'écoute des stations faibles ou éloignées. On la détermine par la valeur du signal d'entrée produisant une certaine puissance modulée dans le haut-parleur (puissance fixée arbitrairement à 50 milliwatts).

(1) Appelée résistance de bruit.

(2) On ne doit cependant pas oublier la qualité « sélectivité », qui est très importante également.

Ainsi, lorsqu'on parle d'un récepteur d'une sensibilité de 10 microvolts, cela signifie qu'un signal de 10 μ V capté avec une antenne d'une hauteur effective de 4 mètres (chiffre également fixé par convention), produit une puissance modulée de sortie de 0,05 W. L'accroissement de la qualité « sensibilité » se traduit donc par une diminution du nombre de microvolts nécessaires à l'entrée pour obtenir la puissance modulée conventionnelle.

Pour mesurer la sensibilité d'un récepteur, on utilise le signal fourni par une hétérodyne de mesure modulée à 30 %, et couplée à l'entrée antenne du châssis en étude par une antenne fictive constituée par une capacité de 200 pF, une bobine d'une inductance de 20 μ H et une résistance de 25 ohms. On mesure la valeur en μ V du signal appliqué au voltmètre amplificateur à lampe, et la puissance modulée au wattmètre de sortie B.F.

§ 15. — Lampe de glissement

Avant de terminer ce chapitre, 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.

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 commandées 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

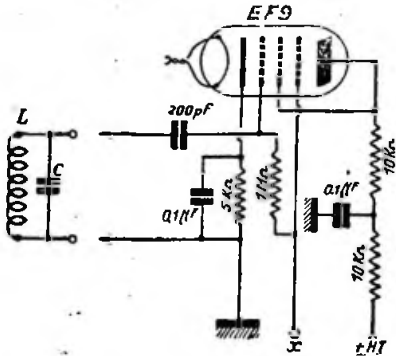


Fig. IV-73

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).

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

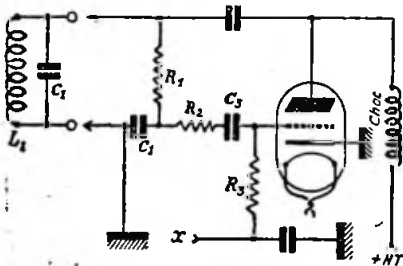


Fig. IV-74

manière à présenter une impédance très faible par rapport à R_1 . De ce fait, le 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_3 . 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 équivalente » 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.

§ 16. — 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. Secley 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) :

1° Le *discriminateur*, à droite du trait mixte. Nous ne nous étendons pas, ici, sur 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 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 d'ondes modulées en fréquence. Au point de vue fonctionnement, le reste est in-

changé, 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 oscilla-

une dérive de 7 kc/s également dans un convertisseur à tube oscillateur non corrigé.

Nous allons voir, maintenant, un *dispositif mécanique* de correction automatique d'accord, dénommé « dispositif G. Henry » (voir figure IV-76). Le dernier transformateur M.F. du récepteur est très spécial; en effet, il comprend cinq enroulements: le primaire, intercalé dans l'anode du dernier tube amplificateur M.F., et comportant deux bobinages A et A' en série; entre ces deux enroulements, est couplé le secondaire B qui attaque la détectrice normale du récepteur; puis, de part et d'autre des

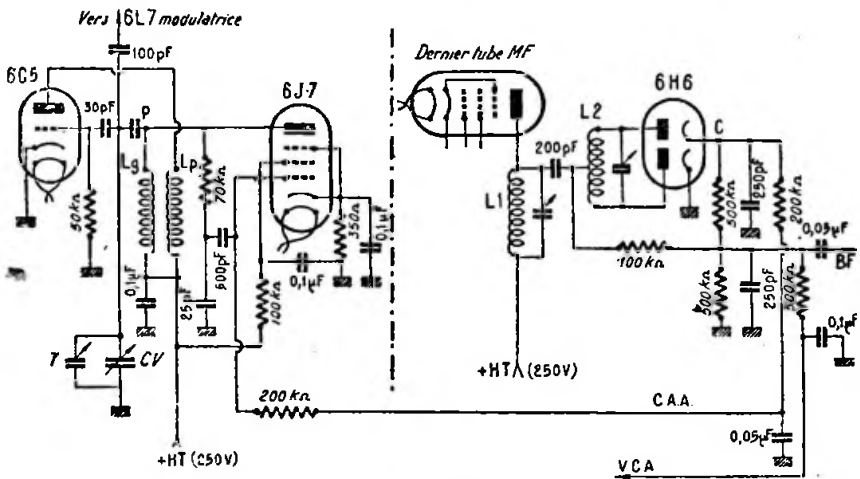


Fig. IV-75

teur 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

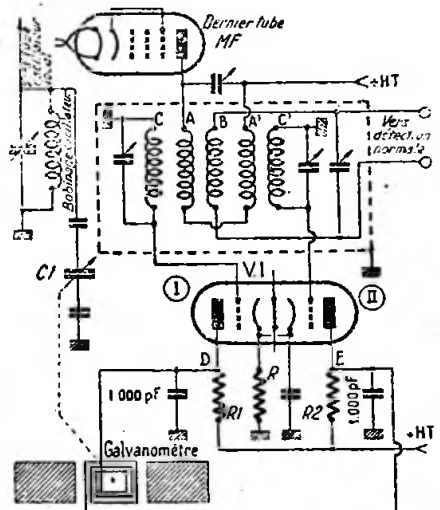


Fig. IV-76

enroulements primaires, sont placés deux autres enroulements C et C' qui attaquent, chacun, une des grilles d'une double triode V₁ genre 79 ou 6N7, fonctionnant en discriminatrice.

Les transformateurs moyenne fréquence du poste sont naturellement accordés sur la valeur correcte que nous appellerons M.F. Chaque enroulement C et C' présente un désaccord de 3 kc/s en plus ou en moins, de part et d'autre de M.F. ; si bien que l'un est accordé sur M.F. + 3 kc/s, et l'autre sur M.F. — 3 kc/s. Le tube double triode est monté en détecteur par courbure de la plaque, le point de fonctionnement étant déterminé par la résistance de cathode R. Les anodes sont reliées aux extrémités du cadre mobile d'un galvanomètre ; celui-ci entraîne, dans son mouvement, la rotation d'un petit condensateur variable C₁ de quelque 30 pF, tournant très librement, et connecté en parallèle sur le condensateur variable de l'oscillateur du récepteur.

Si le récepteur est accordé exactement sur une émission les tensions M.F. aux grilles du tube V₁ seront égales ; par suite, les courants circulant dans les circuits nodiques R₁ et R₂ seront identiques, et la tension au point D sera la même que celle du point E. Par contre, si le récepteur n'est pas très bien accordé, ou si la tension de fréquence se produit dans l'oscillateur local, les tensions recueillies aux enroulements C et C' ne seront pas égales. Si C est accordé sur M.F. + 3 kc/s, et C', sur M.F. — 3 kc/s, et si nous avons un désaccord de + 2 kc/s l'oscillateur local, on a :

$$F_2 + 2 \text{ kc/s} - F_1 = \text{M.F.} + 2 \text{ kc/s}$$

F₁ étant la fréquence incidente, et F₂ la fréquence de l'oscillateur local.

L'enroulement C reçoit plus d'énergie que l'enroulement C', et le courant anodique de l'élément triode I est plus élevé que celui de l'élément II. Du fait de la chute de tension dans les résistances R₁ et R₂, les points D et E ne sont plus au même potentiel, et un courant s'établit à travers le galvanomètre. Ce dernier tourne d'un certain angle en entraînant le condensateur variable de l'oscillateur local. La capacité résultante de l'ensemble se rapproche ainsi peu à peu de celle correspondant au réglage parfait. Les potentiels en D et E s'égalisent, et le condensateur C₁ ne peut plus tourner : la fréquence d'oscillation locale a bien la valeur correcte.

Personnellement, nous préférons le montage purement électronique précédent ; il existe bien d'autres procédés de correction automatique de l'accord. Nous les citerons simplement pour mémoire, sans entrer dans leurs détails, car nous risquerions de sortir beaucoup trop du cadre de cet exposé ; mentionnons : les dispositifs à relais et frein de Philips, le système Midwest et, enfin, le dispositif Philco.

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.

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 de self, 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 self :

$$Q = \frac{L \cdot \omega}{R} \quad (\omega = 2\pi f)$$

En fait, lorsqu'un C.O. (1) est excité par une force électromotrice alternative E , la tension développée aux bornes de la self à la résonance est E' , et nous avons :

$$\frac{E'}{E} = \frac{L \cdot \omega}{R}$$

On emploie parfois aussi le décrement δ . Dans un circuit qui oscille, le rapport de l'énergie dissipée en une demi-période à

l'énergie emmagasinée, est égal à δ , et on a la relation suivante, liant Q à δ :

$$Q = \frac{\pi}{\delta}$$

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 W_0 fournie par l'alimentation est transformée par le tube en énergie H.F., Whf . On a toujours :

$$W_0 > Whf \quad \text{et} \quad W_0 = Whf + Wj$$

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 :

$$\eta = \frac{Whf}{W_0}$$

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_0 de la source d'alimentation. On doit toujours avoir $U_{max} < V_0$, et la différence $V_0 - U_{max}$

(2) Circuit à self et capacité en parallèle, appelé circuit antirésonnant.

(1) C.O. : circuit oscillant.

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_0 pour un tube convenablement excité et normalement chargé.

(donc $U_{\max} = 85 \% V_0$).

D'autre part, un courant alternatif I de fréquence f traverse la capacité C et a pour valeur :

$$I = 2\pi f \cdot C \cdot U,$$

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 :

$$W_p = R \cdot I_{\text{eff}}^2 = R \left(\frac{I_{\max}}{\sqrt{2}} \right)^2 = \frac{R \cdot I_{\max}^2}{2}$$

$$= \frac{R \cdot C^2 \cdot \omega^2 \cdot U_{\max}^2}{2} = \frac{L \cdot \omega \cdot C^2 \cdot \omega^2 \cdot U_{\max}^2}{2Q}$$

$$\text{puisque } Q = \frac{R}{L \cdot \omega}$$

Mais $L \cdot C \cdot \omega^2 = 1$, puisque nous sommes à la résonance, et finalement :

$$W_p = \frac{C \cdot \omega \cdot U_{\max}^2}{2Q}$$

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 self — 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'excellentes selfs !

Dans la plupart des montages d'émission d'amateur, la self 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 self (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 self 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

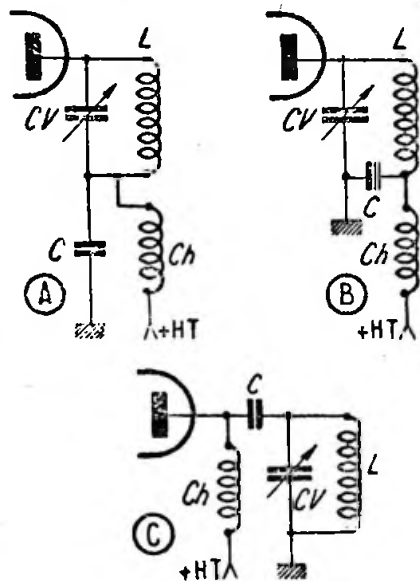


Fig. V-1

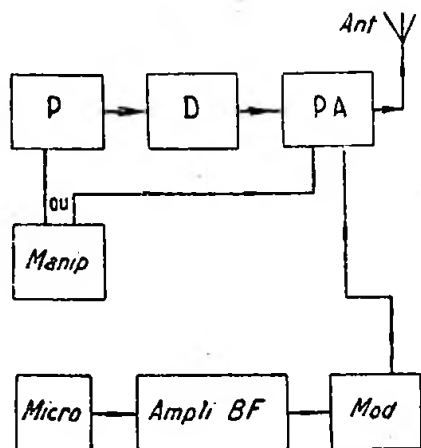


Fig. V-2

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.

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

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).

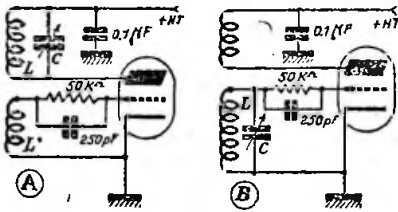


Fig. V-3

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.

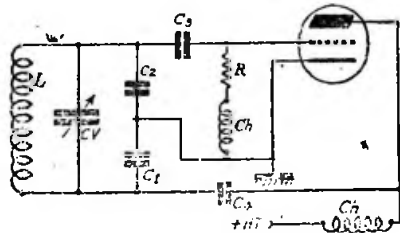


Fig. V-5

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).

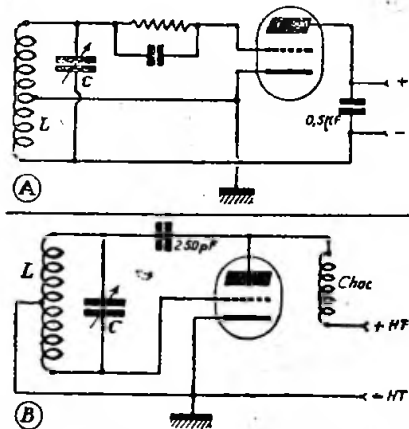


Fig. V-4

Nous allons voir rapidement les oscillateurs les plus courants, en nous arrêtant cependant plus longuement sur les montages présentant quelque intérêt.

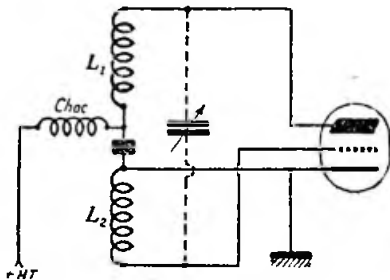


Fig. V-6

La fréquence des oscillations est déterminée par le circuit oscillant L.C.V. 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.

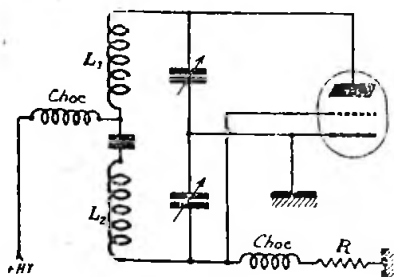


Fig. V-7

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.

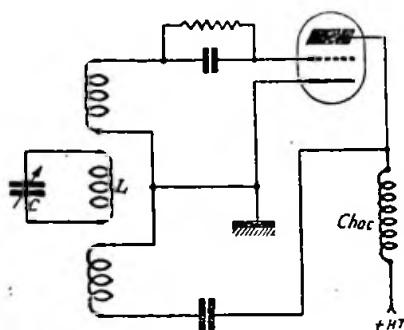


Fig. V-8

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

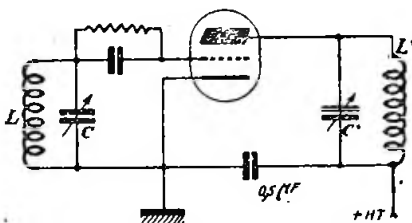


Fig. V-9

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;

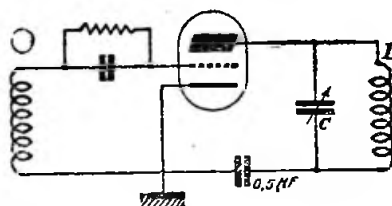


Fig. V-10

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 ».

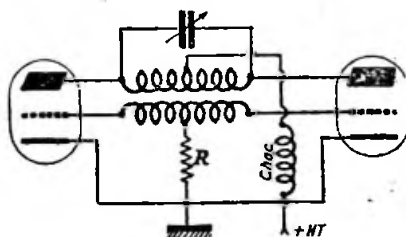


Fig. V-11

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

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.

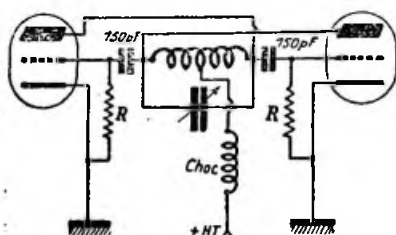


Fig. V-12

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 fortement positive par rapport à l'anode) ce qui provoque l'accrochage des oscillations.

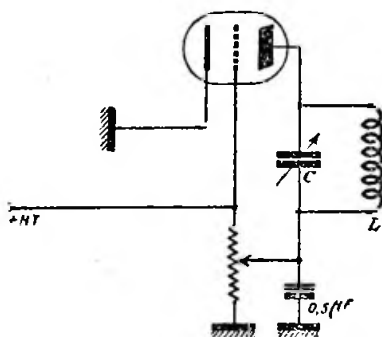


Fig. V-13

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 tétraodes ou pentodes. Le fonctionnement reste correct et est même, parfois, amélioré.

13° Oscillateur Franklin (fig. V-14). — Cette réalisation emploie deux tubes triodes. Lorsqu'une oscillation prend nais-

sance dans le circuit LC, elle excite le tube V_1 , qui travaille uniquement en amplificateur à résistance, pour commander la grille de la lampe oscillatrice V_0 (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_0 . Il a été très employé sur les émetteurs Marconi.

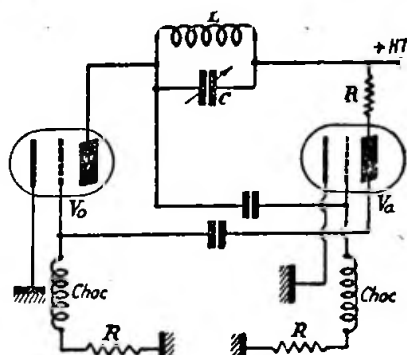


Fig. V-14

14° Oscillateur David (fig. V-15). — Dans ce montage, on utilise une tétraode, 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.

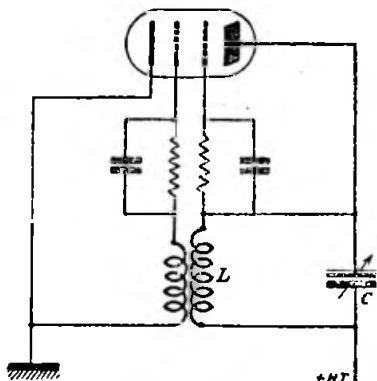


Fig. V-15

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, conve-

nablement 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 selfs 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.

En cas de contrôle par cristal, on place ce dernier en C.

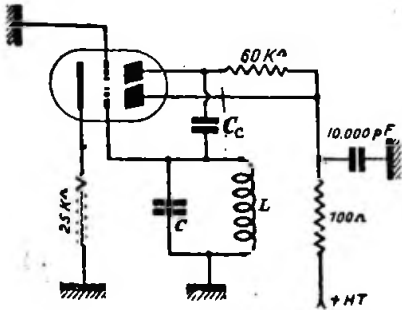


Fig. V-16

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/grille écran (cette dernière jouant le rôle d'anode dans l'élément considéré). La tension d'écran

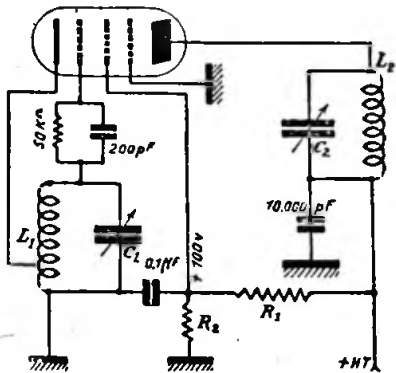


Fig. V-17

variant au rythme des oscillations produites, il en découle que le flux électronique arrivant sur l'anode varie au même rythme. Cela entraîne des oscillations que l'on peut mettre en évidence dans le circuit d'anode en y insérant une impé-

dance. 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 doubleage de fréquence).

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.

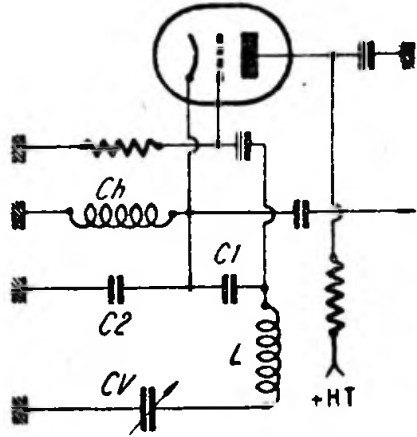


Fig. V-18

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 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'occurrence, 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 !

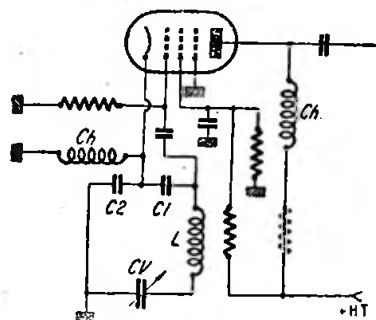


Fig. V-19

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 résultante du groupement en série de C₁, C₂ et CV.

Pour une *valeur donnée* du bobinage L, plus C₁ et C₂ 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 de selfs ; mauvais contacts dans les broches des selfs 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.

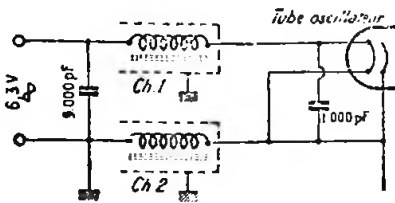


Fig. V-20

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 alors nécessaire d'intercaler, en série dans chaque connexion du chauffage du tube oscillateur, des selfs d'arrêt H.F. (Ch₁ et Ch₂) 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 self d'arrêt est blindée séparément par un petit tube d'aluminium.

En matière de résumé, nous donnons l'énumération (1) des conditions à rechercher pour accroître la stabilité en fréquence d'un oscillateur :

- Forte capacité équipant le C.O. ;
- Faible inductance du circuit de grille L' (se reporter, par exemple, à la figure V-3A) ;
- Circuit oscillant très peu amorti ;
- Tube à grand coefficient d'amplification et à grande résistance interne ;
- Faible coefficient d'induction mutuelle M (puisque le courant grille se révèle néfaste) ;

- 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

(1) Énumération provenant des travaux du « Department of Scientific and Industrial Research ».

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, sont normalement 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.
On pratique aussi la taille AT.

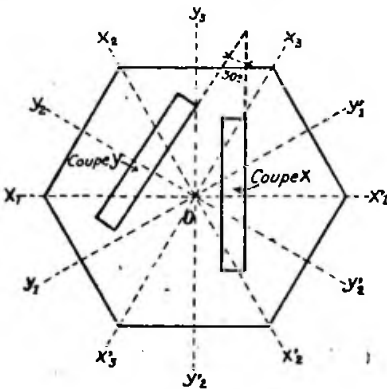


Fig. V-21

Quand les faces sont normales à l'axe électrique, ce coefficient est de $-2 \cdot 10^{-5}$ environ; quand elles sont à la fois parallèles à l'axe électrique et à l'axe optique, il est égal à $+8 \cdot 10^{-5}$; enfin, pour des lames dont les faces sont parallèles à l'axe électrique et dont la normale fait un angle θ avec l'axe optique, le coefficient est égal à $+8 \cdot 10^{-5}$ pour $\theta = 90^\circ$, à $-8 \cdot 10^{-5}$ si $\theta = 160^\circ$, et il s'annule pour $\theta = 40^\circ$ 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.

b) Le phénomène précédent est réversible; 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 :

$$\lambda = 104 e$$

λ = 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

(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.

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

$$f = 3.750/e.$$

(1) Un autre procédé de variation de la fréquence d'un quartz est donné au chapitre XII, § 2, 3 B.

Ces disques de tourmaline peuvent osciller sur des fréquences très élevées (2). 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 (3) 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.

(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).

(3) Variation maximum possible: 1 à 3 pour 1.000 selon le type.

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.

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.

Montages oscillateurs à cristal.

Nous verrons maintenant les montages les plus courants d'oscillateurs pilotés par cristal.

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.

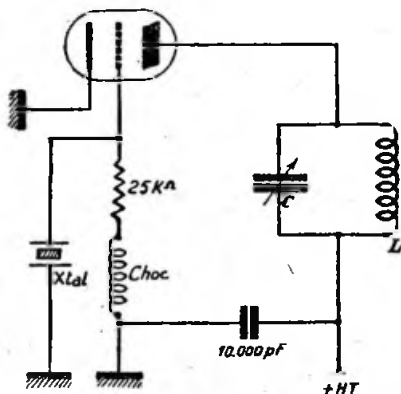


Fig. V-22

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.

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 n'est pas le système qui fonctionne en multiplicateur de fréquence, mais bien le cristal qui oscille sur harmonique.

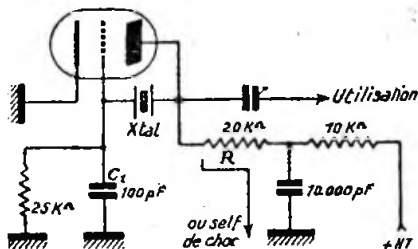


Fig. V-23

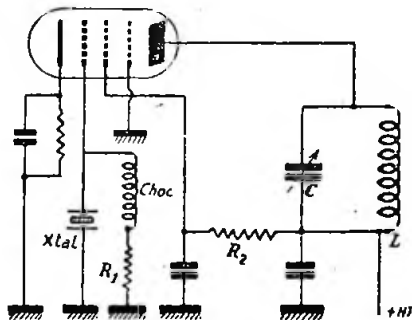


Fig. V-24

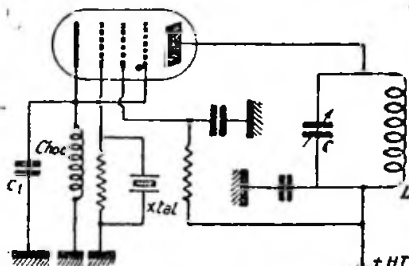


Fig. V-25

Oscillateur Jones (à réaction cathodique) (fig. V-25). — Ce montage fournit des oscillations intenses, du fait de la self 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

(1) L'abréviation «Xtal» pour cristal est courante dans le langage des amateurs.

côté 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

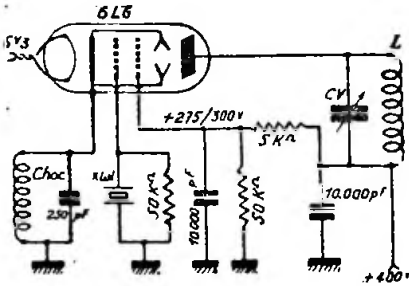


Fig. V-26

est une self de choc de 2,5 mH. Le circuit oscillant L.C.V. est, en général, accordé sur la même fréquence F que celle du quartz. Néanmoins, on peut réaliser un doublage de fréquence en accordant L.C.V. sur 2 F, en conservant une puissance de sortie encore appréciable.

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.

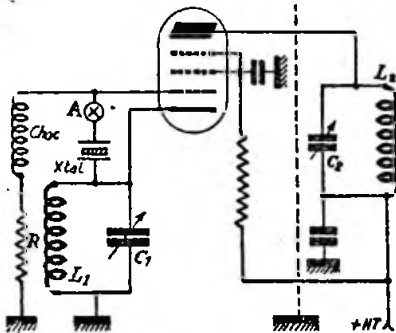


Fig. V-27

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 indi-

qué par un brusque minimum du courant d'écran. On supprime alors le court-circuit 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 60 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

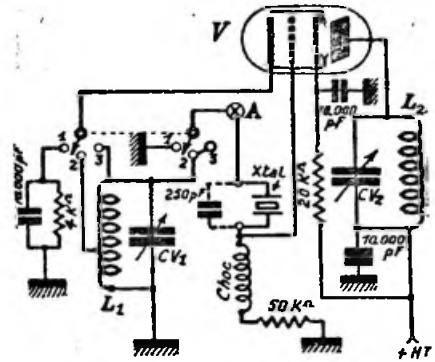


Fig. V-28

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.

Oscillateur cristal Pierce : position 1.

Oscillateur E.C.O. : position 2.

Oscillateur cristal Tritet : position 3.

A est une petite ampoule fusible de 60 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 obtient 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.

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.

V-29 B, 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 60 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 montages convenant particulièrement bien pour l'utilisation des cristaux modernes. Naturellement, tous les montages étudiés

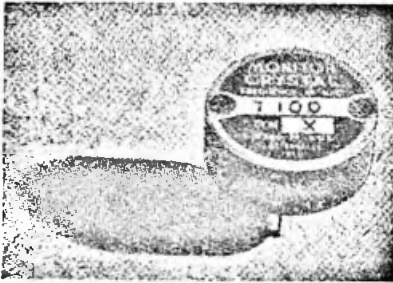


Fig. V-29

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 A). Tandis que dans les cristaux modernes (depuis 1940) dont l'allure extérieure est montrée sur la figure

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-30).

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 6J5 ou un 6C5. Avec la self d'arrêt Ch, la H.T. est de l'ordre de 100 à 150 volts. On peut remplacer cette self

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

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 (6V6 ou 6M6) oscillerait sur le cristal. Il faudrait, alors, réduire la valeur de C_a .

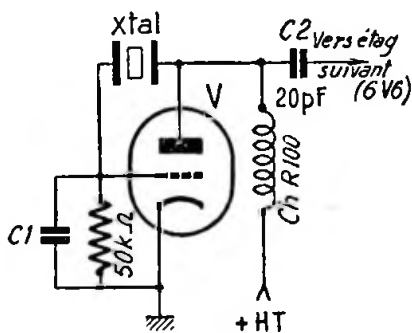


Fig. V-30

encore plus faible. Avec un tube type 6SJ7, on a : résistance de plaque = 50.000 Ω ; résistance d'écran = 100.000 Ω ; condensateur de fuite entre écran et

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-31.

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

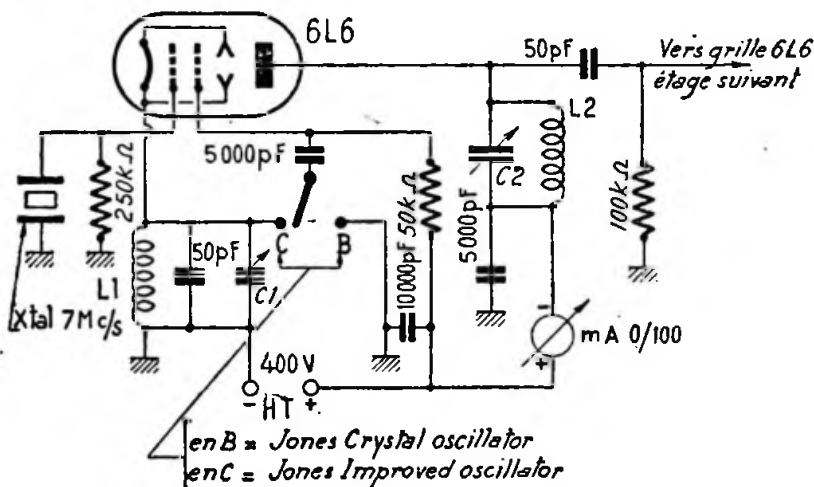


Fig. V-31

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. Si cet étage suivant doit fonctionner en tripleur de fréquence, on l'équipera d'un tube 6M6 se contentant d'une excitation plus réduite.

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 self de choc National R 100

(1) Egalement connu sous le nom de « grid-plate oscillator ».

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.

$C_2 =$ 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 .

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 30) 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-32. 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 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,

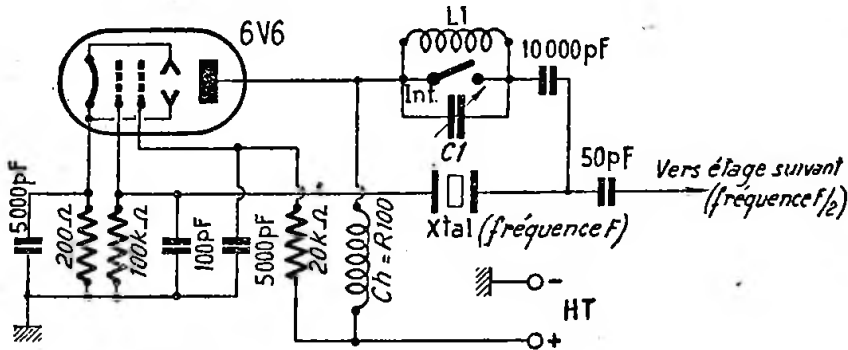


Fig. V-32

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.

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 arrêtons 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 « 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.

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 exciteur 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-

cedant l'étage amplificateur H.F. final de puissance.

Un tel montage devra, naturellement, présenter les mêmes qualités de stabilité qu'un pilote ordinaire.

Nous donnons (fig. V-33) le schéma d'un appareil de ce genre, désigné sous le nom

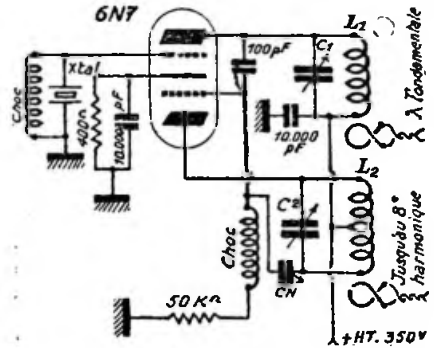


Fig. V-33

de « Jones Harmonic Oscillator ». En effet, la répartition des fréquences allouées aux amateurs laisse apparaître des harmoniques possibles des diverses bandes les unes par rapport aux autres. C'est ce fait qui a guidé la réalisation de ce montage.

Aux bornes du circuit accordé L_1C_1 apparaît la fréquence fondamentale du cristal, tandis qu'aux bornes de L_2C_2 nous

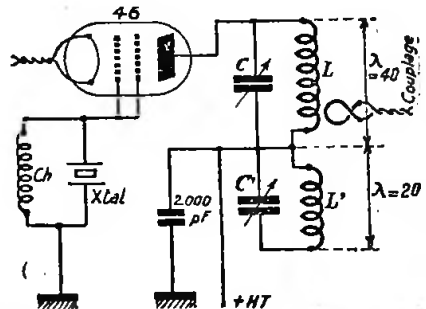


Fig. V-34

retrouvons des oscillations allant jusqu'à huitième harmonique ! Notons que l'on peut également récupérer la fréquence fondamentale sur L_2C_2 .

Nous choisirons un quartz Xtal » de fréquence convenable dans la bande 3,5 Mc/s. Les oscillations fondamentales

et d'harmonique 2, 4 et 8 disponibles suivant les valeurs de L_2C_2 , fourniront donc la possibilité d'exciter un étage amplificateur H.F. accordé sur 80, 40, 20 ou 10 mètres.

Le tube utilisé est une double triode type 6N7. Les selfs de choc sont des petits nids d'abeille fractionnés (2,5 millihenrys). CN est une petite capacité ajustable à air de 15 pF environ.

Ce montage d'excitateur est assez simple, mais encore faut-il changer la self L_1 pour passer d'une gamme à l'autre (ou utiliser une self fractionnée par court-circuit).

Un autre montage, relativement simple également et préconisé par Gutton, est donné sur la figure V-34 ; il permet le passage rapide d'une bande à l'autre par le simple déplacement de la ligne de couplage. Cet excitateur est équipé d'un tube 46 monté en triode et, comme l'indique la figure, il fournit une excitation sur deux

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 selfs L_1 et L_2 (vers l'arrivée de la H.T.). La boucle c est couplée également au point « froid » de L_3 , c'est-à-dire à l'arrivée de la H.T.

Valeurs des selfs. — 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.

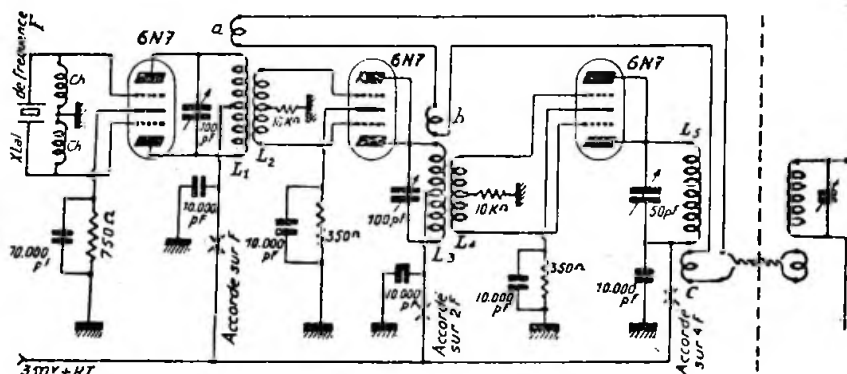


Fig. V-35

bandes (40 et 20 mètres, par exemple) par la présence de deux circuits oscillants indépendants montés dans l'anode.

Le montage que nous proposons maintenant (fig. 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 selfs d'arrêt de 2,5 mH. Un milliampèremètre 0/100 mA

Toutes ces selfs 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*

lument 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 des inconvénients sérieux :

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'utilisateur 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 milliampères 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. Cependant, l'opérateur qui dispose d'un ensemble récepteur panoramique (voir chapitre VIII, § 3) peut régler *complètement* son émetteur (H.T. sur V.F.O., mais *non* sur les étages amplificateurs H.F. — donc, sans gêne pour le correspondant), simplement en surveillant, durant les accords, les variations de la hauteur du « pip » sur l'écran du tube cathodique.

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.

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 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.

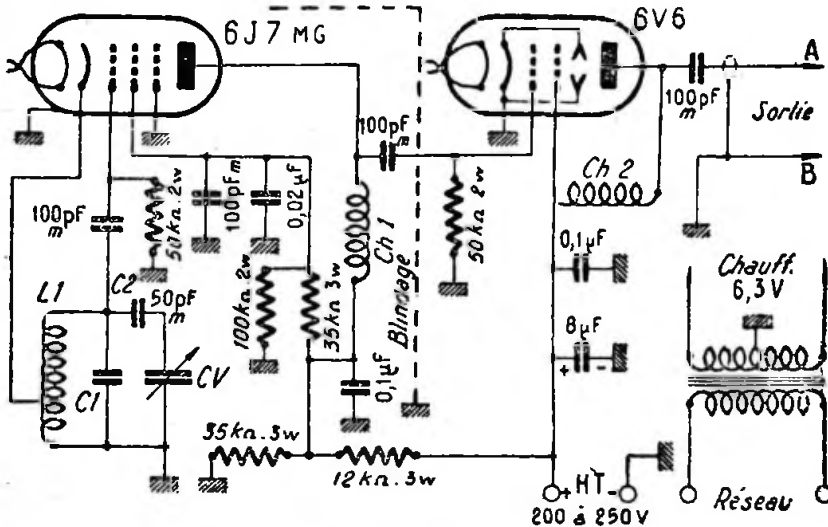


Fig. V-36

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 6J7 (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 aperiodyques.

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

$C_1 = 500$ pF, condensateur au mica gratifiable que l'on ajuste pour obtenir l'oscillation de la bande 3,5 Mc/s.

Remarquons les alimentations écran et anode du tube 6J7 faites par ponts diviseurs, et non résistances-série. Par ce procédé (en ajoutant à cela que le tube 6J7 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 parallépipédique,

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 aperiódique.

Toutes les résistances ont été choisies d'une large puissance, afin qu'elles ne s'échauffent pas du tout, même durant un fonctionnement prolongé.

CH₁ et CH₂ 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

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 gallette 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

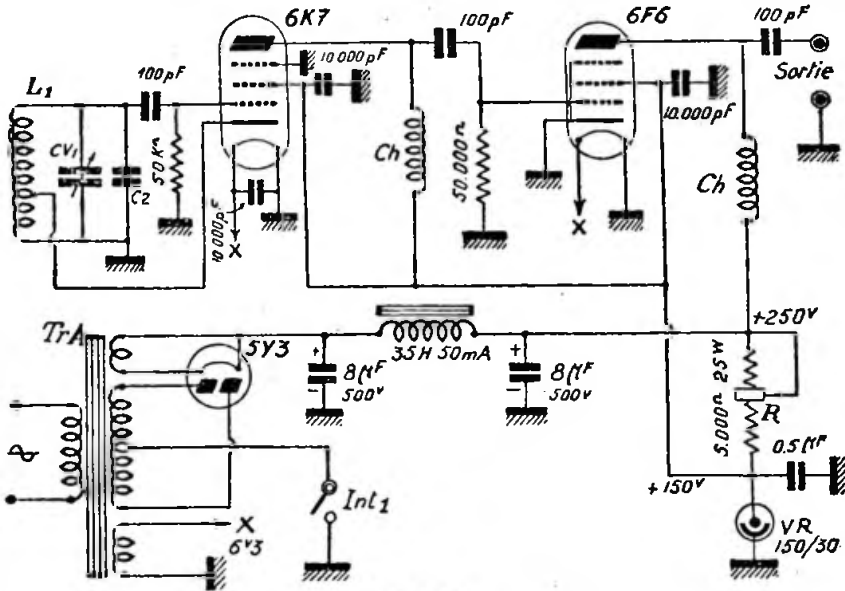


Fig. V-37

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

complexe puisqu'il utilise une alimentation stabilisée.

Il comporte deux tubes, le premier (6K7) étant monté en oscillateur E.C.O. ; le second (6F6) en tampon aperiódique. L'alimentation chauffage et H.T. est fournie par un transformateur Tr. A et une valve 5Y3. La haute tension (sauf pour la plaque 6F6 : 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 de collier R. L'interrupteur Int. 1 permet l'enclenchement de la H.T. et, de ce fait, le démarrage immédiat de l'oscillateur. Cet inter-

afin de ne pas perturber son émission. Cependant, l'opérateur qui dispose d'un ensemble récepteur panoramique (voir chapitre VIII, § 3) peut régler *complètement* son émetteur (H.T. sur V.F.O., mais *non* sur les étages amplificateurs H.F. — donc, sans gêne pour le correspondant), simplement en surveillant, durant les accords, les variations de la hauteur du « pip » sur l'écran du tube cathodique.

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.

série avec C_s , 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 commande par un bon démultiplicateur avec cadran (démultiplicateur planétaire ou épicyclique). Avec C_s 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.

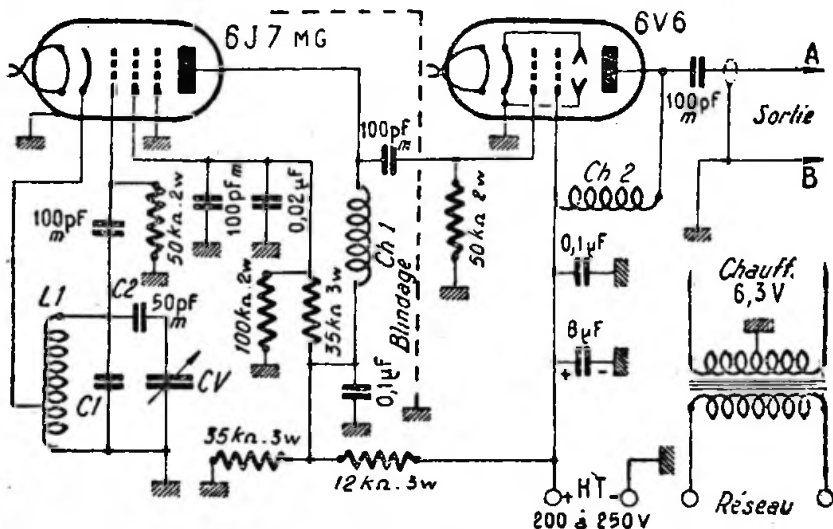


Fig. V-36

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 6J7 (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 aperiódiques.

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

$C_1 = 500$ pF, condensateur au mica gratifiable que l'on ajuste pour obtenir l'oscillation de la bande 3,5 Mc/s.

Remarquons les alimentations écran et anode du tube 6J7 faites par ponts diviseurs, et non résistances-série. Par ce procédé (en ajoutant à cela que le tube 6J7 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 parallépipédique,

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 aperiódique.

Toutes les résistances ont été choisies d'une large puissance, afin qu'elles ne s'échauffent pas du tout, même durant un fonctionnement prolongé.

CH₁ et CH₂ 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

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 gallette 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

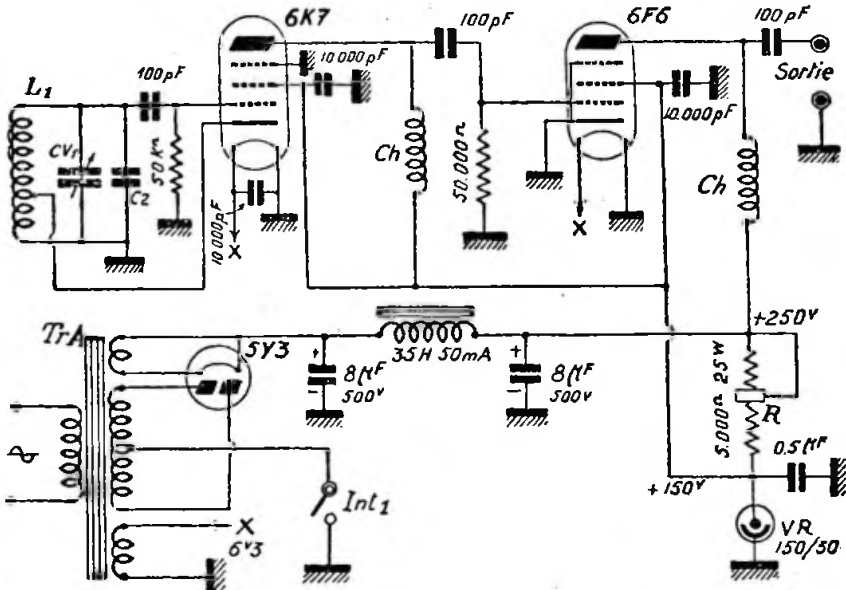


Fig. V-37

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

complexe puisqu'il utilise une alimentation stabilisée.

Il comporte deux tubes, le premier (6K7) étant monté en oscillateur E.C.O.; le second (6F6) en tampon aperiódique. L'alimentation chauffage et H.T. est fournie par un transformateur Tr. A et une valve 5Y3. La haute tension (sauf pour la plaque 6F6 : 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 inter-

rupteur 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 self 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

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 étudierons 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.

Pilote V.F.O. - Fréquence-mètre F3AV.

Le V.F.O. dont la description suit est d'une stabilité et d'une précision telles qu'elles permettent son emploi en *fréquence-mètre*, 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 pour-

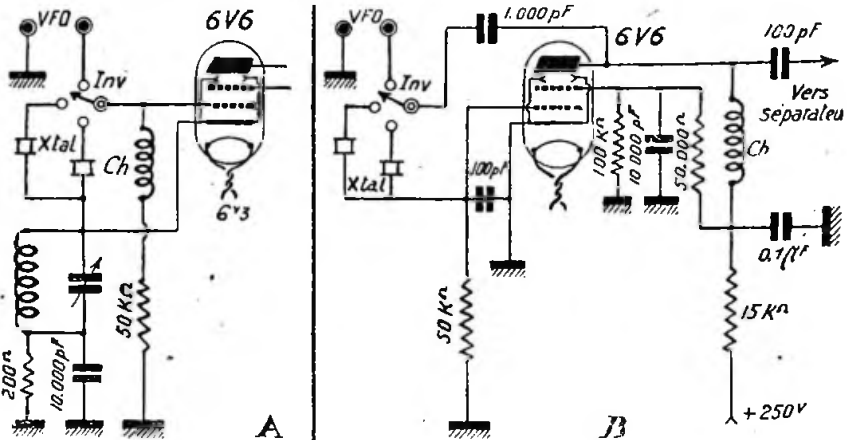


Fig. V-38

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

ou un oscillographe cathodique, si l'on veut faire des émissions exemptes de tout reproche).

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 métal ou métal-glass dont l'enveloppe est connectée à la masse.

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 man-

drin 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_5 , C_6 et du groupe parallèle CV_1 , CV_2 , C_3 , C_4 .

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_7 .

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 aperiodique 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 selfs d'arrêt marquées CK 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

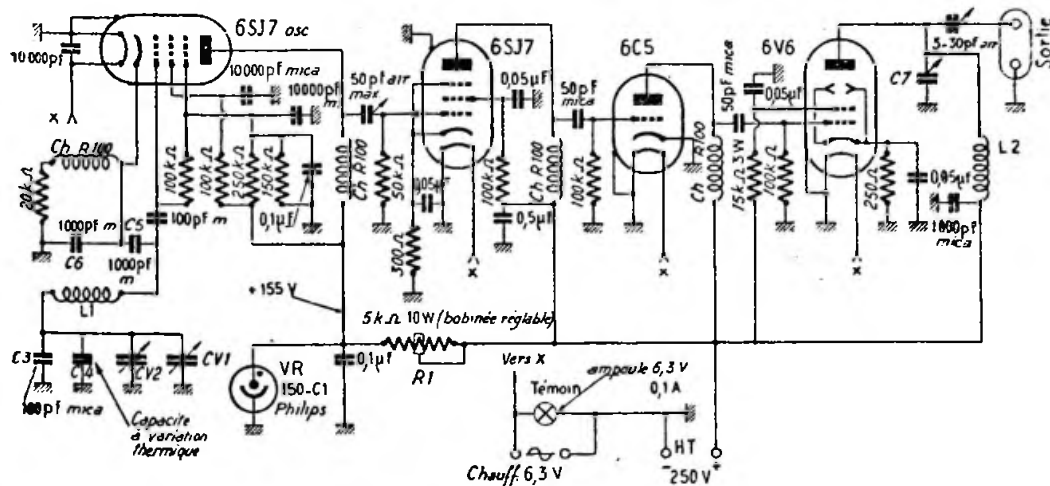


Fig. V-39

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.

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.,

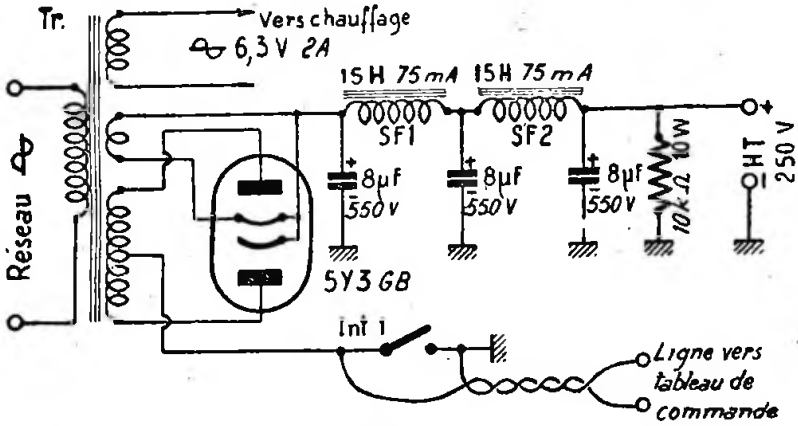


Fig. V-40

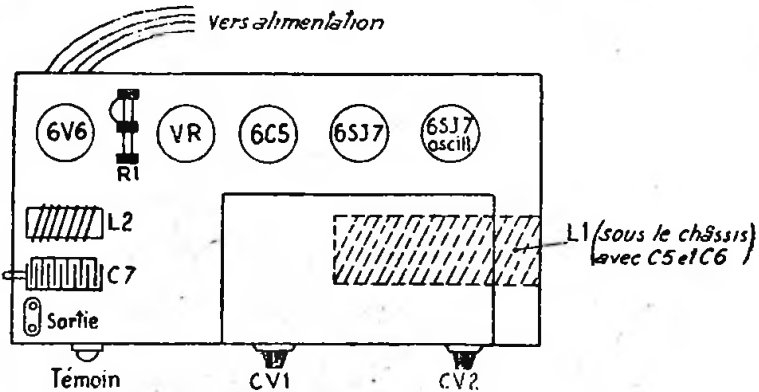
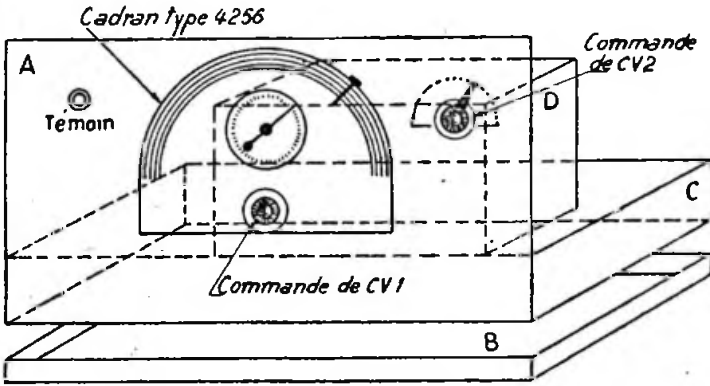


Fig. V-41

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 permet 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 tôle 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_1 et C_2 sont placés sous le châssis, vers le support du tube oscillateur (6SJ7 osc). Les condensateurs CV_1 , CV_2 et C_3 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_2C_1 (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_2C_1 , par la manœuvre de C_1 , 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_1 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_1).

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_1 qui est un condensateur de correction à coefficient de température. Dans le premier cas (très rare), C_1 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_1 à coefficient négatif de température d'une capacité de 50 pF pour que tout

(1) Utilisation des fréquencemètres : voir chapitre XXI, § 1.

(2) Le battement est accusé par un récepteur quelconque, ou mieux à l'aide du récepteur de trafic et de son « S mètre ».

soit parfaitement stable. Revenir, ensuite, sur l'accord en diminuant la capacité de CV.

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 $\pm 10\%$ 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 de 50 k Ω , 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 parlant 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 fréquences-mètre, 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 multiplicateur 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 CV₂ 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 CV₁, 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 self... 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 CV₁), et en utilisant une bobine à noyau de fer réglable (sans jeu). On devra alors réaliser un bobinage L₁ de diamètre plus petit. Le déplacement du noyau est créé par une tige filetée et on obtient ainsi une parfaite démultiplication.

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.

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,

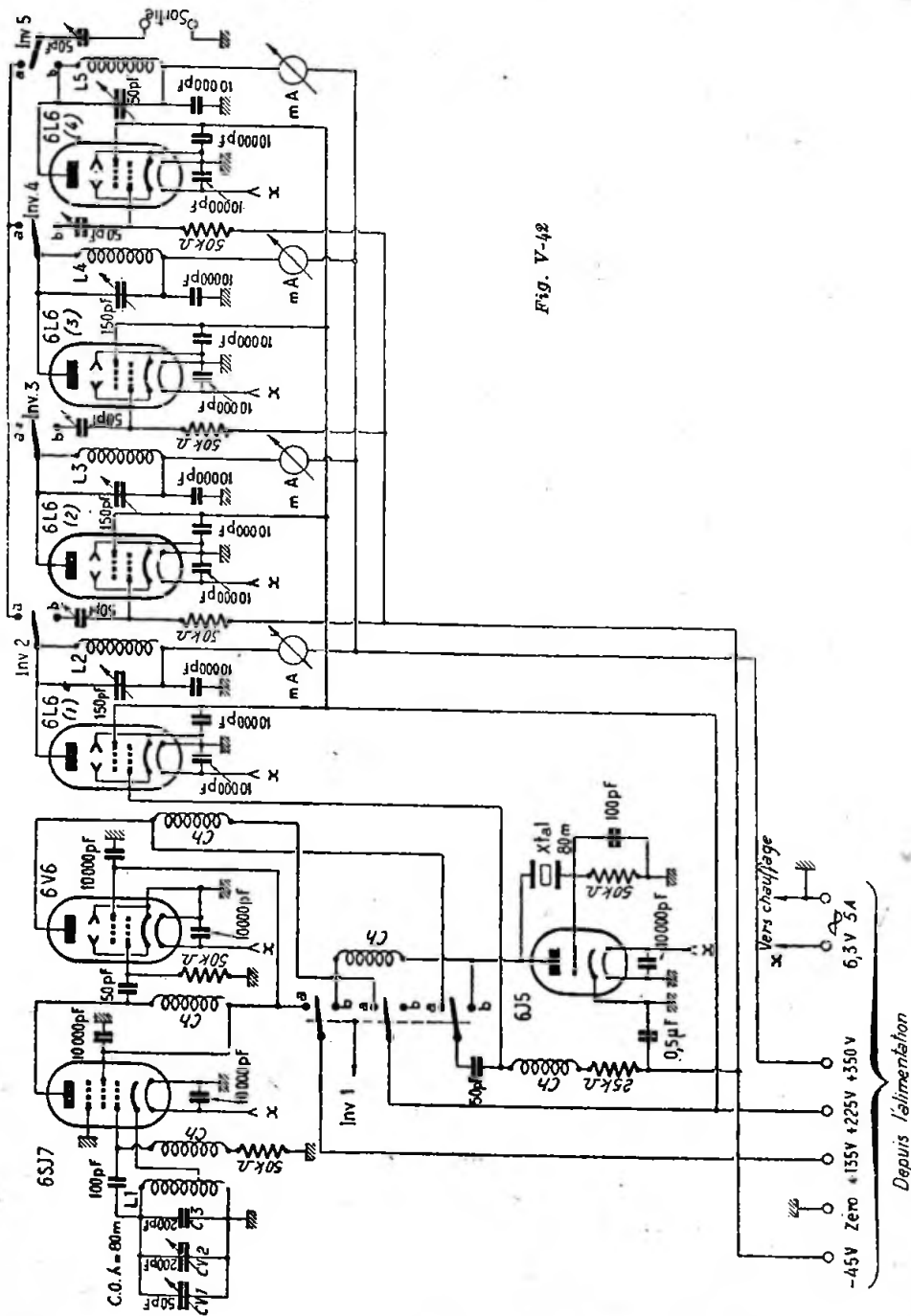


Fig. V-42

Depuis l'alimentation

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 : $a = \text{V.F.O.}$; $b = \text{Xtal}$.

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 selfs L_1 , 2 , 3 , 4 et 5 :

$L_1 = 28$ spires sur un mandrin de 40 mm. de diamètre; prise cathode à la 9^e 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.).

(1) Les inverseurs Inv. 1, 2, 3, 4 et 5 sont du type « sur stéatite », bien entendu.

$L_4 = 13$ 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.

§ 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 32 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

indispensable de prévoir un neutrody-nage (1) pour éviter l'auto-oscillation du 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

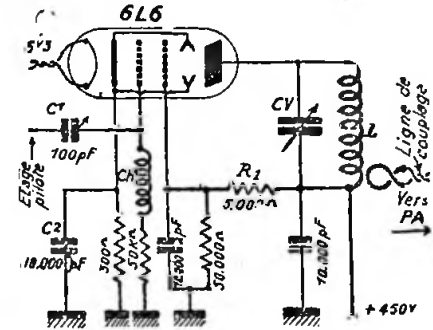


Fig. V-44

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 tétraode 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 montage, la polarisation nécessaire à 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 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

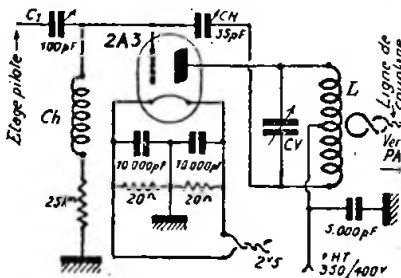


Fig. V-43

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

(1) Le neutrodynage d'un étage amplificateur H.F. quelconque sera, d'ailleurs, étudié spécialement au paragraphe 10 de ce chapitre.

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.

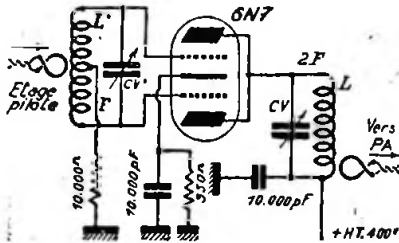


Fig. V-45

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 amplifica-

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 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 symétrique 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.

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 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

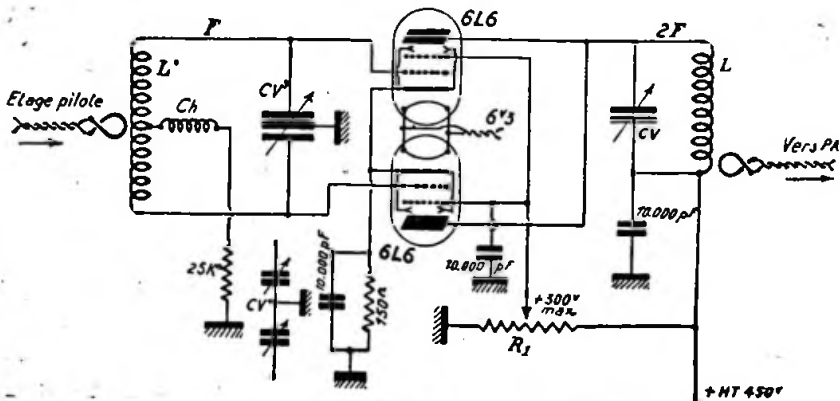


Fig. V-46

teur 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 montées en parallèle et réunies à un circuit accordé sur le double de la fréquence du circuit d'entrée. Le tube utilisé est un

(harmonique 3), et par le nouveau triplage de fréquence, on dispose, sur le circuit L_2 , 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 (self d'arrêt National type R100).

L_1 = 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_2 = 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

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

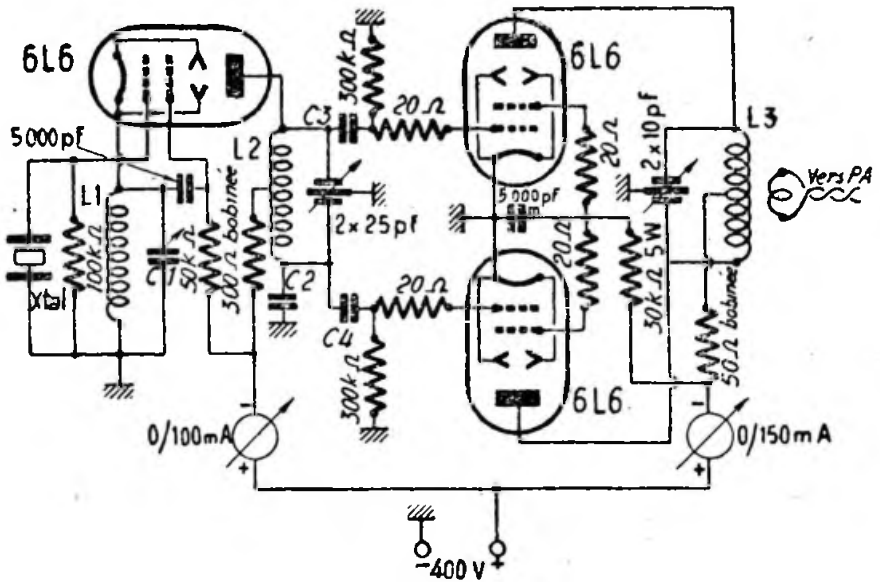


Fig. V-47

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

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.

§ 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 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).

(2) On sait que l'énergie emmagasinée dans un C.O. a pour valeur :

$$\frac{C \cdot V^2}{2} \quad \text{ou} \quad \frac{L I^2}{2}$$

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.

(1) Abréviation du langage amateur, voir chapitre XXII.

Si l'on ne s'occupe pas de ce rapport, il existe évidemment une infinité de solutions quant aux valeurs 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_p/P , c'est sur l'énergie emmagasinée P, qu'il faut agir et, en fin d'analyse, sur la capacité du condensateur variable d'accord, puisque, C.V.²

d'une part : $P_p = \frac{V_p^2}{2}$ 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 λ est la longueur d'onde de travail, en mètres ; I, le courant d'alimentation anodique,

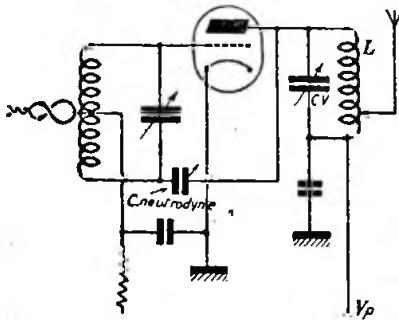


Fig. V-48

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_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 permettent la résolution de ce problème [1]). On peut, d'ailleurs,

(1) Voir aussi chapitre VII, § 2.

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.

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,

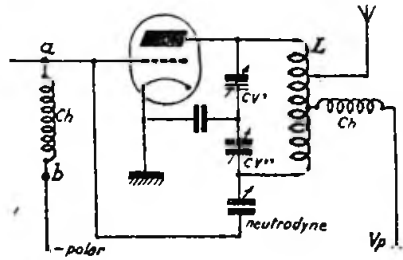


Fig. V-49

utilisant un condensateur équilibré, c'est-à-dire un condensateur variable divisé en 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).

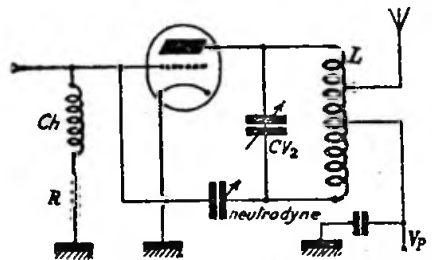


Fig. V-50

D'autre part, avec le montage de la figure V-50, il faut faire :

$$CV_1 = \frac{C}{4}$$

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_o/P_p égal à 2 ; c'est le cas

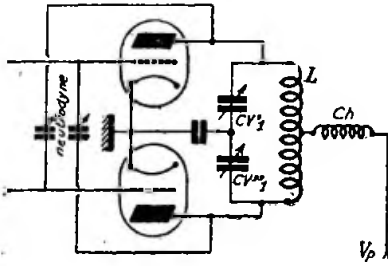


Fig. V-51

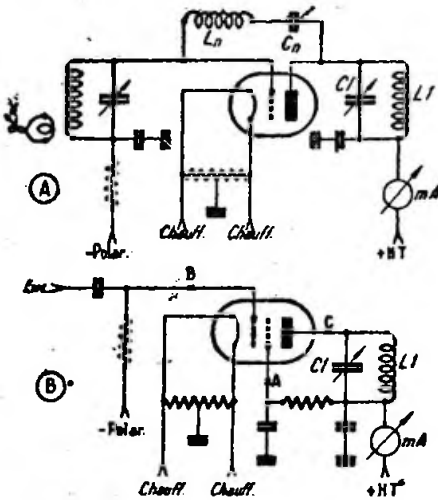


Fig. V-52

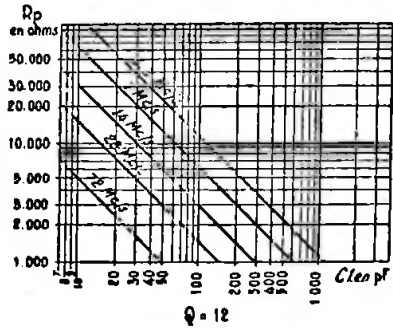
d'un émetteur uniquement destiné à travailler en télégraphie. Pour un émetteur radiotéléphonique (ou télégraphie et téléphonie), il suffit de multiplier par 2 les valeurs trouvées dans chacun des cas (fig. V-48, 49, 50 et 51), puisque l'on fait pratiquement : $P_o/P_p = 4$.

Rappelons, pour bien fixer les idées, que ces valeurs optima de capacité sont guidées par la quantité d'énergie P_o à emmagasiner 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 $\frac{V \cdot A}{W}$.

Ce rapport est équivalent au coefficient de qualité Q du circuit L.C.V, 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

(1) $Q = \frac{\omega L}{R}$

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

bine (1), et, également, à un amplificateur muni d'un tube tétraode 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 self. 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

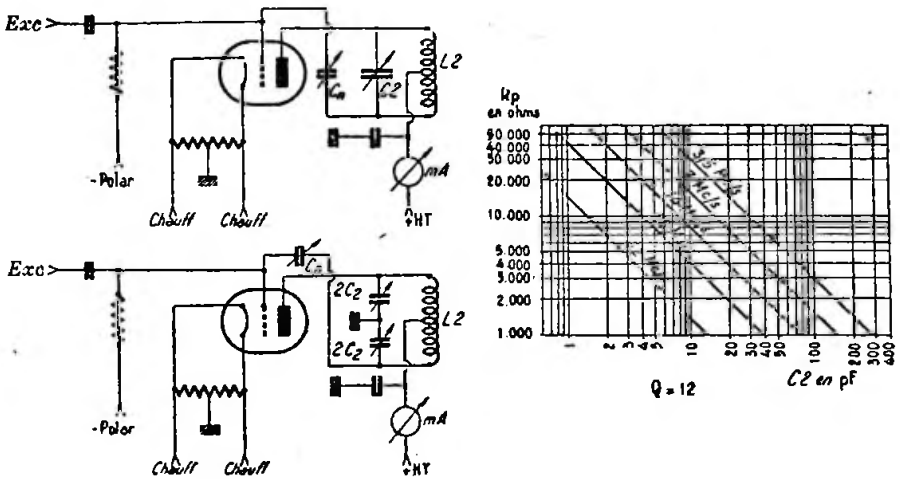


Fig. V-53

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.

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.

Le premier, figure V-52, convient à un amplificateur triode neutrodyné par bo-

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

(1) Voir § 10 de ce chapitre.

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 tétraode à faisceaux dirigés alimenté sous 640 volts et consommant, en charge normale d'après

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, admet-

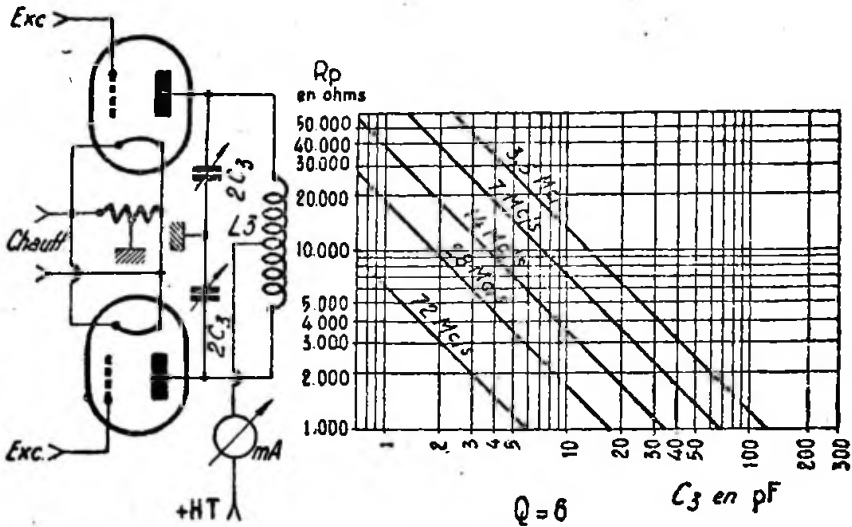


Fig. V-54

le constructeur, 80 milliampères. Ce qui nous donne $R_p = 8.000 \Omega$. Nous prenons donc, puisqu'il s'agit d'une tétraode, 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.

tons 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: télégraphique, $2V_p$; 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.

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.

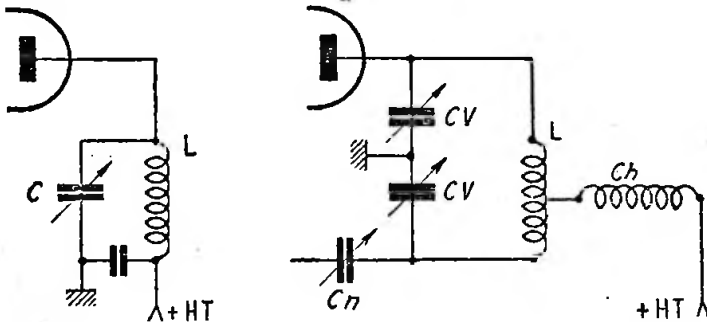


Fig. V-55

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 ».

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. ($E_{g \text{ max}}$) 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 :

$$W_{\text{exc}} = E_{g \text{ max}} \times I_g$$

Le courant moyen de grille I_g étant facilement indiqué par un milliampèremètre à cadre ordinaire, il reste à trouver $E_{g \text{ max}}$.

$E_{r \max}$ 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 $E_{r \max}$ 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 $I_r \cdot R$ (système de polarisation par résistance de grille R, figure V-50).

De toutes façons, on voit qu'un milli-ampèremètre 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 porteur 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 (1), 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 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

(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.

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 plaque, est appliquée la tension d'alimentation E_b , diminuée de la chute de tension dans le circuit de charge. La résultante varie sinusoidalement en opposition de phase avec l'excitation de grille.

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 μ est le facteur d'amplification du ou des tubes considérés ; K et α 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 Θ ,

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 α 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. Avec des amplificateurs classe B, ou modulés, on devra diviser ce chiffre par 2 ou 3, pour éviter les distorsions, et par 3

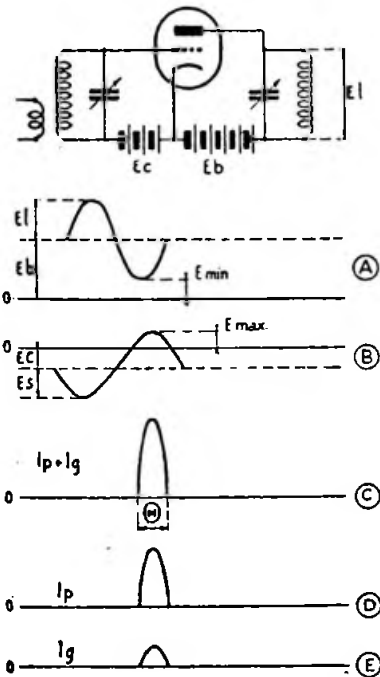


Fig. V-56

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_g . La tension résultante est positive pour la valeur maximum de la tension H.F. ; elle provoque un notable courant de grille. Sur

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, a priori, compris entre 40 et 130 degrés.

moyen total I_{dc} . On adoptera, pour la valeur α , $\frac{3}{2}$, 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 :

$$W_u = \frac{E_b - E_{min}}{2} \times I_{ca}$$

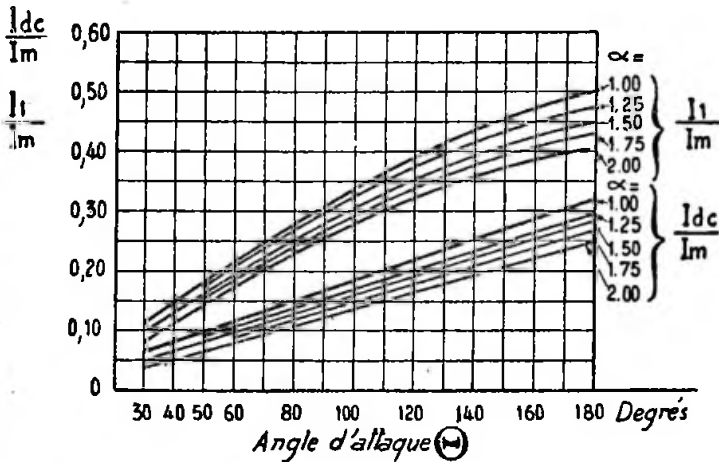


Fig. V-57

La polarisation de grille sera donnée par la relation :

$$E_g = \frac{E_b}{\mu} + \left(E_{max} + \frac{E_{min}}{\mu} \right) \alpha \cos \Theta/2$$

dans laquelle nous avons $\alpha = \frac{1}{1 - \cos \Theta/2}$

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

(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.

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,

(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} .

avec les courbes de la figure V-58, donne 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.

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 :

$$\frac{1.000 - 123}{0,111} = 7.900 \text{ ohms.}$$

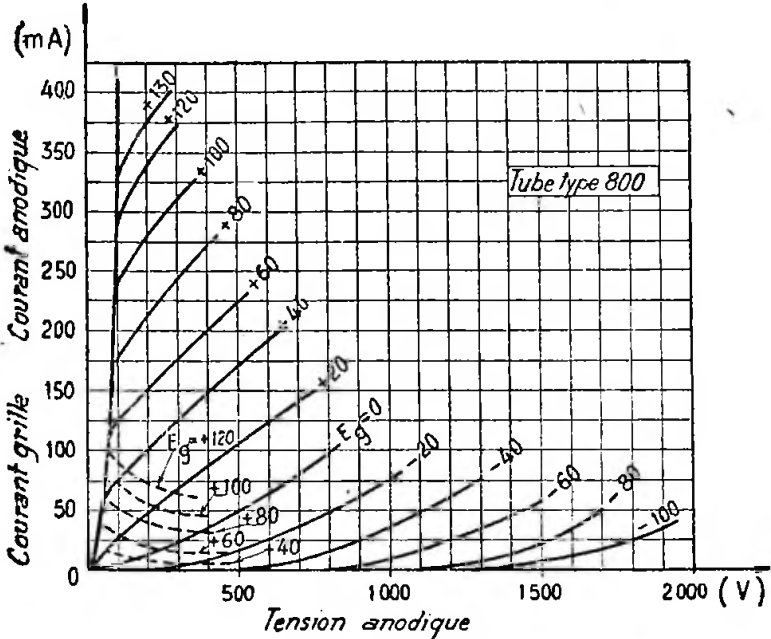


Fig. V-58

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 :

$$\frac{49}{62} = 79 \%,$$

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_r = 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_{p0} = tension de polarisation de grille.

(1) *La Radio Française*, octobre 1943. Comme nous le verrons, cette méthode est similaire à la précédente sur plusieurs points.

- E_{r_1} = valeur de crête de la tension H.F. de grille.
- E_{a_1} = valeur de crête de la tension H.F. d'anode.
- $E_{r_{min}}$ = valeur minimum de la tension H.F. d'anode.
- $E_{r_{max}}$ = valeur maximum de la tension positive de grille.
- W_a = puissance d'alimentation appliquée à l'anode.
- W_u = puissance utile H.F.
- Θ = 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 tétraodes 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 : $I_a = W_a/E_a$.

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, Θ sera donc égal à 180°.

D'après les valeurs de Θ 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.

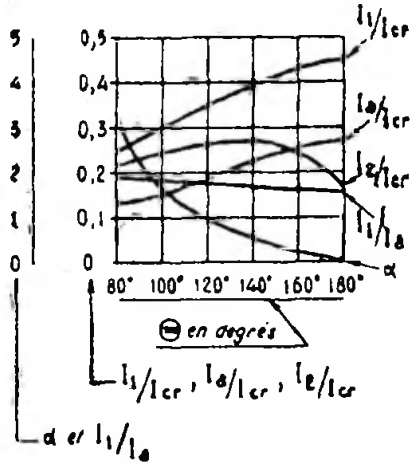


Fig. V-59

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 $E_{r_{max}}$ et $E_{r_{min}}$ donnant le Courant I_{cr} demandé. La valeur de la tension $E_{a_{min}}$ doit être aussi petite que possible pour obtenir un rendement maxi-

mum, et $E_{r \text{ max}}$ doit être inférieure à 80 % de $E_{a \text{ min}}$ pour avoir de faibles puissances d'excitation. Mais, avec des tétraodes ou des pentodes, rappelons que $E_{r \text{ max}}$ ne doit pas dépasser 80 % de la tension d'écran, et $E_{a \text{ min}}$ 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) :

$$E_{r0} = \frac{E_a}{K} + \left(E_{r \text{ max}} + E_{a \text{ min}} \frac{1}{K} \right)^\alpha$$

formule dans laquelle l'exposant α a pour valeur :

$$\frac{\cos \Theta/2}{1 - \cos \Theta/2}$$

La valeur de α est d'ailleurs donnée directement par l'abaque de la figure V-59.

7° Calculons la valeur de crête de la tension d'excitation :

$$E_{r1} = E_{r0} + E_{r \text{ max.}}$$

8° Calculons la puissance utile d'après la formule :

$$W_u = \frac{1}{2} E_{a1} \cdot I_1$$

où

$$E_{a1} = E_a - E_{a \text{ min.}}$$

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_{r1} .

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 Θ 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 $E_{r \text{ max.}}$.

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 :

$$Q = \frac{66}{\% \text{ du } 2^\circ \text{ harmonique}} \times \frac{I_1}{I_a}$$

formule dans laquelle I_a 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 self 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. — Établissons, 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_{er} en se servant du tableau précédent et des données du constructeur relatives au tube utilisé.

3° Choisir la tension de déchet $E_{a \text{ min}}$ et la tension $E_{a \text{ max}}$ suivant les indications données au n° 5 du cas précédent.

4° Calculer E_{a1} et I_1 à l'aide des formules :

$$E_{a1} = E_a - E_{a \text{ min}}$$

$$I_1 = \frac{2W_u}{E_a}$$

5° A l'aide de l'abaque, déterminer l'angle de passage Θ et le courant continu d'anode I_a en se basant sur le rapport I_a/I_{cr} .

6° Calculer, alors, la puissance appliquée $W_a = E_a \cdot I_a$, et la puissance dissipée sur la plaque $W_p - W_a$.

7° Calculer la polarisation grille E_{g0} , la tension de crête, la tension alternative de grille E_{g1} et la puissance d'excitation, comme il a été indiqué précédemment (n° 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 $E_{x\ max}$, 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 tétraodes 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 *Radio-électricité 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 possè-

dent 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 :

$$r = \frac{U}{I_p} \begin{cases} I_p \text{ ampères} \\ U \text{ volts} \\ r \text{ ohms} \end{cases}$$

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_0 du C.O. par la relation :

$$r_0 = \frac{V_p}{2i} - \frac{r}{2}$$

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

(1) D'après Lehmann, *Onde électrique*, mars 1938.

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 :

$$R_a = \frac{R \cdot r_0}{r_0 - R}$$

Cette valeur est particulièrement instructive, car on pourra la comparer utilement à la résistance de charge optimum, que l'on démontre être égale à :

$$R_{a\text{ opt}} = \sqrt{\frac{r \cdot r_0}{2}}$$

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 : $E = 2R \cdot I_p$.

b) la tension de déchet : $V_d = r \cdot I_p$.

c) les pertes dans le circuit oscillant :

$$W_p = \frac{E^2}{2R}$$

d) les pertes sur l'anode par effet Joule (dissipation calorifique) : $W_j = r \cdot I_p^2$.

e) Enfin la puissance utile transmise à l'antenne : $W_a = \frac{E^2}{2R_a}$.

Cette dernière valeur est intéressante au plus haut point. D'autre part, elle permet d'évaluer le « rendement extérieur » en %, par la relation :

$$\frac{W_a}{W_p} \times 100$$

W_p étant la puissance d'alimentation continue de plaque, soit $V_p \cdot I_p$.

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 caractéris-

tiques 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 théoriquement 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 de self 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 (colonnnettes) supportant la self ; vérifier les selfs de choc, s'il y a lieu, et les soustraire à l'induction de la self 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 points 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 tétraode 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 self 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 cou-

plées 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 selfs de choc, par exemple : soit utiliser une bobine d'arrêt plus conséquente dans le circuit anodique que dans le circuit de grille ; soit remplacer la self 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 supprimeurs. 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.

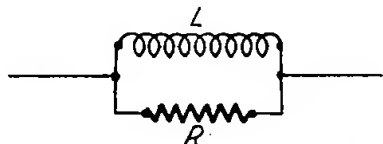


Fig. V-60

Les supprimeurs 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 tétraode de la figure V-52. Il est parfois suffisant de placer les éléments supprimeurs 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 supprimeurs, en augmentant progressivement si besoin est jusqu'à l'obten-

tion 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.

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.

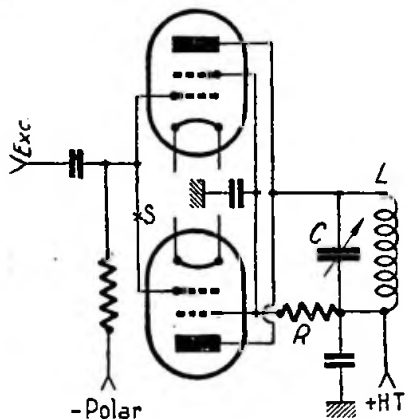


Fig. V-61

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. Un amplificateur H.F. avec tubes en parallèle est souvent sujet aux oscillations parasites. Des résistances au carbone d'amortissement ou des suppressors du type de la figure V-60 peuvent être intercalés dans les connexions de plaque et de grille. Ordinairement, un seul élément suppressor 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 un self 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.

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 selfs de choc classiques type National R 100 connectées en série, soit, ce qui est mieux encore, une self d'arrêt National type R 175.

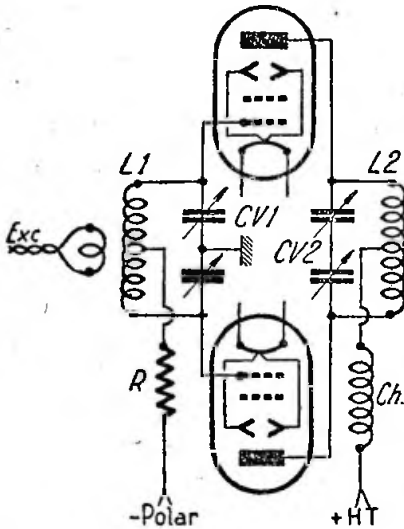


Fig. V-62

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

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 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.

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 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

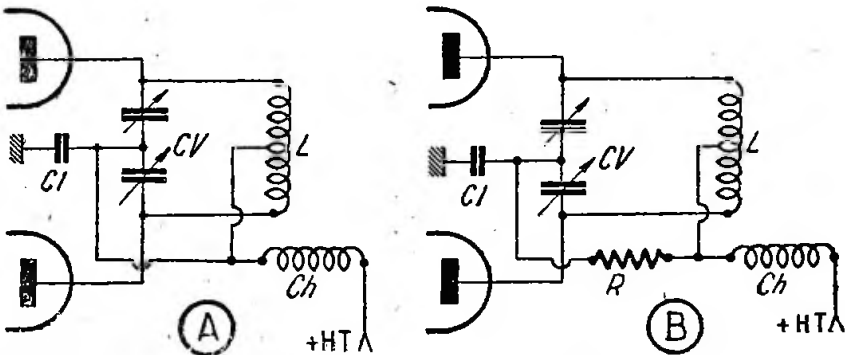


Fig. V-63

grille CV_1 est connecté à la masse, mais le rotor du condensateur de plaque CV_2 peut « flotter ». Si CV_2 possède un inter-lame suffisamment important pour éviter tout amorçage d'étincelles, on peut adopter le montage de la figure V-54 ; le rotor

capitiaux 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.

(1) « Plate-tank-circuit » des Américains.

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

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 exci-

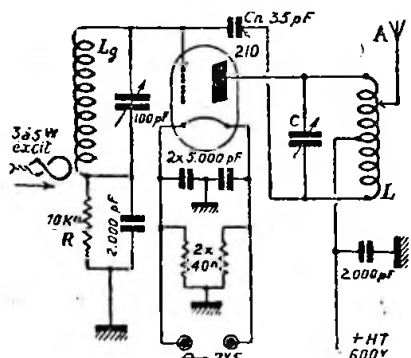


Fig. V-64

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

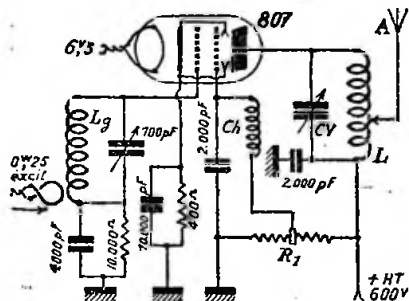


Fig. V-65

téc, 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 séparées (redresseur auxiliaire, voir § 8).

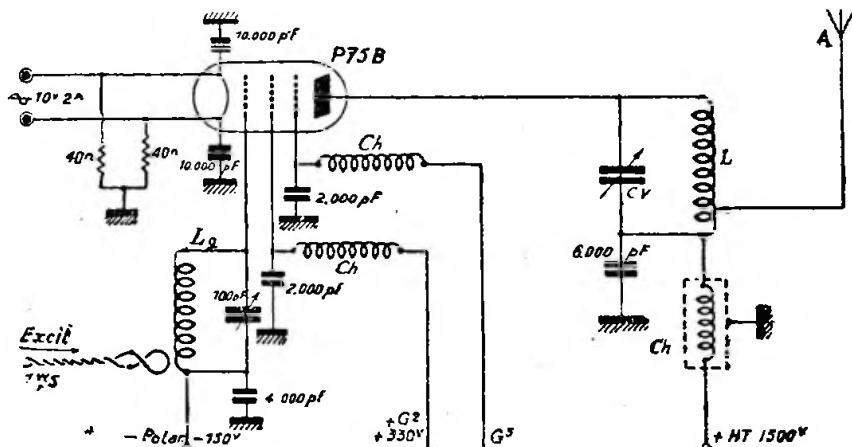


Fig. V-66

une triode, donc nécessité du neutrodynage par la capacité de C_n , de 35 pF. La polarisation requise pour l'étage est uniquement 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

Sur la figure V-65, nous avons représenté le schéma d'un amplificateur H.F. très utilisé actuellement et équipé d'une 807 (tétrade 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 $35.000 \Omega - 50 \text{ W}$; 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.

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 selfs, ces dernières étant fixées par bornes sur deux colonnettes en stéatite. Mais, plus simplement, on se contente de

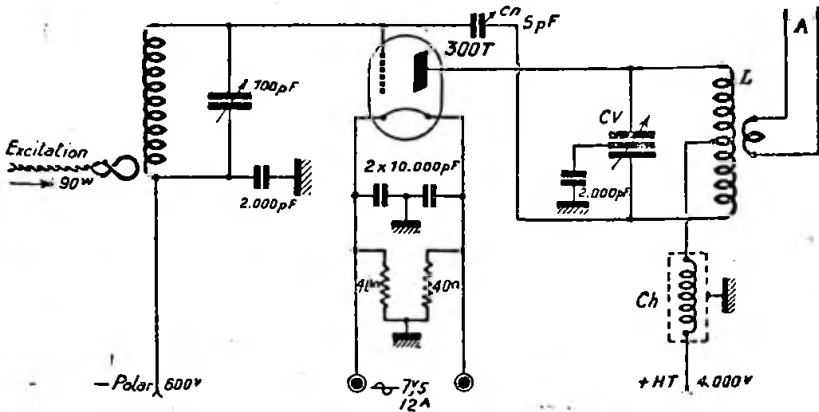


Fig. V-67

Enfin, la figure V67 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 télégraphique.

(1) Voir système de manipulation par blocage de grille, § 9.

commuter les selfs 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.

Donc, le procédé de changement de selfs 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 ne saurait être question de commuter les selfs 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

1° Parce que sa réalisation demande l'établissement de bobinages et de condensateurs soigneusement 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* !

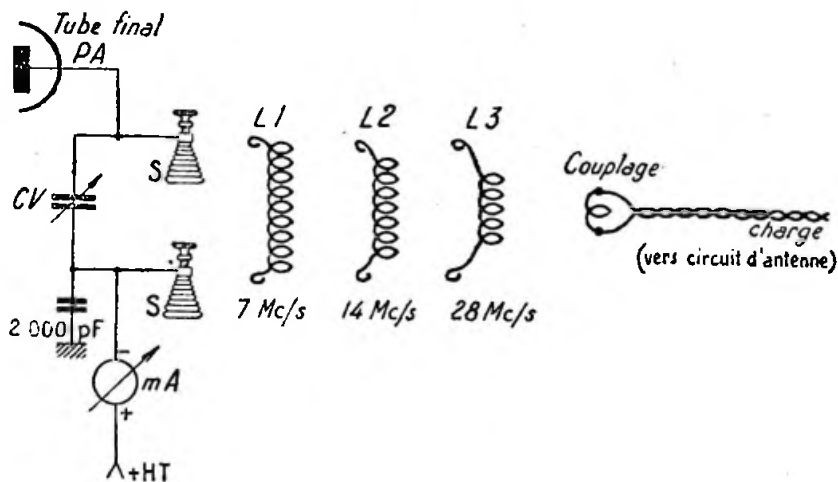


Fig. V-68

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. C'est le cas, par exemple, de l'émetteur R.C.A. type MI-8167-H. Mais, chez l'amateur, seul le montage de la figure V68 sera utilisé.

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 WIJCL.

Pour éviter à l'opérateur le remplacement de la self de plaque pour chaque changement de bande, l'amateur américain WIJCL 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 WIJCL est excessivement complexe *par ses calculs*. Nous ne nous étendrons pas sur le système :

Aussi nous bornerons-nous simplement à publier le schéma d'un tel circuit sans entrer dans les détails mathématiques, puisqu'au fond, il n'est pas d'un gros intérêt pour l'amateur. Le schéma est donné sur la figure V-69. Comme on le voit, le système WIJCL 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 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 $L_1 = 4,27 \mu\text{H}$ et $L_2 = 6,49 \mu\text{H}$, 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. 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.

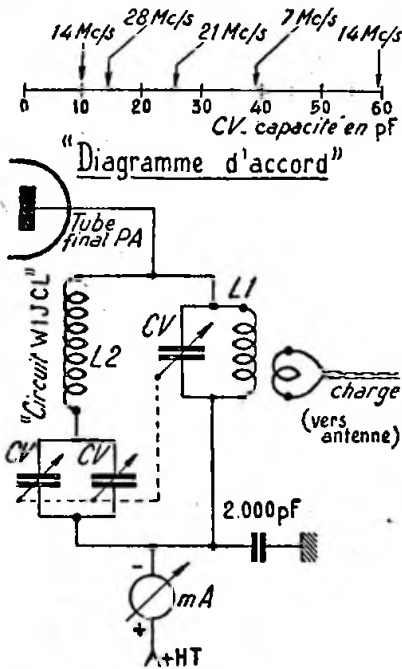


Fig. V-69

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 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.

(1) Cf. *Radio-Technicien*, n° 18.

§ 8. — Polarisation

Sous ce titre, nous étudions les procédés de polarisation des amplificateurs H.F. classe C seulement, en supposant connus du lecteur les systèmes de polarisation habituels utilisés dans les récepteurs et en amplification basse fréquence : classes A, AB₁, AB₂, 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). 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 finals (P.A.).

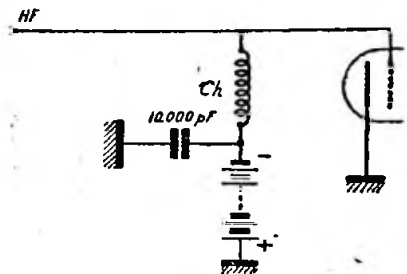


Fig. V-70

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-

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 (décro-

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 .

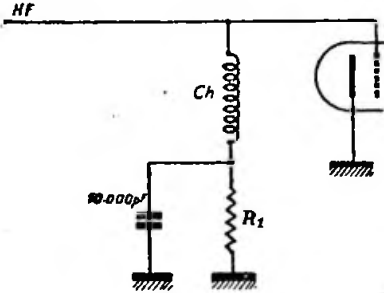


Fig. V-71

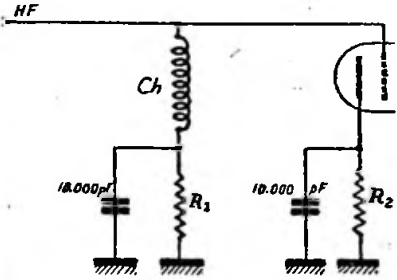


Fig. V-72

chage du pilote, par exemple), le courant grille devient nul et, par suite, le tube n'est plus polarisé ; sa vie est alors en danger.

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

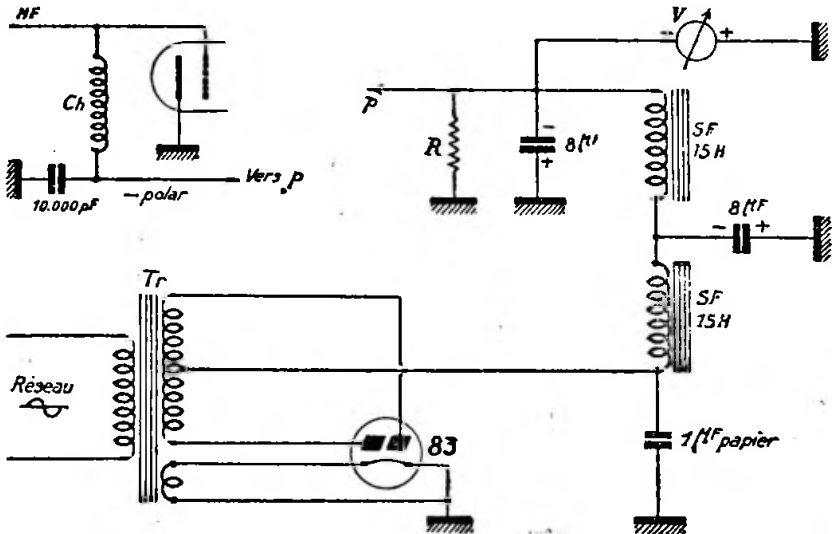


Fig. V-73

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

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 3 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 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.

C'est pour ce même motif que la tension de polarisation sera prise obligatoirement en p et non sur un système potentiométrique quelconque. De toutes façons, la tension exacte de polarisation est donnée 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 raisons 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.

Des 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 μ F 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

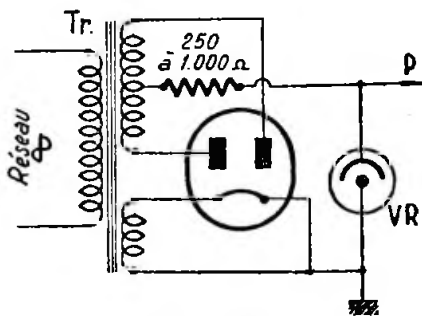


Fig. V-74

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 plus 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 tension 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 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,

VR, dans ce montage, est provoqué par 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 découpage 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

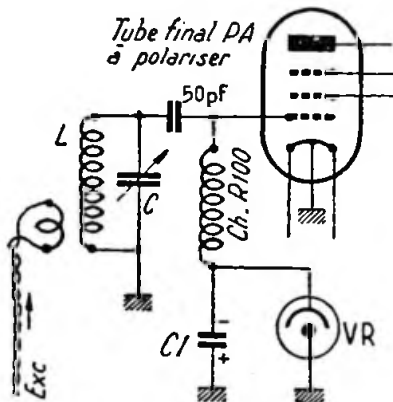


Fig. V-75

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

(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 convient aussi bien aux triodes qu'aux pentodes et qui, de plus, évite de « traîner »

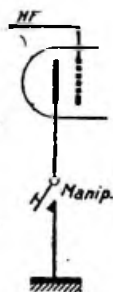


Fig. V-76

des fils parcourus par la haute tension vers de tension anodique d'alimentation du manipulateur. Cette tactique de manipulation « par tout ou rien » entraîne, naturellement, de gros écarts de la valeur 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 chauff-

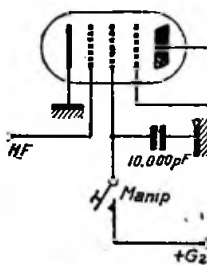


Fig. V-77

fage 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 décou-

(1) En effet, lorsque le manipulateur n'est pas baissé, la cathode est au potentiel de l'anode.

per 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.

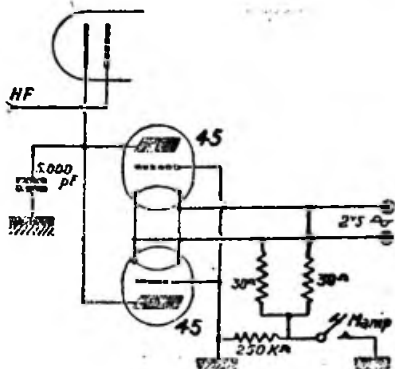


Fig. V-78

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

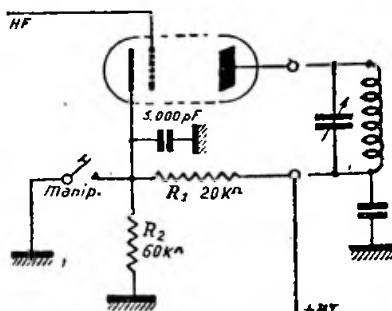


Fig. V-79

réalisée suivant le montage de la figure 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 faible ; 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.

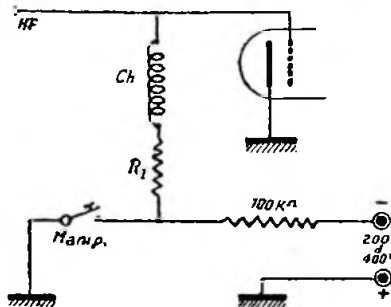


Fig. V-80

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.

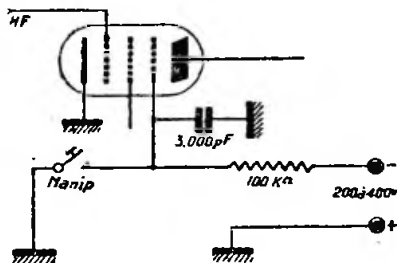


Fig. V-81

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 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,

(1) Cette tension aura exactement pour valeur celle qui supprime tout courant plaque.

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 tension nécessaire au blocage du tube.

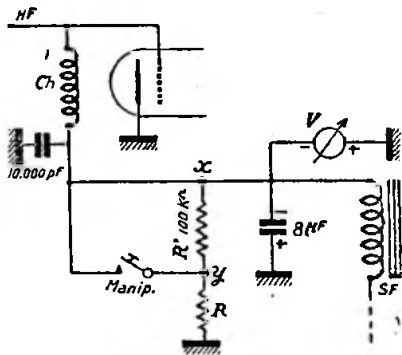


Fig. V-82

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.

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, ré-

(2) Type P75B S.F.R., par exemple.

sistance série dans le retour grille ou bloc redresseur séparé.

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 transfo de chauffage ou point médian artificiel par résistances). De plus, chaque broche du filament doit être découpée 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.

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, § 3). 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-5).

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 fin de chaque signal, rendant la compréhension des messages parfois difficile et, de plus, faisant apparaître des bandes laté-

rales 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.

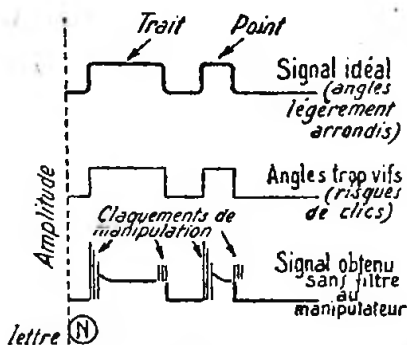


Fig. V-83

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.

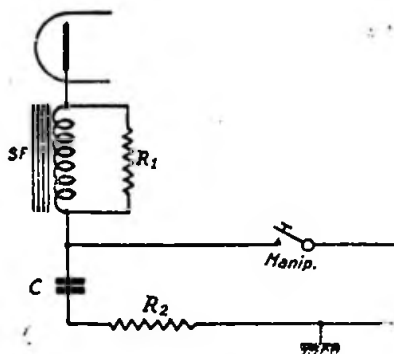


Fig. V-84

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 : self 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 .

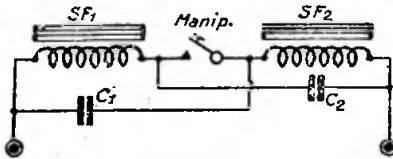


Fig. V-85

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.

faible que l'intensité du courant coupé est peu élevée.

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.

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 thyatron (1), parce que l'anode du tube est alimentée en courant alternatif.

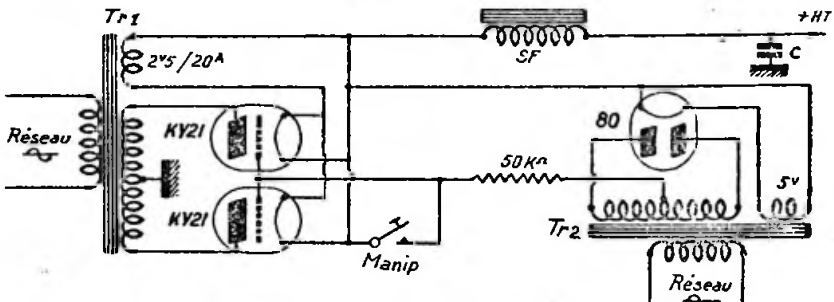


Fig. V-87

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

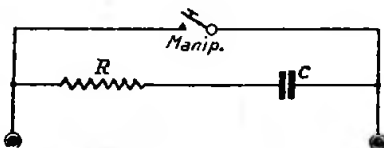


Fig. V-86

filtre simple de la figure V-86, suffisant 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

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 transfo Tr_2 .

(1) On se rappelle que, dans un thyatron, l'action de la grille cesse d'exister lorsque le courant pique est établi.

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 en opposition de phase avec la tension des plaques correspondantes. On manipule par court-circuit du primaire de Tr₂; 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.

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.

point de repos; d'un côté, on obtient les « points », de l'autre, les « traits », et ceci soit mécaniquement, soit électromécaniquement (selon le modèle).

3° Enfin, nous avons le manipulateur électronique. Le manipulateur, proprement

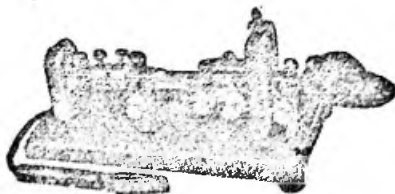


Fig. V-90

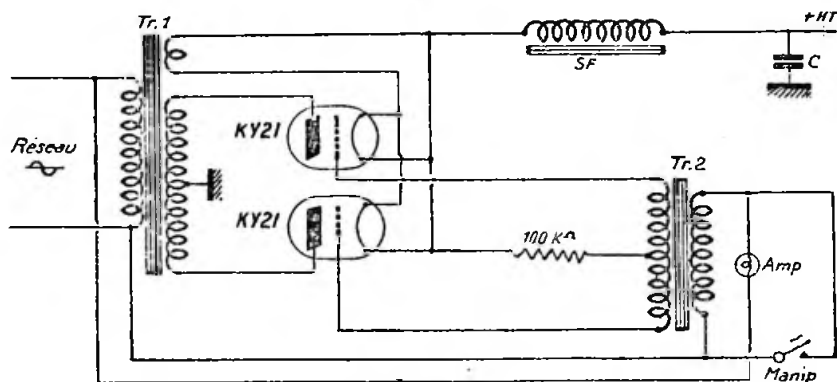


Fig. V-88

Manipulateurs.

Les manipulateurs employés par l'amateur sont de trois types :

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).



Fig. V-89

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

dit, est également à manœuvre transversale (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 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 R₁ (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 C₁ se charge sur toute la tension plaque; les

(1) Ces manipulateurs sont appelés aussi : « side-sweeper ».

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 dernier condensateur se décharge alors sur

Si l'on a quelques difficultés à trouver, pour Pot.₁, un potentiomètre de 4 MΩ, on peut modifier le groupe comme suit : $C_1 = 0,2 \mu\text{F}$; $R_1 = 200.000 \Omega$; Pot.₁ = 1 MΩ. On obtient sensiblement les mêmes résultats.

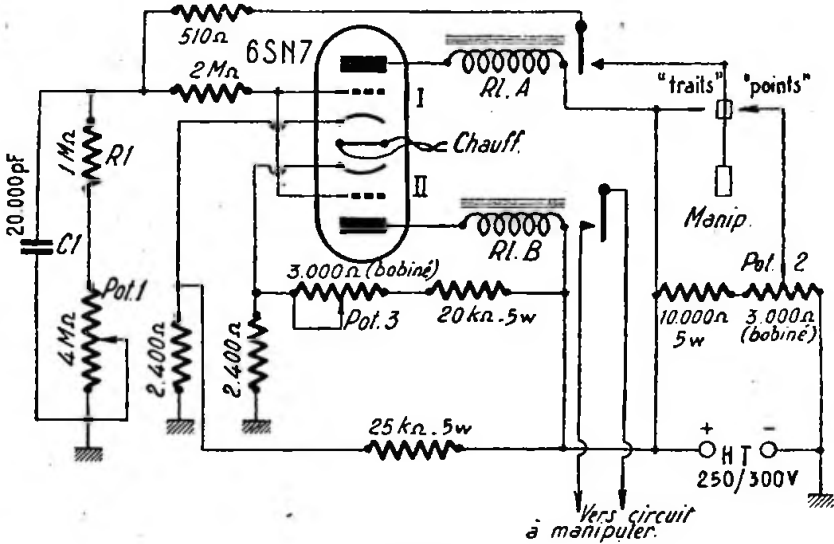


Fig. V-91

l'ensemble Pot.₁ R₁ ; 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 (I) ; enfin, Pot.₃ dose la durée des intervalles.

(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

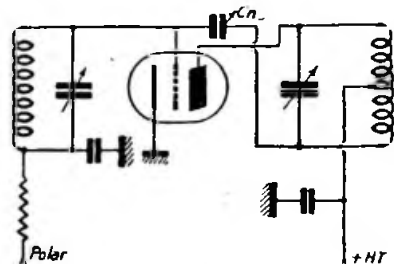


Fig. V-92

le couplage statique créé par la capacité 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, C_n .

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 parallèle); voir figure V-94. L'obligation de neutrodynner un tel

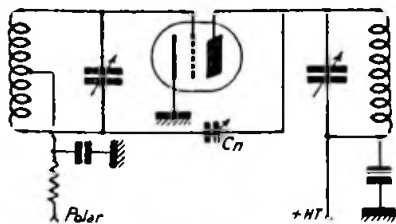


Fig. V-93

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.

La figure V-95 montre le neutrodynage d'un étage push-pull.

Comme nous venons de le voir rapidement, le neutrodynage s'applique aux am-

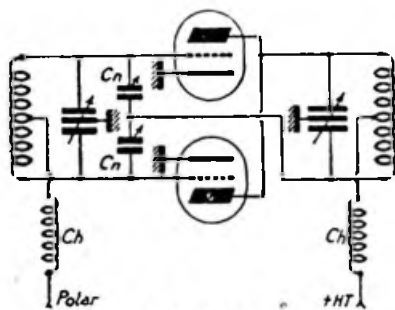


Fig. V-94

plicateurs munis de triodes, afin de neutraliser la réaction s'effectuant par la capacité interne anode/grille.

Avec des tétraodes 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 neutrodynner l'étage amplificateur tétraode ou pentode. Mais,

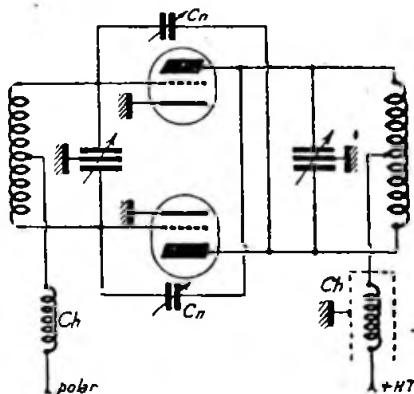


Fig. V-95

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.

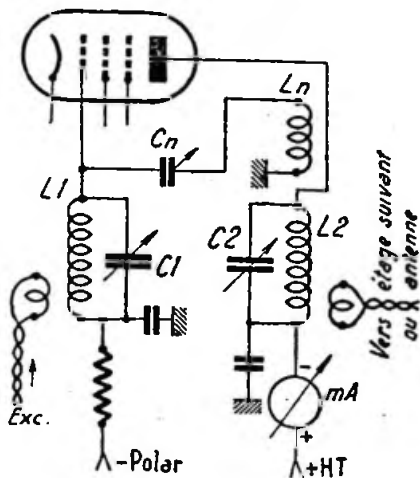


Fig. V-96

Il faut avoir recours au montage de la figure V-96, comportant un condensateur ajustable à air C_a 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 que l'on utilise des selfs 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 .

Conditions du neutrodyne.

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 :

$$C_{ep} + C_n$$

C_{ep} 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.

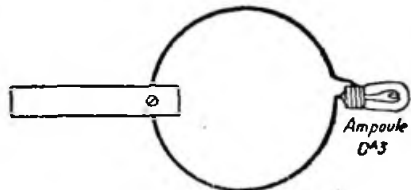


Fig. V-97

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 self 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).

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 neutrodyne est bon, lorsqu'on fait varier l'accord plaque de

l'étage à neutrodynner de part et d'autre de la résonance. Sinon, parfaire minutieusement le réglage du condensateur C_a 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 neutrodynner 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.

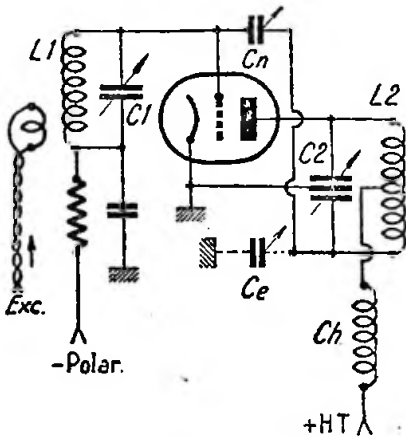


Fig. V-98

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_c 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.

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_c 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 neutrodynage des selfs H.F., surtout de la self 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_a ; celles-ci doivent rester courtes.

Outre ces causes de difficultés, il faut naturellement éviter tout couplage électromagnétique entre self de plaque et self de grille, si l'étage en comporte une, ou self de plaque de l'étage précédent dans le cas contraire. Ces selfs 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 aluminium 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 selfs d'arrêt haute fréquence doivent être d'une efficacité certaine et soustraites au champ électromagnétique des selfs, soit par leur position, soit, ce qui est mieux encore, en les plaçant à l'intérieur d'un

(1) Ou de la cathode; mais, en général, les triodes de puissance sont toutes à chauffage direct.

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 self d'arrêt pour U.H.F. dans les connexions provoquant ces oscillations. Cette self 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 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 pourrions 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 tétraode 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 selfs de choc), éloignement des connexions grille et plaque, au-

(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.

cun couplage des selfs 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) ;

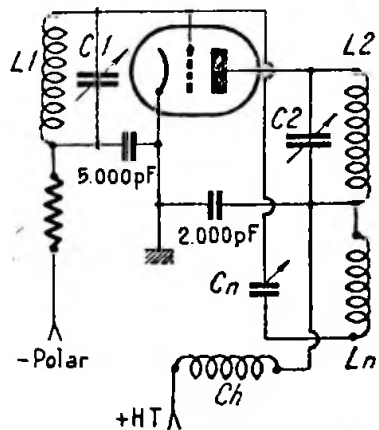


Fig. V-99

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*, 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).

Pour ces montages, les valeurs du condensateur de neutrodynage C_n sont fonctions du coefficient de couplage entre L_n et la self du circuit accordé, ainsi que 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 tétraode fonctionnant sur des fréquences élevées, est une variante du montage « Hazeltine à plaque neutrodynée ».

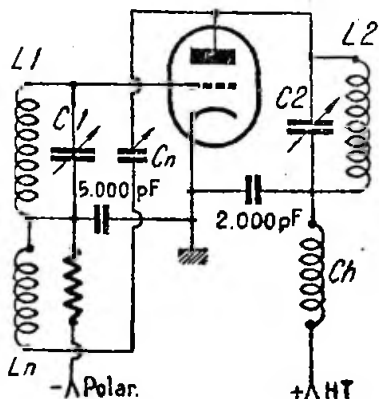


Fig. V-100

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

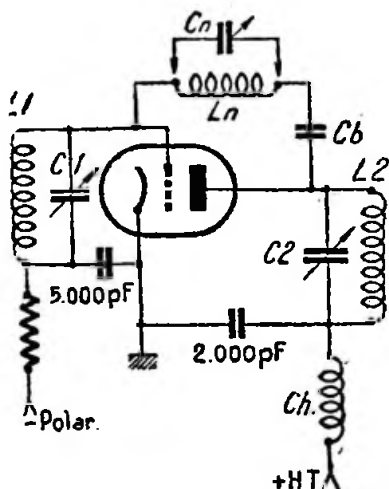


Fig. V-101

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 réac-

tance 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.

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_b 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 self de choc (voir montages de la figure V-53, par exemple). Il faut, néanmoins, reconnaître qu'il est plus facile de neutrodynner 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).

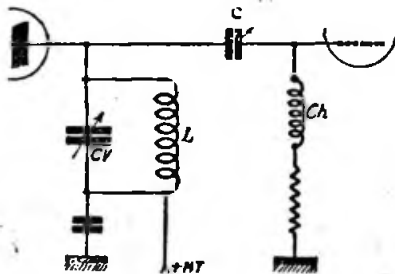


Fig. V-102

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.

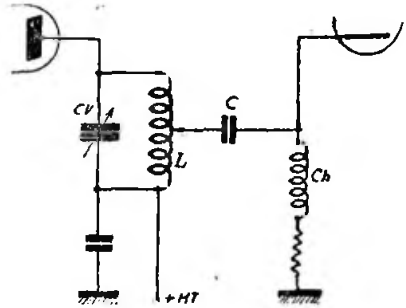


Fig. V-103

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 self 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 self de choc 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.

D'une façon générale, un moyen qui permet de juger de l'efficacité de la liaison employée consiste à mesurer comparative-ment 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.

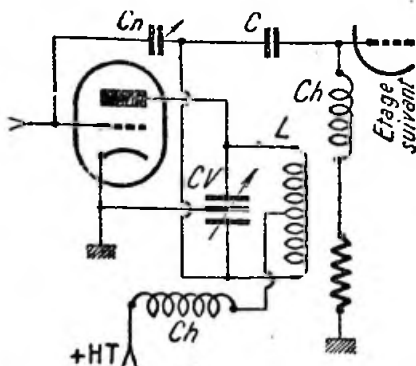


Fig. V-104

Adaptation des impédances entre étages.

En général, entre des étages calculés suffisamment larges et équipés de tétraodes ou pentodes, le très simple procédé de liaison capacitive de la figure V-102 convient très bien.

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 tétraode ou une pentode, il y a lieu d'aug-

menter 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.

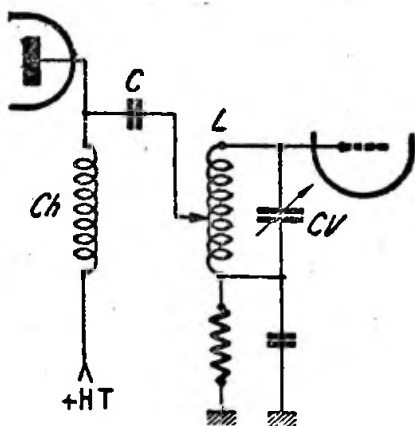


Fig. V-105

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

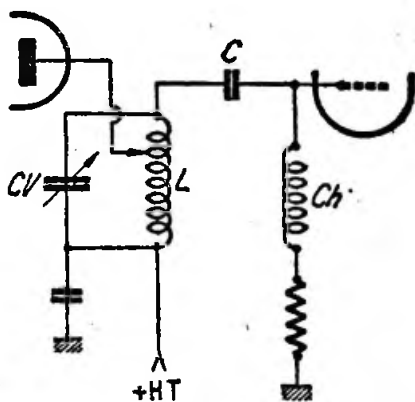


Fig. V-106

de grille à exciter d'autre part, et en appliquant la formule habituelle donnant le rapport r cherché :

$$r = \sqrt{\frac{Z''}{Z}}$$

(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.

Le rapport r , ou rapport des nombres de tours, semble indiquer automatiquement l'emplacement de la prise sur la self. 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 selfs à prise (fig. V-103, 105 et 106), il se forme souvent des sortes de circuits parasites supplémentaires dus aux effets résonnants multiples de tels circuits complexes. Il y a alors production d'oscillations parasites, généralement à très haute fréquence :

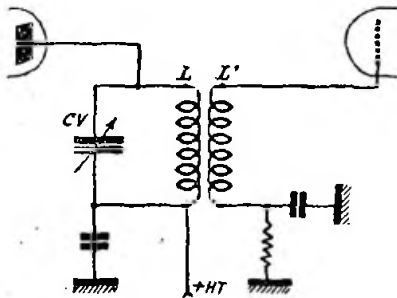


Fig. V-107

d'où, un point de plus à surveiller. Aussi recommandons-nous, tout simplement, de 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 *requis* par le tube, et l'excédent disponible constituera une réserve qui évitera les distorsions aux fortes amplitudes de modulation.

Couplage électromagnétique.

Il s'agit ici d'un couplage par liaison inductive, appelé aussi couplage unitaire (fig. V-107).

(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.

La self du circuit plaque est couplée inductivement à celle du circuit grille. La self grille L' comporte un nombre de spires qu'il convient de déterminer expérimentalement. Même remarque pour le couplage entre L et L' .

Seule, la self 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.

Ce procédé de liaison convient bien sans changement à une gamme étendue de fréquences ; 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 selfs sont bobinées 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.

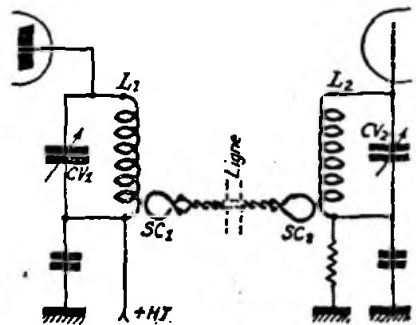


Fig. V-108

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).

La liaison est réalisée par deux selfs de couplage SC_1 et SC_2 , qui comportent cha-

cune un ou deux tours de gros fil de cuivre rigide 20 à 30/10 de mm. Ces selfs de couplage on un diamètre légèrement supérieur à celui des selfs des C.O. de plaque et de grille, et sont couplées au « côté froid » de ces dernières, c'est-à-dire au côté +H.T. pour le C.O. plaque et au côté masse ou — polarisation pour le C.O. grille (fig. V-109). Avec des étages symétriques, le point « froid » des selfs se trouve confondu avec le point milieu (voir, par exemple, fig. V-62).

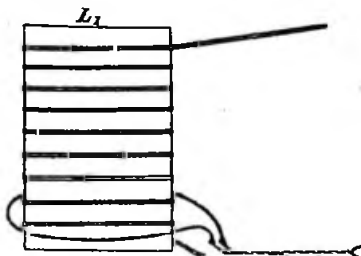


Fig. V-109

En plaçant les boucles de transfert SC₁ et SC₂ 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 énergétique. Si elle est trop vigoureuse, on peut, d'ailleurs, découpler légèrement une des boucles.

Mais n'oublions pas que l'excitation générale 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 lumière, 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 selfs 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 selfs) ;

8° Suppression des bobines de choc, 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.

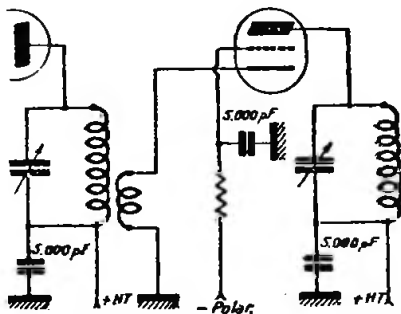


Fig. V-110

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), tan-

Le rapport r , ou rapport des nombres de tours, semble indiquer automatiquement l'emplacement de la prise sur la self. 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 selfs à prise (fig. V-103, 105 et 106), il se forme souvent des sortes de circuits parasites supplémentaires dus aux effets résonnants multiples de tels circuits complexes. Il y a alors production d'oscillations parasites, généralement à très haute fréquence :

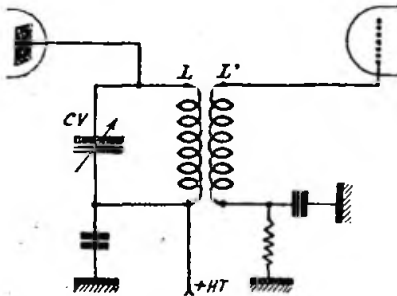


Fig. V-107

d'où, un point de plus à surveiller. Aussi recommandons-nous, tout simplement, de 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.

Couplage électromagnétique.

Il s'agit ici d'un couplage par liaison inductive, appelé aussi couplage unitaire (fig. V-107).

(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.

La self du circuit plaque est couplée inductivement à celle du circuit grille. La self grille L' comporte un nombre de spires qu'il convient de déterminer expérimentalement. Même remarque pour le couplage entre L et L' .

Seule, la self 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.

Ce procédé de liaison convient bien sans changement à une gamme étendue de fréquences ; 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 selfs sont bobinées 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.

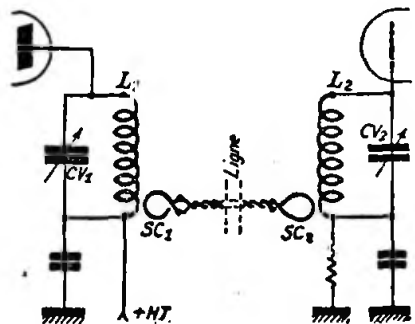


Fig. V-108

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).

La liaison est réalisée par deux selfs de couplage SC_1 et SC_2 , qui comportent cha-

cune un ou deux tours de gros fil de cuivre rigide 20 à 30/10 de mm. Ces selfs de couplage on un diamètre légèrement supérieur à celui des selfs des C.O. de plaque et de grille, et sont couplées au « côté froid » de ces dernières, c'est-à-dire au côté +H.T. pour le C.O. plaque et au côté masse ou —polarisation pour le C.O. grille (fig. V-109). Avec des étages symétriques, le point « froid » des selfs se trouve confondu avec le point milieu (voir, par exemple, fig. V-62).

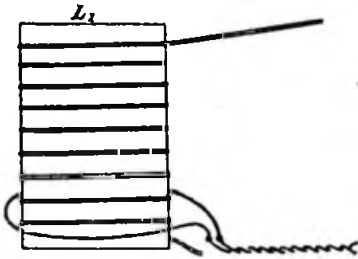


Fig. V-109

En plaçant les boucles de transfert SC₁ et SC₂ 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 énergétique. Si elle est trop vigoureuse, on peut, d'ailleurs, découpler légèrement une des boucles.

Mais n'oublions pas que l'excitation générale 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 lumière, 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 selfs 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° Neurodynamage 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 selfs) ;

8° Suppression des bobines de choc, 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.

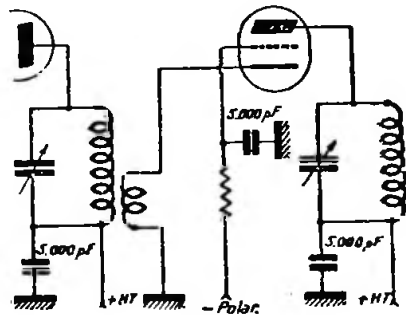


Fig. V-110

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), tan-

dis 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

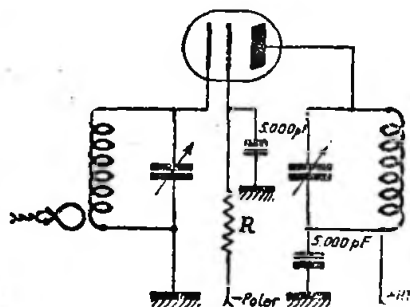


Fig. V-111

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 ;

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 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 tétraode 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.

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.

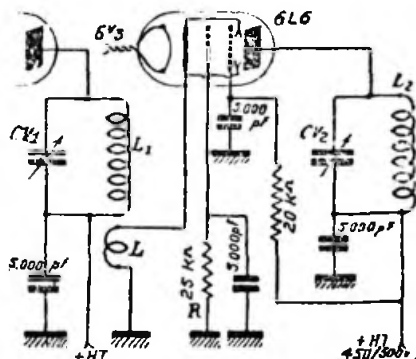


Fig. V-112

A titre d'exemple, voici (fig. V-112) le schéma d'un amplificateur à couplage par la cathode équipé d'une tétraode 6L6 ou 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,

(1) C'est R.C.A. qui est le promoteur de cette technique.

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.

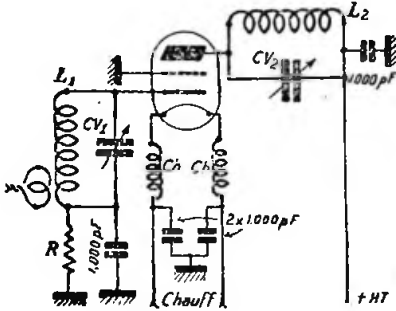


Fig. V-113

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, sur lesquelles les tétraodes et les pentodes ne conviennent plus). 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 de polarisation, choisie suivant le tube employé. On place des selfs de choc 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.

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

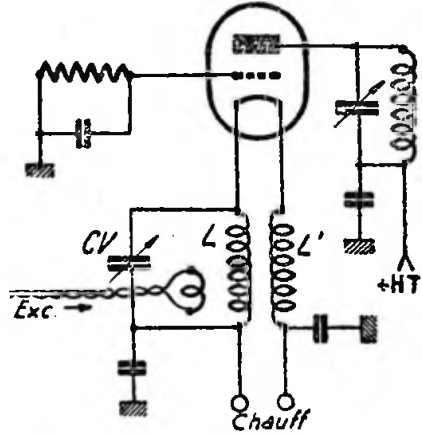


Fig. V-114

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.

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

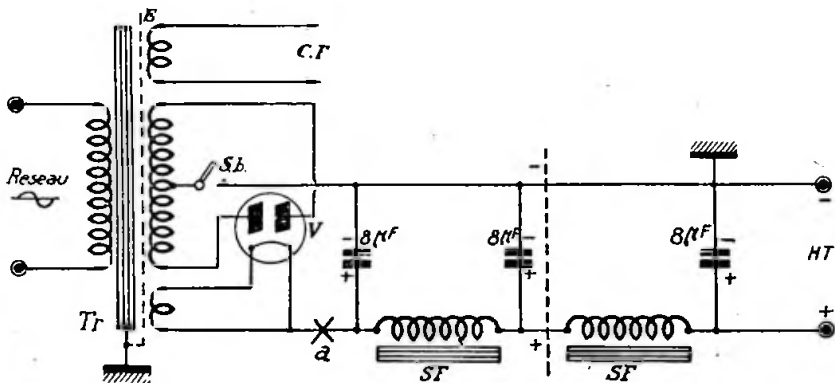


Fig. VI-1

§ 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).

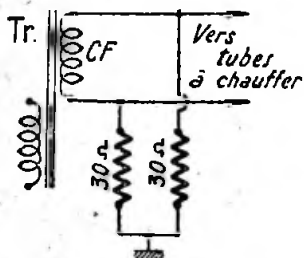


Fig. VI-2

Ce redresseur (fig. VI-1) est suivi de deux cellules de filtrage en π ; 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.

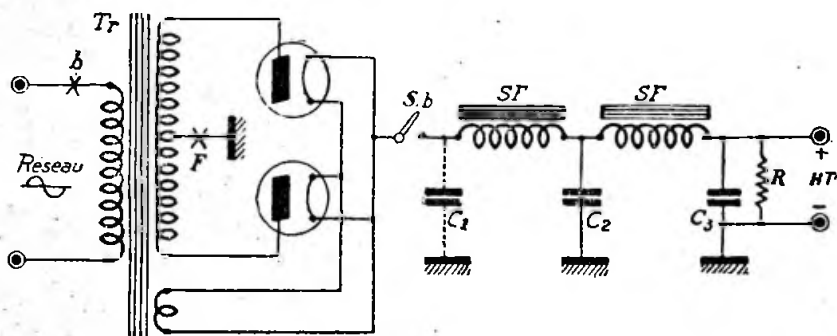


Fig. VI-3

Profitions 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 $500 \times 1,414$, c'est-à-dire 700 V. environ. Cette tension est dite tension maximum (ou ten-

sion 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.

§ 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

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.

S₅ 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 S₅), 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 S₅, 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 C₁ 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 C₁ existe, et à self d'entrée lorsque C₁ est supprimé.

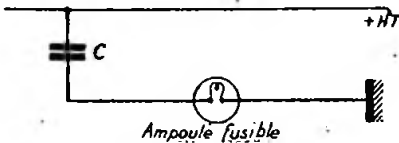


Fig. VI-4

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 am-

poule (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 T.S.F.; il existe également de nombreux ouvrages consacrés uniquement à la construction des transformateurs utilisés en T.S.F. (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:

$$n = \frac{10^6}{4,44 \cdot B \cdot S \cdot F}$$

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:

$$N_1 = n \cdot E_1$$

E₁ 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

N₂ = nombre de tours du secondaire de tension E₂;

N₁ = nombre de tours du primaire alimenté par une tension E₁.

Néanmoins, on ajoutera 10 % à la valeur ainsi trouvée de N₂ 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 :

$$Q = CV^2$$

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 bo-

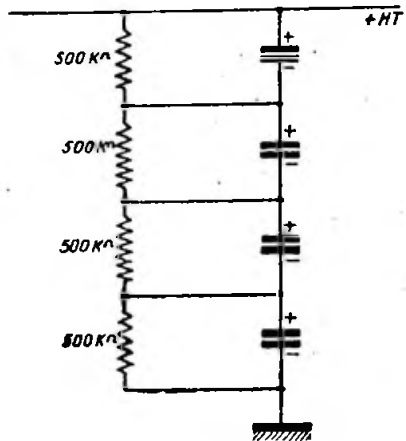


Fig. VI-5

bine de self, lorsqu'on utilise des valves à vapeur de mercure. Cette self à fer tend à limiter le courant traversant les redresseurs. 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 self 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.

§ 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.

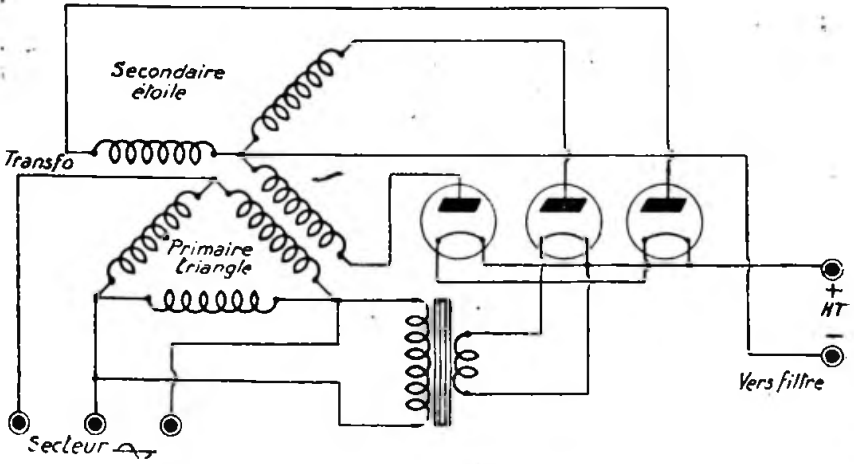


Fig. VI-6

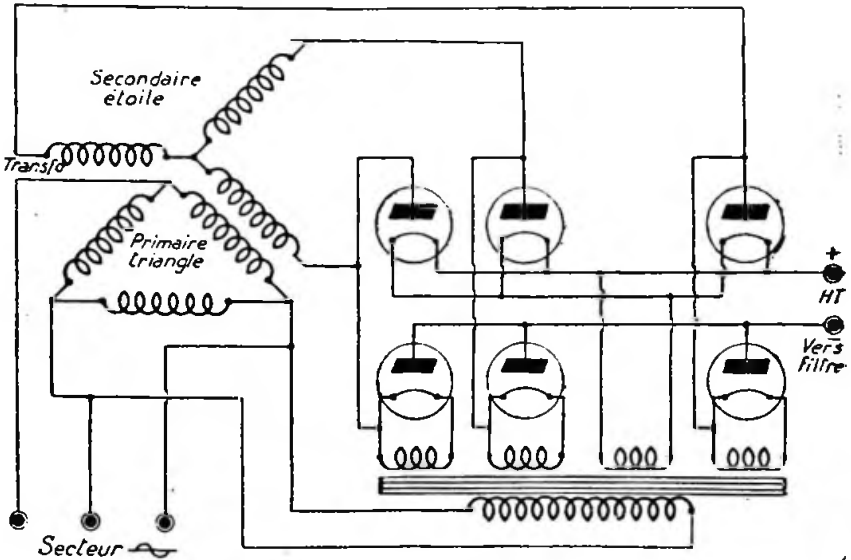


Fig. VI-7

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 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_{act} = Tension efficace (en volts).

I_{act} = Intensité efficace (en milliampères).

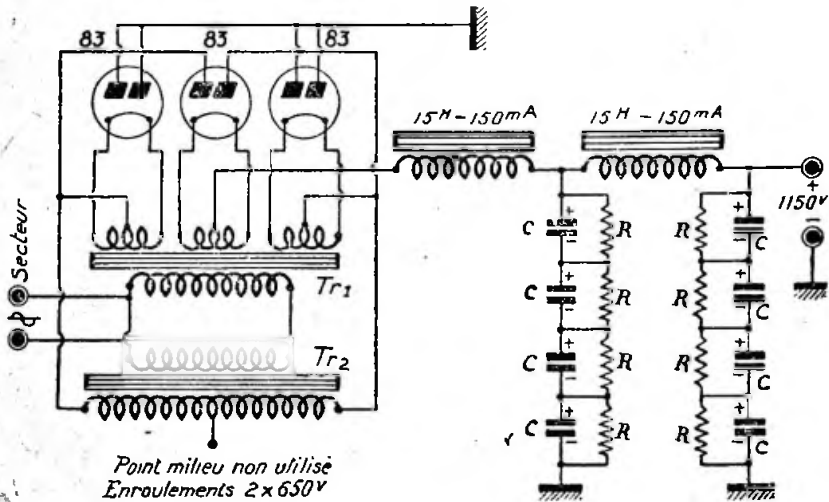


Fig. VI-8

2 fois 650 volts. A la sortie du filtre, composé de condensateurs électrochimiques ordinaires C de $8 \mu\text{F}$ 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_1 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-*

§ 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 thyatron. Nous avons exposé brièvement, au début de cet ouvrage, dans les notions fondamentales, le fonctionnement de principe d'un thyatron; nous n'y reviendrons pas.

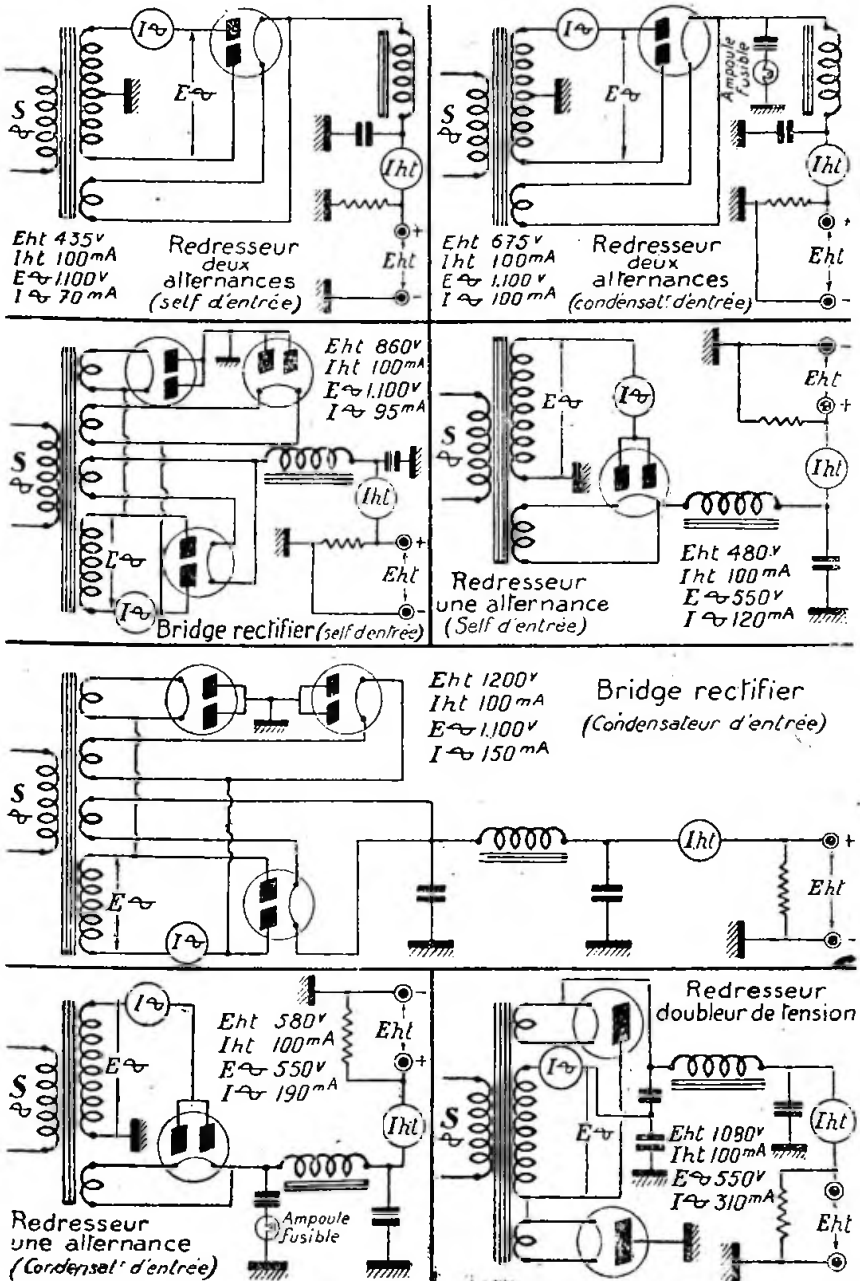


Fig. VI-9

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 .

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_1 et C_2 de 10.00 pF.

La self à fer L bloque le retour des oscillations alternatives sur l'entrée en courant continu.

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.

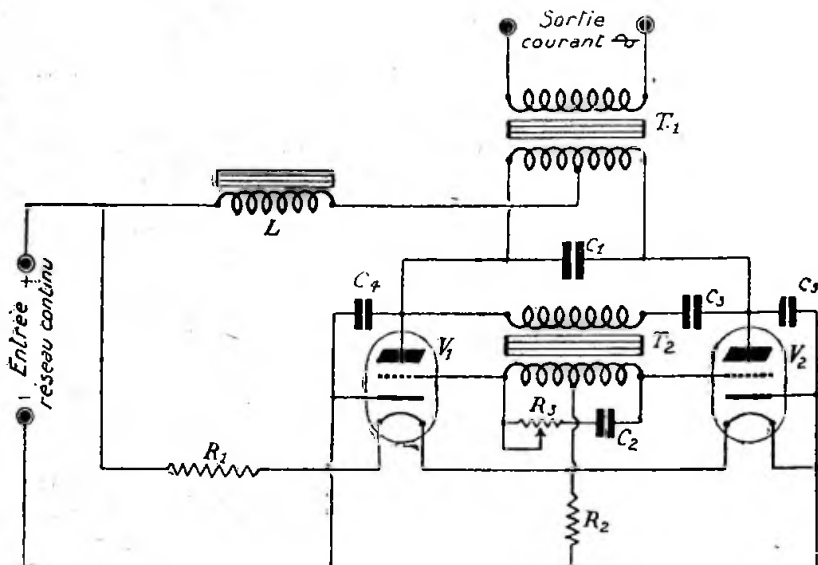


Fig. VI-10

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.

D'une manière générale, la puissance maximum que fournit un « inverter » dépend de la tension inverse maximum que tient le thyatron 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...

2° Vibreurs.

On peut réaliser la transformation du courant continu en courant alternatif éga-

lement 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

Vb est le vibreur et Bob, sa bobine ;
Ch₁, bobine de choc constituée par 50 tours de 20/10 ou 16/10, deux couches coton (suivant débit), sur un diamètre de 12 mm. ;

Ch₂, self d'arrêt 2,5 mH (type R100, par exemple).

La valeur du condensateur C₃ est à déterminer expérimentalement ; elle varie

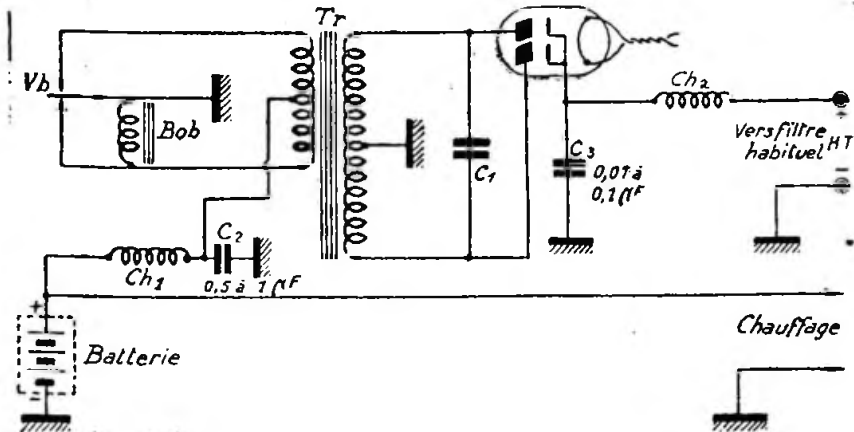


Fig. VI-11

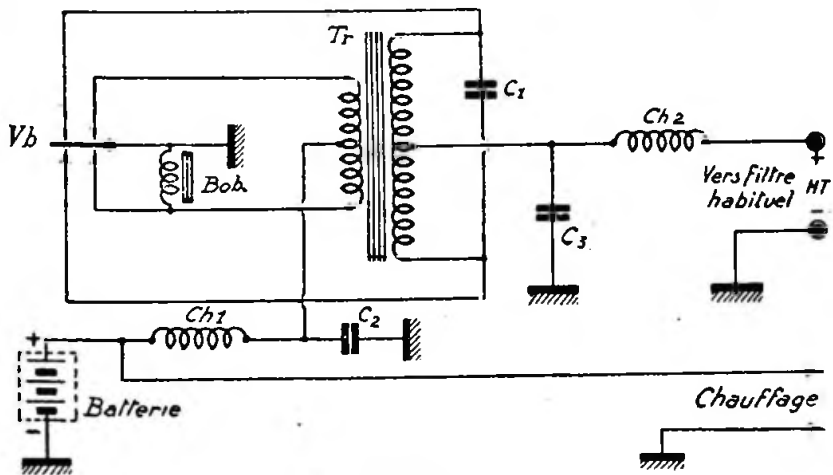


Fig. VI-12

au primaire d'un transformateur. La tension est alors élevée au secondaire du transfo et redressée par une valve, puis filtrée suivant le mode habituel.

Un montage de ce genre est donné sur la figure VI-11.

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, transformation 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.

rellement, 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

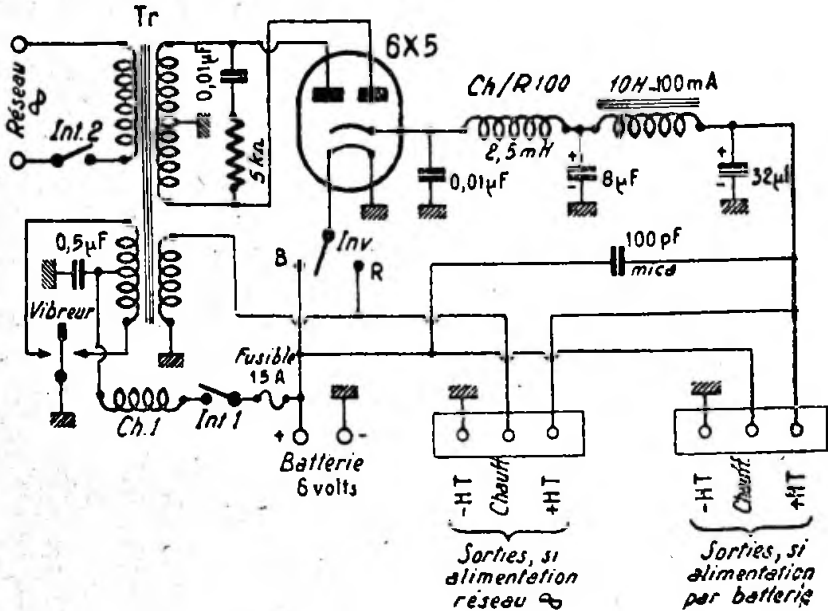


Fig. VI-13

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 comportant un grand nombre de lames en parallèle ont été construits, avec lesquels on peut pousser la puissance utile jusqu'à 1,5 kilowatt.

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 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 Ch₁ est constituée par 55 tours de fil de 20/10 de mm., deux couches coton, sur un mandrin de 25 mm. de diamètre. Natu-

l'équipement « émetteur-récepteur » d'une voiture automobile, est décrite au chapitre XVII, § 11.

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.

Les selfs d'arrêt Ch₁ et Ch₂, 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.

C₁ et C₂, 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 $0,1 \mu\text{F}$. 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 un self de choc de $2,5 \text{ mH}$ (genre R100) et un condensateur de $0,01$ à $0,1 \mu\text{F}$ (revoir fig. VI-11).

Nous avons représenté sur la figure VI-14 une génératrice travaillant à partir d'une batterie d'accumulateurs; mais il existe commercialement des génératrices

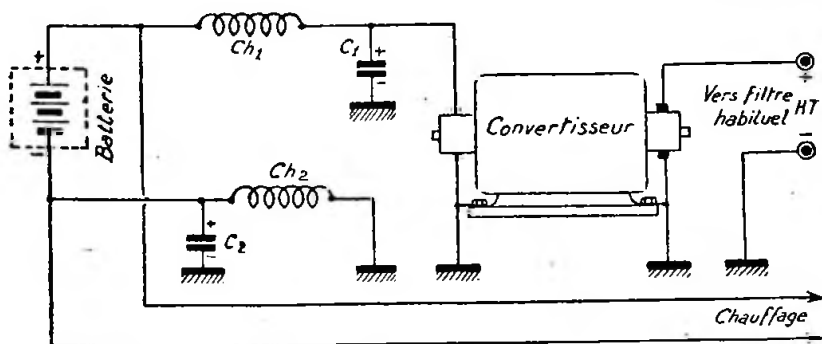


Fig. VI-14

dont l'entrée peut être attaquée par un réseau de distribution en courant continu 120 ou 240 volts. La suite du montage reste inchangée.

§ 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 résis-

tance fer-hydrogène auto-régulatrice Rég. (1).

La figure VI-16 montre la courbe de régulation d'une régulatrice fer-hydrogène.

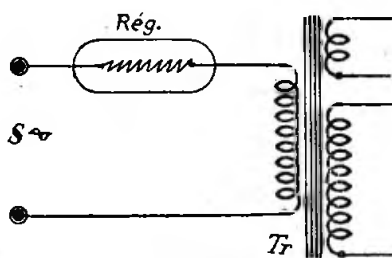


Fig. VI-15

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.

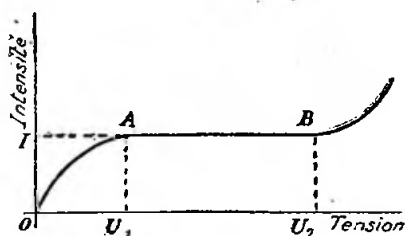


Fig. VI-16

(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 $U_m = (U_1 + U_2)/2$.

Il existe également d'autres systèmes de régulation de la tension secteur (régulation magnétique par selfs saturés) sur lesquels nous n'insisterons pas.

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 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., etc.).

L'effet de régulation repose sur la propriété que possède un tube à 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.

Le tube régulateur VR est monté avec une résistance série R aux bornes de la H.T. ; cette dernière devra être plus éle-

vée 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 règle 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.

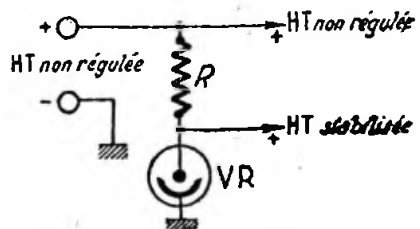


Fig. VI-17

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).

Cherchons à calculer la résistance interne d'un tube régulateur ; cette résistance ΔU 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 ΔU de tension aux bornes de VR (soit, dans notre exemple : $150 - 148,75 = 1,25$ V)

entraîne une variation Δi de courant dans le tube (soit $30 - 15 = 15$ 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 :

$$\frac{r}{R} = \frac{\Delta U}{\Delta E}$$

ΔE étant la variation de H.T. entraînant une variation ΔU pour la tension d'utilisation régulée. Pratiquement, dans un calcul rapide, on fait :

$$R \geq \frac{1.000 (E - U)}{I}$$

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.

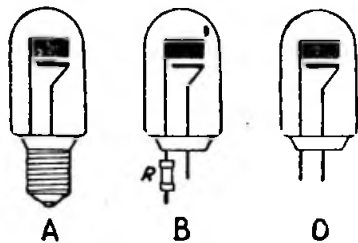


Fig. VI-18

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

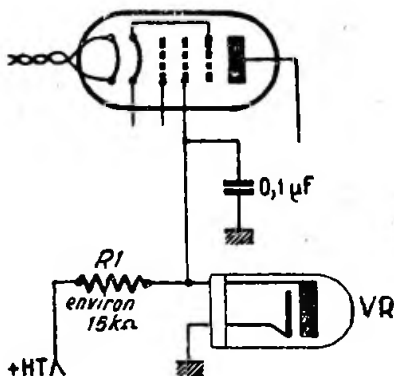


Fig. VI-19

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. Notons que l'on peut prendre, soit une ampoule au néon pour 110 V, soit pour 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 par un tube spécialement prévu pour cet usage... mais c'est tout de même mieux que rien !

Lorsque l'on désire réguler des tensions élevées, il suffit de monter plusieurs tubes en série (fig. VI-20). Il faut, naturellement, utiliser des régulateurs identiques au point de vue courant les traversant. Les tubes américains sont intéressants pour cela ; en fait, ils consomment tous 30 milliampères. Ils se font en plusieurs tensions (75, 90, 105 et 150 volts), ce qui permet de réali-

ser 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

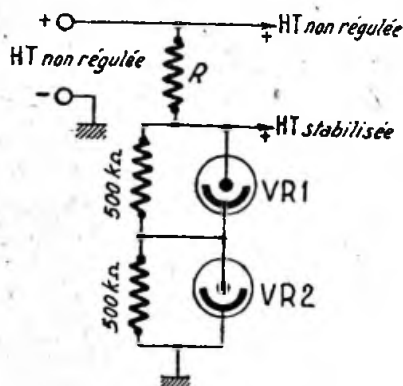


Fig. VI-20

de 250.000 à 500.000 ohms, comme le montre la figure VI-20.

Les gaz de remplissage employés dans les régulateurs sont généralement : le néon,

Plus haut, nous avons vu les caractéristiques essentielles des tubes américains courants que sont les VR75-30, VR90-30, VR105-30 et VR150-30. 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 : OA2 (150-25) ; OB2 (108-25) ; IB47 (82-2) ; 874 (90-45) ; 991 (60-2) ; 1265 (90-25) ; 1266 (70-35) ; OA3 = VR75 ; OB3 = VR90 ; OC3 = VR105 ; OD3 = VR150.

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) ; STV150/200 (140-200) ; STV150/20 (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 quatre anodes : 285, 214, 142 et 71 volts.

Précisons, pour terminer, que l'action de régulation des tubes stabilisateurs à gaz est absolument instantanée.

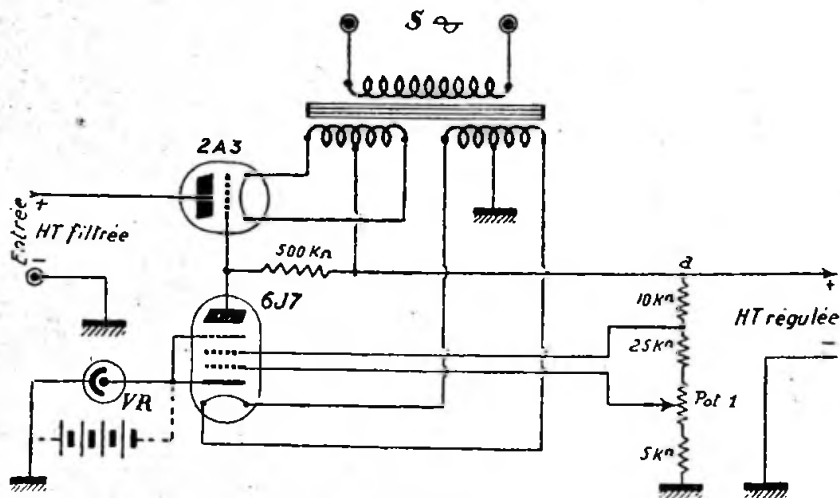


Fig. VI-21

l'hélium, et l'hélium + vapeur de mercure. Les formules exposées ci-dessus s'appliquent de la même façon pour tous, et la courbe de régulation est sensiblement identique (hélium, mercure : leur violette ; néon : leur rouge orangé).

3° Régulateur automatique.

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 ré-

sistance 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 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).

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.

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

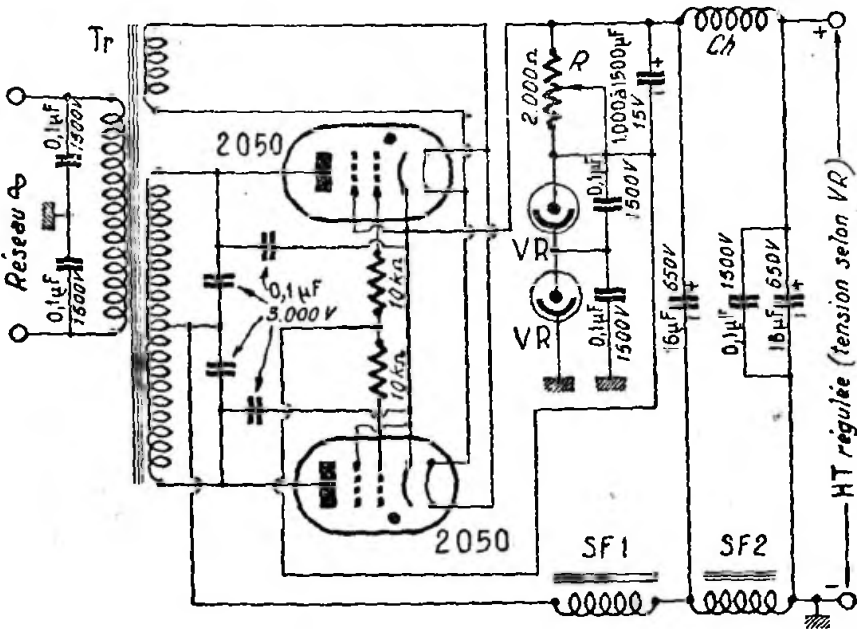


Fig. VI-22

Par l'intermédiaire du potentiomètre Pot., 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,

reste du schéma, organes et valeurs, est inchangé).

Un autre montage, très intéressant également, est schématisé sur la figure VI-22.

Comme ce système nécessite l'emploi de tubes thyatron tétraodes en redresseur, nous avons représenté l'ensemble de l'alimentation. On se rappelle qu'il est possible de commander un thyatron par simple variation de tension sur la grille (1).

(1) L'anode du thyatron étant alimentée en courant alternatif, bien entendu.

Les thyatrones tétraodes 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 self d'entrée. Dans le « + H.T. », nous avons simplement une bobine d'arrêt Ch (type R100) destinée à bloquer les perturbations provoquées par les thyatrones.

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 tension 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 réglée est évi-

demment déterminée par le groupement et le type des tubes VR utilisés (voir précédemment « 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 thyatrones 2050 sont construits en France par Mazda.

Note. — En manière de conclusion, signalons que nous passons volontairement sous silence les alimentations par piles ou accumulateurs, qui présentent rien de particulier.

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 débiter 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 diélectrique (pour l'air, $K = 1$; pour le mica, $K = 7$);

S = surface active d'une lame en cm^2 ;

N = nombre total de lames;

e = épaisseur du diélectrique en cm. (inter-lame).

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 neutrody-nage) :

$$C_{cm} = \frac{h}{2 \log. \text{nép.} \frac{r_2}{r_1}}$$

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 :

$$L_{\mu H} = 0,02 N^2 R$$

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 :

$$L_{\mu H} = \frac{0,315 N^2 R^2}{6R + 9e + 10l}$$

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 ;

$$a = \text{rayon moyen } \frac{R + r}{2} ;$$

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 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 sursension (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 sursension Q est plus élevé, puisqu'il faut moins de fil (R diminue) et parce que le flux de fuites décroît.

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 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 à l'aide d'une self étalon L et d'un condensateur variable CV dont il est

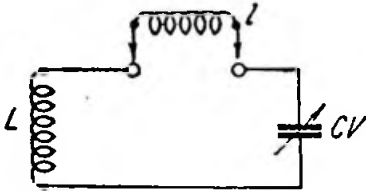


Fig. VII-1

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 :

$$l = L \frac{C - c}{c}$$

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 :

$$n = \frac{ND}{d}$$

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 soit 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 bakérisé de 30 mm. de diamètre.

Le tableau ci-dessous donne les nombres de tours des bobinages des différents circuits pour les bandes 10, 20, 40 et 80 mètres.

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 masse.

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 arrêtons-nous là ces exemples types ; car, d'une part, le lecteur trouvera 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 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-2, 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.

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.

Soit à trouver la self d'un bobinage de 10 spires enroulées sur un mandrin de 25 mm. de diamètre et sur une longueur

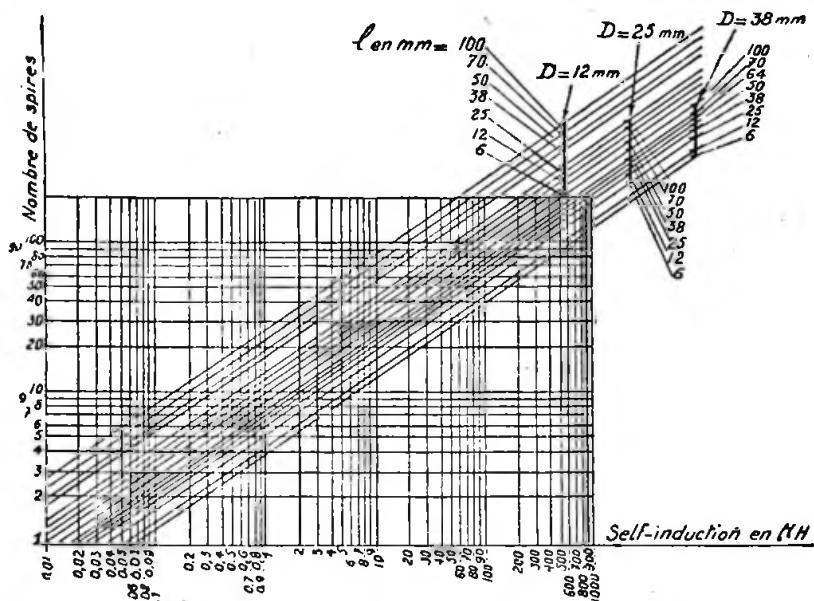


Fig. VII-2

Premier exemple. — Détermination d'une self devant couvrir la bande 20-50 mètres avec un condensateur variable de 100 pF.

La formule : $\lambda = 1,885 \sqrt{LC}$ donne $L = 7,6 \mu\text{H}$ 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.

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.

(1) Notons que cette façon de faire n'est pas obligatoire; on peut avoir aussi : $MF = Fl - Fi$.

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 (1) 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 Optalix OC330, s'utilisant avec un condensateur variable de 3×130 pF ; il couvre sans trou la bande de fréquences de 3,2 Mc/s à 31,5 Mc/s en 4 gammes.

2° Le bloc S.U.P. 696HF, prévu pour fonctionner conjointement avec un CV de 3×96 pF ; il couvre sans trou depuis 3,2 Mc/s jusqu'à 50 Mc/s en 6 gammes.

3° 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.

4° Enfin, le bloc « MX », conçu par Métox et Zénith. Ce bloc forme un ensemble compact, tout câblé, comportant le condensateur variable et les tubes, à savoir : 6M7 en HF, 6M7 en oscillateur, et 6E8 en convertisseur. Ce bloc possède sensiblement les mêmes caractéristiques que le fameux bloc type 7512 de Meissner qui a universellement conquis le marché. La bande de fréquences couverte s'étend de 555 kc/s à 31 Mc/s sans trou, en 5 gammes.

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 (Oméga, ACRM, Layta, 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.

F. — Réalisation des transfos M.F.

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 transfos 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 bakélinisé) 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 transfos est de 40 mm. ; on réduit cette distance à 25 mm., afin d'augmenter le couplage pour le transfo 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).

§ 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

(1) Se méfier des blocs avec étage H.F. aperiodique !

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 self 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.

C en pF	L bande 80 mètres	L bande 40 mètres	L bande 20 mètres
50	40 spires A \varnothing 100 36 spires B \varnothing 100 70 spires C \varnothing 50 52 spires C \varnothing 65 60 spires D \varnothing 40 34 spires D \varnothing 65	36 spires A \varnothing 50 20 spires A \varnothing 75 14 spires A \varnothing 100 35 spires B \varnothing 50 17 spires B \varnothing 75 34 spires C \varnothing 40 17 spires C \varnothing 65 19 spires D \varnothing 40 12 spires D \varnothing 65	12 spires A \varnothing 50 8 spires A \varnothing 75 12 spires B \varnothing 50 7 spires B \varnothing 75 12 spires C \varnothing 40 7 spires C \varnothing 65 11 spires D \varnothing 40 7 spires D \varnothing 50 5 spires D \varnothing 65
	24 spires A \varnothing 100 22 spires B \varnothing 100 40 spires C \varnothing 50 30 spires C \varnothing 65 35 spires D \varnothing 40 24 spires D \varnothing 50 20 spires D \varnothing 65	22 spires A \varnothing 50 12 spires A \varnothing 75 8 spires A \varnothing 100 20 spires B \varnothing 50 10 spires B \varnothing 75 19 spires C \varnothing 40 10 spires C \varnothing 65 11 spires D \varnothing 40 7 spires D \varnothing 65	7 spires A \varnothing 50 5 spires A \varnothing 75 7 spires B \varnothing 50 4 spires B \varnothing 75 7 spires C \varnothing 40 4 spires C \varnothing 65 6 spires D \varnothing 40 4 spires D \varnothing 50 3 spires D \varnothing 65
250	17 spires A \varnothing 75 11 spires A \varnothing 100 20 spires B \varnothing 65 15 spires B \varnothing 75 10 spires B \varnothing 100 28 spires C \varnothing 40 19 spires C \varnothing 50 14 spires C \varnothing 65 17 spires D \varnothing 40 12 spires D \varnothing 50 10 spires D \varnothing 65	10 spires A \varnothing 50 6 spires A \varnothing 75 9 spires B \varnothing 50 7 spires B \varnothing 65 9 spires C \varnothing 40 7 spires C \varnothing 50 5 spires C \varnothing 65 7 spires D \varnothing 40 5 spires D \varnothing 50 4 spires D \varnothing 65	4 spires A \varnothing 50 3 spires A \varnothing 65 4 spires B \varnothing 50 3 spires B \varnothing 65 4 spires C \varnothing 40 3 spires C \varnothing 50 3 spires D \varnothing 40 2 spires D \varnothing 50
	18 spires A \varnothing 50 7 spires A \varnothing 100 16 spires B \varnothing 50 9 spires B \varnothing 75 16 spires C \varnothing 40 8 spires C \varnothing 65 10 spires D \varnothing 40 7 spires D \varnothing 65	6 spires A \varnothing 50 4 spires A \varnothing 75 5 spires B \varnothing 50 4 spires B \varnothing 65 6 spires C \varnothing 40 4 spires C \varnothing 50	Sur 20 mètres, un CV de 500 pF ne convient pas.

Comme nous l'avons dit, on peut appliquer la formule :

$$L = \frac{1}{4 \pi^2 \cdot C \cdot f^2}$$

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 ci-après, 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 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 self réalisée en tube de cuivre de 6 mm. (spires à 9 mm. d'axe en axe).

B, self en tube de cuivre de 4 mm. (spires à 7 mm. d'axe en axe).

C, self en fil de cuivre de 20/10 de mm. (spires à 4 mm. d'axe en axe).

D, self en fil de cuivre de 16/10 de mm. (spires à 32/10 de mm. d'axe en axe).

Enfin, Ø 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 selfs 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 self (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 ci-après des tableaux 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 selfs 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-3 et VII-4 donnent deux abaques permettant également la détermination des bobinages convenant pour

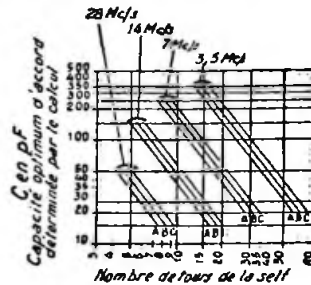


Fig. VII-3

une bande donnée, d'après la valeur du condensateur variable établie par le calcul.

Sur la figure VII-3, les courbes sont établies pour des selfs 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-4 permet de déterminer le nombre de tours de la self selon la valeur de la capacité trouvée par le calcul pour les bandes 7, 14 et 28 Mc/s, mais la self étant réalisée en tube de cuivre de 6 mm. enroulé sur air avec un diamètre intérieur de 63 mm. et un écartement de 6 mm. entre chaque tour.

TABLEAU I

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 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 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	50 tours, longueur 440 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	40 tours, longueur 440 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 9 $\frac{m}{m}$	100 pF chaque section
40	non recommandé	46 tours, longueur 400 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	34 tours, longueur 300 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	28 tours, longueur 300 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	22 tours, longueur 300 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	35 pF chaque section
20	32 tours longueur 380 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	20 tours, longueur 300 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	16 tours, longueur 300 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	14 tours, longueur 300 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	10 tours, longueur 300 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	35 pF chaque section
10	8 tours longueur 100 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	6 tours, longueur 300 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	4 tours longueur 100 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	4 tours, longueur 100 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	3 tours, longueur 100 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	35 pF chaque section

TABLEAU 2

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, $\frac{m}{m}$, longueur 500 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	40 tours, $\frac{m}{m}$, longueur 440 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	30 tours, $\frac{m}{m}$, longueur 440 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	100 pF
40	non recommandé	36 tours, $\frac{m}{m}$, longueur 350 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	24 tours, $\frac{m}{m}$, longueur 300 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	20 tours, $\frac{m}{m}$, longueur 300 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	16 tours, $\frac{m}{m}$, longueur 300 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	35 pF
20	22 tours, $\frac{m}{m}$, longueur 300 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	16 tours, $\frac{m}{m}$, longueur 300 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	12 tours, $\frac{m}{m}$, longueur 300 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	10 tours, $\frac{m}{m}$, longueur 300 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	8 tours, $\frac{m}{m}$, longueur 300 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	35 pF
10	6 tours, $\frac{m}{m}$, longueur 125 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	4 tours, $\frac{m}{m}$, longueur 125 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	4 tours, $\frac{m}{m}$, longueur 125 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	4 tours, $\frac{m}{m}$, longueur 125 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	2 tours, $\frac{m}{m}$, longueur 125 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	35 pF

TABLEAU 3

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 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	46 tours, longueur 440 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	36 tours, longueur 440 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	100 pF chaque section
40	non recommandé	36 tours, longueur 350 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	24 tours, longueur 250 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	20 tours, longueur 250 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	16 tours, longueur 250 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	35 pF chaque section
20	24 tours, longueur 250 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	16 tours, longueur 250 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	12 tours, longueur 250 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	10 tours, longueur 250 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	8 tours, longueur 250 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	35 pF chaque section
10	8 tours, longueur 130 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	6 tours, longueur 130 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	4 tours, longueur 130 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	4 tours, longueur 130 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	3 tours, longueur 130 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	35 pF chaque section

TABLEAU 4

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 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	40 tours, longueur 440 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	30 tours, longueur 440 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	100 pF
40	non recommandé	32 tours, longueur 350 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	22 tours, longueur 300 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	18 tours, longueur 300 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	14 tours, longueur 300 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	35 pF
20	18 tours, longueur 250 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	14 tours, longueur 250 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	10 tours, longueur 250 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	8 tours, longueur 250 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	6 tours, longueur 250 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	35 pF
10	4 tours, longueur 125 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	4 tours, longueur 125 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	4 tours, longueur 125 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	4 tours, longueur 125 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	2 tours, longueur 125 $\frac{m}{m}$, tube cuivre 6 $\frac{m}{m}$	35 pF

TABLEAU 5

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 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).

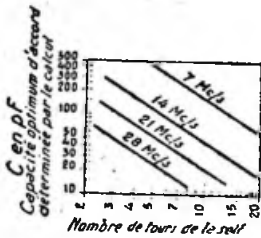
Fils utilisés { fil A : 12/10 deux couches coton
fil B : 12/10 émaillé
fil C : 16/10 émaillé

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 $\frac{m}{m}$	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

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 dans le *Haut-Parleur*, n^{os} 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.

§ 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 self 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.

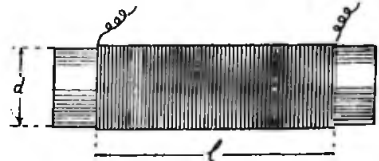
Le diamètre du fil est déterminé par l'intensité du courant continu pouvant traverser la bobine.

Un autre point à surveiller est la tension H.F. qu'une self de choc peut tenir entre ses bornes sans qu'il ne s'y produise une décharge détériorant la bobine.

(1) Cas où le circuit considéré devra fonctionner sur plusieurs bandes.

Plusieurs modes de construction de selfs 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



haute qualité H.F. (fig. VII-5). 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 et de la capacité répartie par les relations simples approximatives suivantes :

$$L_{\mu H} = 0,0267 \frac{d^2 \cdot n^2}{d + 3l}$$

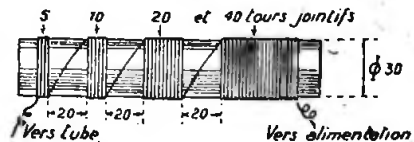
$$CpF = 1,4 d$$

dans lesquelles nous avons : *d*, diamètre de la self en centimètre ; *l*, longueur de l'enroulement en centimètre ; *n*, nombre de spires de la self.

On en déduit immédiatement la fréquence de résonance *F* (fréquence de blocage).

$$F \text{ Mc/s} = \frac{1.000}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Un autre type de self de choc réalisable par l'amateur est donné sur la figure VII-6. 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 pro-

priétés en haute fréquence sont bien médiocres.

Théoriquement, une self 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 self 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 selfs de choc de façon qu'elles présentent leur impédance maximum pour cette fréquence.

On constitue également d'excellentes selfs 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-7). Les selfs de choc du commerce sont réalisées selon ce dernier principe.



Fig. VII-7

Expérimentalement, on peut se rendre compte de l'efficacité d'une self 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 fréquence 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 self 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 U.H.F.

Les selfs 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 (le coefficient devant être plus petit).

Mais ici aussi, dans le cas d'un émetteur (ou d'un récepteur) devant travailler sur plusieurs bandes (par exemple 2,50 et 5 mètres), il faudra faire attention que la

self 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 bonne self U.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-8

Un excellent procédé consiste à enrouler le fil à écartement variable (le pas va se resserrer vers l'alimentation), comme le montre la figure VII-8.

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).

Self d'arrêt commerciales.

A titre de documentation, nous indiquons, ci-dessous, les caractéristiques essentielles des selfs d'arrêt fabriquées par « National ». Nous citons :

1° La série R 100; coefficient de self-induction 2,5 mH; intensité admissible 125 mA; bloquant de 3 à 3.000 mètres (!) et appelée pour cela « self d'arrêt universelle »; cette série comporte des bobines présentant aussi un coefficient de self-induction de 5 ou 10 mH.

2° La série R 300; coefficient de self-induction de 0,5, 1, 2,5 ou 5 mH; intensité admissible 300 mA.

3° La self 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 série 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 self 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 self 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 6Ω , l'intensité maximum admissible de 800 mA, et la tension de rupture de 12.500 volts.

6° La self R 50 ; mêmes caractéristiques que la R 100, mais avec intensité maximum de 50 mA.

7° La self R 33 pour U.H.F. ; intensité admissible 33 mA ; inductance 1, 10, 50 ou 100 μ H.

8° La self R 60 pour U.H.F. ; intensité admissible 500 mA ; inductance 2 ou 4 μ H.

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 de choc devant satisfaire à telle ou telle condition.

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

A) Amplification directe.

1° Appareil à réaction deux tubes. Récepteur de bande.

C'est le montage classique du débutant, montage dénommé 0-V-1. Rappelons brièvement comment fonctionne cette désignation, en faveur chez les O.M. : V désigne la détectrice ; le chiffre précédant la lettre, le nombre de lampes H.F. (ici aucune, par conséquent) ; le dernier chiffre indique le nombre de lampes B.F. (donc une ici).

Le montage de ce récepteur simple est donné sur la figure VIII-1. La réaction se

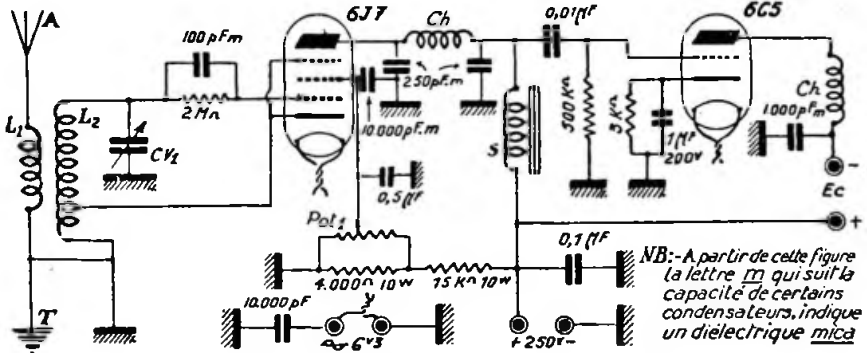


Fig. VIII-1

adopté. Ces défauts éventuels seront décelés au moment de l'alignement (voir chapitre IV, § 8).

Ce paragraphe est divisé en deux parties, à savoir : récepteurs à amplification directe et récepteurs à changement de fréquence.

commande par la tension d'écran réglable par le potentiomètre Pot₁, de 50.000 ohms. La télégraphie se recevra, par conséquent, « en accroché ». La self à fer S est une self à haute impédance (choc B.F.). On pourra utiliser à défaut, le primaire d'un vieux transfo B.F. (rapport 3 ou 5, sans

importance, le secondaire étant laissé libre).

Aux bornes marquées E_c , on connecte un casque de résistance 2.000 ou 4.000 ohms ; si l'on préfère l'écoute en H.P., il suffit d'attaquer par la sortie E_c la grille d'un tube B.F. de puissance, 6V6 par exemple, par résistances et capacité.

Ch sont des bonnes selfs d'arrêt O.C. — genre R 100 — ou celles que nous avons décrites au chapitre VII, § 3.

L'alimentation, non représentée, est du type classique.

Voici les caractéristiques de L_1 et L_2 pour un condensateur variable C.V., de 20 pF, donnant ainsi un bel étalement des bandes d'amateur.

Toutes ces bobines sont réalisées sur mandrin de 38 millimètres de diamètre et d'excellente qualité H.F.

28 Mc/s. — L_2 : 9 tours de 16/10 émaillé, enroulés sur air, diamètre 20 millimètres, écartement de 1 millimètre entre spires ; prise cathode à 1 tour 1/2 côté masse.

L_1 : 2 tours 1/2 même fil, couplés à 10 millimètres côté masse.

Ces bobines peuvent être commutées facilement par le moyen d'un petit inverseur à galette, ou réalisées sur des mandrins à broches. On change alors purement et simplement de bobine à chaque changement de gamme. De toutes façons, les selfs, le C.V. — et le contacteur s'il

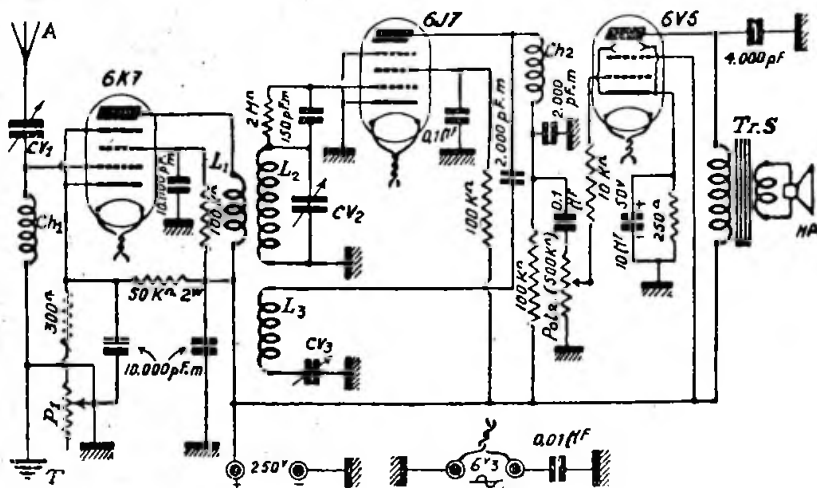


Fig. VIII-2

3,5 Mc/s. — L_2 : 46 tours de fil cuivre émaillé 25/100, spires jointives ; prise cathode à 2 tours côté masse.

L_1 : 12 tours de même fil, couplés à 15 millimètres côté masse.

7 Mc/s. — L_2 : 23 tours de fil cuivre émaillé 10/10 ; écartement de 1 millimètre entre chaque spire et la suivante ; prise cathode à 1 tour côté masse.

L_1 : 7 tours de même fil, couplés à 15 millimètres côté masse.

14 Mc/s. — L_2 : 11 tours de fil cuivre émaillé 10/10 ; écartement de 1,5 millimètre entre spires ; prise cathode à 1 tour côté masse.

L_1 : 3 tours de même fil, couplés à 15 millimètres côté masse.

et y a lieu — seront très rapprochés, afin de faire des connexions très courtes.

Note. — Sur la figure VIII-1, comme dans toutes celles qui vont suivre, la petite lettre m , suivant la valeur de capacité d'un condensateur, indique un diélectrique mica.

2° Récepteur ondes courtes de 10 à 180 mètres, amplification directe 3 tubes.

Le schéma est donné sur la figure VIII-2. C'est un 1-V-1, donc tube amplificateur haute fréquence suivi d'une détectrice et d'un tube amplificateur B.F. Il s'agit encore d'une détectrice grille ; mais, pour varier un peu, nous avons adopté la réaction électromagnétique avec commande électrostatique par C.V.

Le condensateur d'accord est C.V.₂, de 150 pF, avec résiduelle de 8 pF environ. Quant à C.V.₁, d'une capacité maximum de 50 pF, il permet le couplage variable de l'entrée sur l'étage H.F. amplificateur aperiodique (non accordé).

Le récepteur à amplification directe est, en général, l'appareil du débutant ; c'est pourquoi nous avons adopté un étage H.F. aperiodique, d'où découle une simplification quant au nombre de bobinages à réaliser. Cependant, on peut très bien construire un étage H.F. accordé qui amène, malgré tout, un gain plus intéressant.

Les modifications à apporter sont simples : on supprime la self d'arrêt Ch₁, et le couplage se fait en « indirect ». La self d'antenne est identique à L₁ et la self de grille du tube 6K7, identique à L₂, est accordée par un condensateur variable de 150 pF également.

Le potentiomètre P₁, de 10.000 ohms bobiné, permet le réglage du gain H.F., et Pot₂, de 500.000 ohms, le réglage du gain B.F.

Tr.S. est le transformateur de sortie adapté à la charge d'anode de la 6V6 (soit 5.000 ohms) et à la bobine mobile du haut-parleur. Les deux selfs d'arrêt Ch₁ et Ch₂ doivent être très efficaces sur toute la gamme O.C., de 10 à 180 mètres. La réception de la télégraphie s'effectue par accrochage de la réaction à l'aide de C.V.₂.

Les ondes courtes de 10 à 180 mètres se reçoivent en quatre sous-gammes :

- A, de 10 à 25 mètres.
- B, de 22 à 47 mètres.
- C, de 40 à 90 mètres.
- D, de 80 à 180 mètres.

Voici, pour terminer, les caractéristiques des selfs L₁, L₂ et L₃ :

Gamme A :

- L₁ : 3 tours 3/4 de 5/10 émaillé ; écartement de 1,3 millimètre entre spires.
- L₂ : 3 tours de 20/100 deux couches soie, bobinés entre les spires de L₁.
- L₃ : 2 tours de 5/10 émaillé ; écartement de 1 millimètre entre spires ; L₃ est couplé à L₂ à une distance de 2 millimètres côté masse.

Gamme B :

- L₂ : 9 tours de 5/10 émaillé ; écartement de 1,3 millimètre entre spires.
- L₁ : 4 tours de 20/100 deux couches soie, bobinés entre les spires de L₂ à partir du côté masse.
- L₃ : 4 tours de 5/10 émaillé ; écartement de 1 millimètre entre spires ; L₃ est couplé à L₂ à une distance de 2 millimètres côté masse.

Gamme C :

- L₂ : 23 tours de 5/10 émaillé ; écartement de 1,3 mm. entre spires.
- L₁ : 9 tours 20/100 deux couches soie, bobinés entre les spires de L₂ à partir du côté masse.
- L₃ : 10 tours de 20/100 deux couches soie jointifs ; L₃ est couplée à L₂ à une distance de 4 mm. côté masse.

Gamme D :

- L₂ : 38 tours de 3/10 émaillé, spires jointives.
 - L₁ : 10 tours de 3/10 émaillé jointifs, enroulés du côté grille de L₂ à une distance de 5 mm. côté masse.
- Toutes ces selfs sont réalisées sur des mandrins d'excellente qualité H.F. de 38 mm. de diamètre (un mandrin par bande).

3° 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.

Ces quelques lignes s'appliquent, d'ailleurs, aussi bien aux récepteurs à amplification directe qu'aux changeurs de fréquence.

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.

Dans le cas des récepteurs à amplification directe, avec détection par la grille cas des montages des figures VIII-1 et 2), il est nécessaire de placer le tube détecteur (6J7), ainsi que le condensateur et la résistance de grille 1, à l'intérieur d'un blindage métallique ; cela, afin d'éviter les roulements d'induction toujours gênants.

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. Ensuite, les masses des différents étages seront reliées

par un gros fil de cuivre de 30/10 de mm. En O.C., le succès est à ce prix. (Voir également chapitre XX § 1, n° 19.)

B) 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-3, un tableau synoptique des divers éléments de constitution.

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

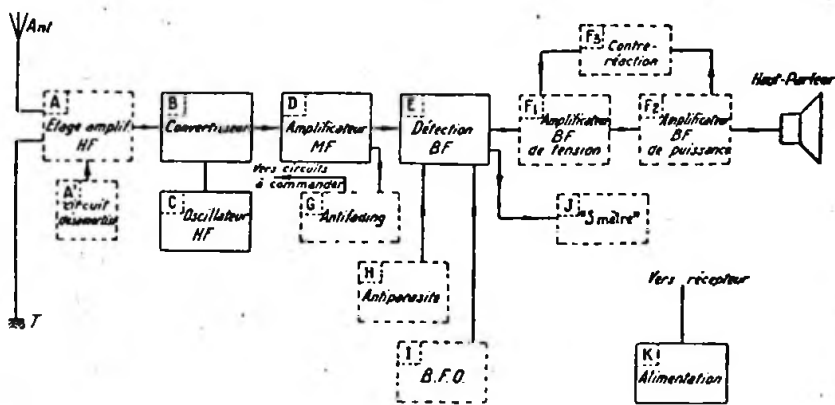


Fig. VIII-3

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-3 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.

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

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 « MX » de Métox, 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).

E représente de détecteur B.F.; voir figures IV-27, 28, 29, 31, 32 et 33.

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.

F est la section basse fréquence: F₁ amplificateur de tension; F₂ amplificateur de puissance; F₃ circuit de contre-réaction (voir fig. IV-54 à 72). Naturellement, une écoute au casque est possible directement à la sortie de E.

H représente le circuit antiparasite, ce dernier étant très souvent combiné avec l'étage détecteur B.F. (voir figures IV-40,

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, 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

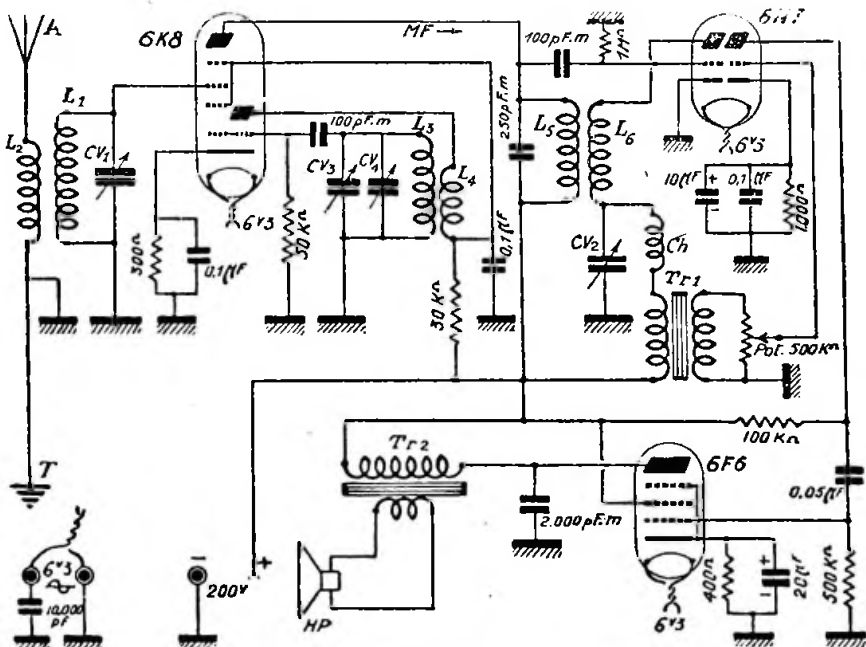


Fig. VIII-4

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

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 anti-parasite 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 fréquence 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-4.

Le tube changeur de fréquence 6K8 peut être remplacé, à la rigueur, par un 6E8, si l'on préfère. A la sortie de ce tube, on dispose d'une fréquence intermédiaire constante en L_6 . La première section de la double triode 6N7 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 6F6, 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 6 ohms).

CV_1 est le condensateur variable d'accord (100 pF).

CV_2 est le condensateur variable d'hétérodyne de 100 pF (oscillation locale); CV_3 , petit condensateur de 15 pF, permet l'étalement de la bande (effet de band-spreading).

La self de choc 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_4 de 18 tours de même fil.

Pour en terminer avec ce montage, voici les caractéristiques des selfs L_1 - L_2 (accord) et L_3 - L_4 (oscillateur). Nous avons 5 bobines à réaliser, numérotés de I à V, et qui permettent de couvrir de 1.700 à 14.500 kc/s avec les combinaisons suivantes (selfs 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 14.000	IV	V

Caractéristiques des bobinages I, II, III, IV et V.

L_1 ou L_2

- 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_3 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.
- V 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_3 .

Réalisé avec soin, ce petit récepteur est d'un fonctionnement remarquable en regard de sa simplicité.

2° Changeur de fréquence 10 tubes.

Le schéma de montage est donné sur la figure VIII-5. Notons tout de suite que nous n'avons représenté que le récepteur proprement dit, sans ses compléments (soit

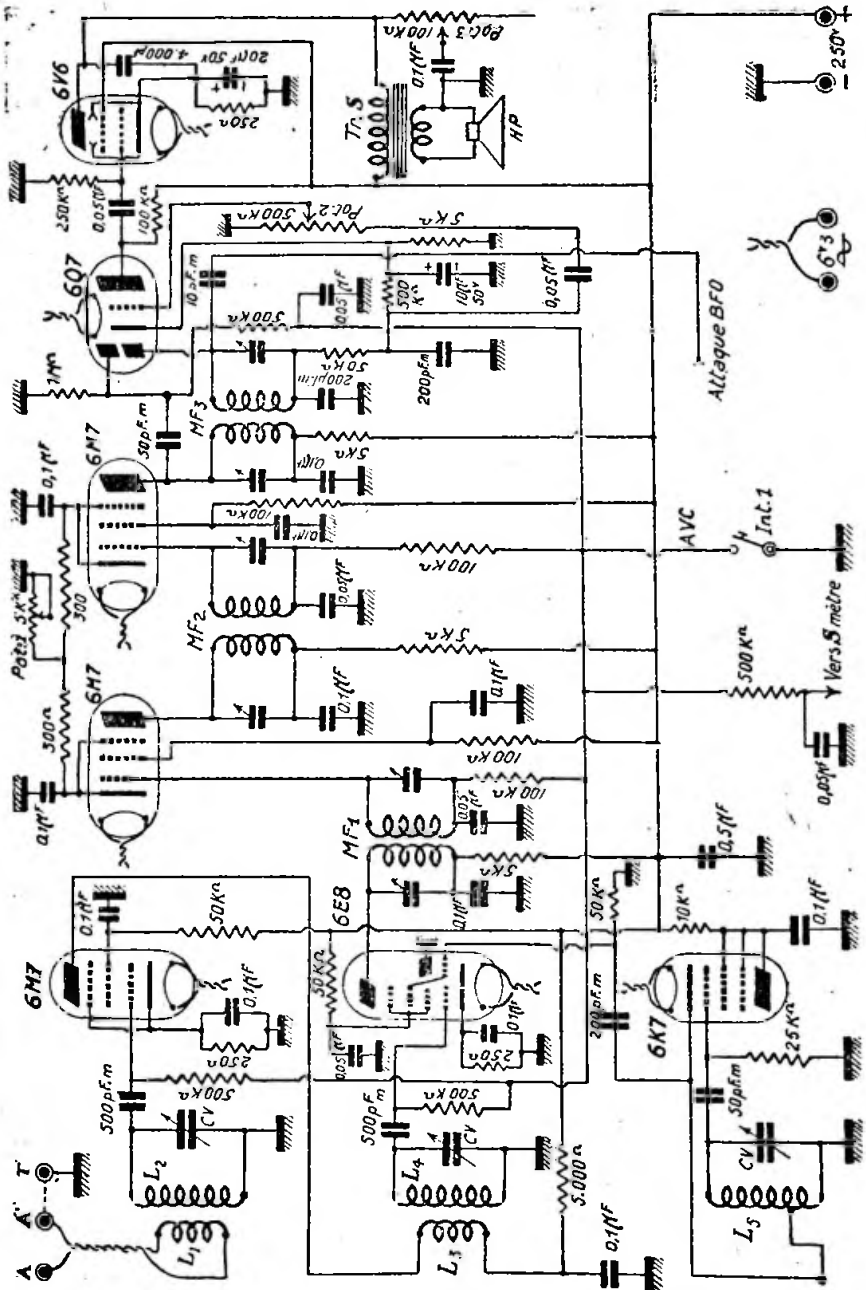


Fig. VIII-5

7 lampes). Notre réalisation comporte en plus : un oscillateur de battement (B.F.O.) 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 5Y3G). Cela fait donc 3 lampes supplémentaires et correspond aux 10 tubes annoncés par le titre.

Ce récepteur utilise une 6M7 en amplificatrice H.F., suivie d'une 6E8 montée en convertisseuse, avec oscillatrice séparée E.C.O. 6K7. Puis nous avons deux tubes 6M7 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 6V6, pour l'alimentation du haut-parleur.

Les transfos MF₁, MF₂ et MF₃ sont accordés sur 472 kc/s ; on trouve ces jeux de transformateurs pour amplificateur à deux étages assez facilement dans le commerce. Le potentiomètre Pot₁ permet le réglage du gain moyenne fréquence.

Par l'interrupteur Int., 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 Pot₂.

Un « tonc-control » est également prévu par le réglage de Pot₃.

Tr.S est le transfo 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

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 mm.	15 tours jointifs 20/100 deux couches soie, couplés à L ₄ 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 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 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 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

ordinaire, en reliant électriquement A' et T.

Les trois condensateurs variables ont une valeur de 120 pF, commande unique.

Trois groupes de selfs sont nécessaires, respectivement : L₁-L₂, L₃-L₄ et L₅; 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 nous donnons page 200 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 minimales.

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.

Nous arrêterons là, la description de ce récepteur déjà excellent; mais ceux qui désireraient un appareil encore plus com-

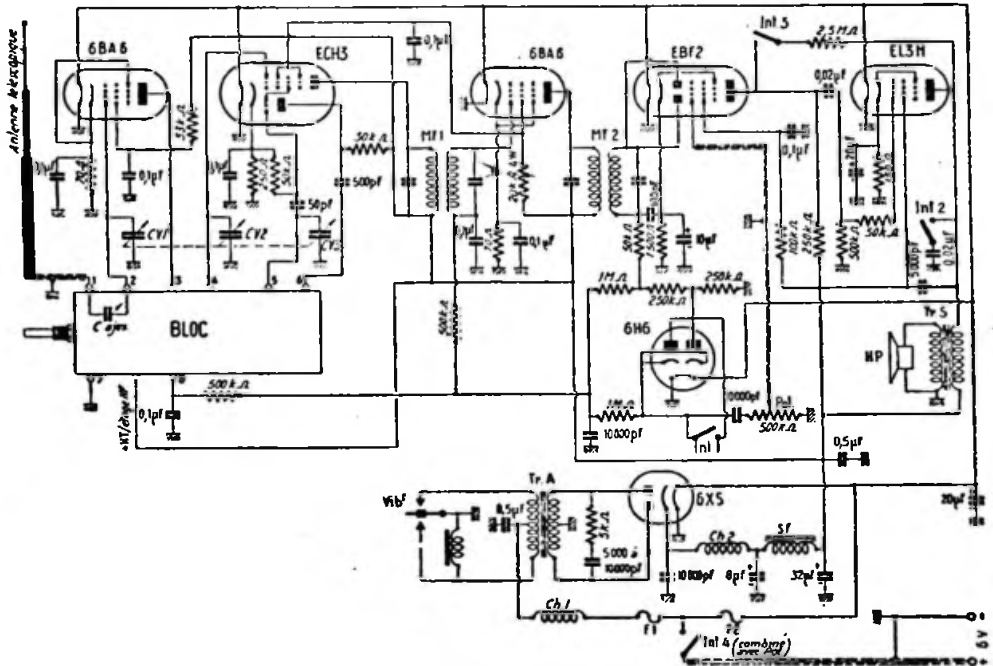


Fig. VIII-6

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.

plet pourront se reporter au chapitre XIV, où un récepteur moderne à 17 tubes est décrit.

3° Récepteur mobile.

Le récepteur dont la description suit a été établi pour fonctionner sur voiture automobile; néanmoins, il pourra être utilisé dans n'importe quelle autre situation,

son alimentation étant faite à partir d'une batterie d'accumulateurs de 6 volts. D'aucuns s'étonneront de voir figurer un récepteur-voiture dans ces pages ; mais, comme nous le verrons au cours du chapitre XVII, il sera utilisé dans l'équipement radioélectrique (émetteur et récepteur) d'une voiture automobile. En effet, il permet l'écoute, tel quel, des bandes 20 et 40 mètres ; pour la bande 10 m., il doit être précédé d'un adaptateur (voir chapitre XVII, § 11-I).

La construction du poste-voiture effraie de nombreux radioélectriciens (même chevronsés !), à tort, d'ailleurs ; c'est un récepteur comme les autres, si ce n'est qu'il doit être excessivement sensible (en raison de la faiblesse de l'antenne), petit (afin de ne pas gêner les passagers), et fonctionner sur la batterie du véhicule. Naturellement, nous ne dissimulerons pas que l'installateur a parfois du fil à retordre avec les parasites du moteur ; mais nous allons voir successivement ces différents points en étudiant le montage décrit dans les lignes qui suivent, montage ayant fait ses preuves.

Le schéma de l'ensemble est donné par la figure VIII-6. Comme on peut le voir, il s'agit d'un récepteur comportant un étage H.F. muni d'un tube EF8 ; nous ne sommes pas partisan, en effet, des postes voitures sans étage haute fréquence. La faible longueur de l'antenne n'admet pas un poste souffrant de sensibilité ; au voisinage d'un émetteur, tout va bien !... mais, sur la route, il se produit des « trous » où l'on ne peut rien entendre de correct (1).

Avec certains blocs de bobinages ordinaires (sans circuit H.F.), il est possible quelquefois d'obtenir d'excellents résultats en connectant la tige télescopique d'antenne directement à la grille modulatrice du tube convertisseur au moyen d'un fil ordinaire. Retoucher, alors, soigneusement les trimmers d'accord.

Avec étage HF, la bête noire est évidemment le bloc de bobinages qu'il faut trouver le plus petit possible ; cependant, certains constructeurs fabriquent actuellement des blocs miniatures avec H.F. spéciaux pour postes-voitures.

D'autre part, l'amateur bricoleur pourra, soit construire un petit bloc de toutes pièces avec les bobinages de deux autres blocs, par exemple, soit tourner la diffé-

culté en utilisant un bloc miniature ordinaire, et en ajoutant une galette et des bobines supplémentaires, comme il est indiqué au chapitre XVII, § 11-I.

Voici les connexions du bloc représenté sur la figure VIII-6 :

Antenne voiture type télescopique : 1 ; grille H.F. accordée par CV₁ : 2 ; plaque H.F. : 3 ; grille changeuse de fréquence accordée par CV₂ : 4 ; grille oscillatrice accordée par CV₃ : 5 ; plaque oscillatrice : 6 ; masse : 7 ; antifading : 8.

Outre sa connexion au châssis, la borne 7 doit être reliée aux masses et fourchettes de contact de CV₁, CV₂ et CV₃ par une tresse de cuivre ; ces condensateurs variables sont évidemment 3 cages de 460 pF calées sur le même axe (commande unique). Par un système mécanique simple, l'entraînement du cadran est facile à réaliser (suivant le type employé).

L'étage changeur de fréquence est équipé d'un tube ECH3, et l'étage M.F., d'un 6BA6 ; les transformateurs MF₁ et MF₂ sont accordés sur la fréquence standard 472 kc/s. A la sortie de MF₂, nous avons la détection habituelle fournie par les diodes d'un tube EBF2, la partie pentode de ce dernier fonctionnant en première amplificatrice basse fréquence.

Mais, d'autre part, à la sortie de MF₂, nous avons également un système écréteur (noise-limiter) équipé d'un tube double diode 6H6. Cet écréteur permet de venir à bout de certains parasites de bougies du moteur qui pourraient gêner l'audition de certains émetteurs reçus faiblement. Le choix du tube 6H6 est assez délicat ; il faut parfois en essayer plusieurs avant d'en retenir un dont le fonctionnement est correct. Comme on le voit, le montage de ce « noise limiter » est relativement simple et son efficacité n'est pas à dédaigner ; on peut, d'ailleurs, en supprimer l'effet par la manœuvre de l'interrupteur bouton-poussoir Int.₁.

Le réglage du gain B.F. s'effectue par le potentiomètre Pot. de 500.000 Ω.

L'étage B.F. de sortie est équipé d'un tube EL3 actionnant un petit haut-parleur à champ permanent de 13 à 16 centimètres H.P. Deux interrupteurs boutons-poussoirs Int.₂ et Int.₃ permettent d'agir sur la courbe de réponse de la partie basse fréquence ; le premier, fonctionnant en tonalité, coupe les fréquences aiguës en shuntant l'anode du tube EL3 par une capacité de 0,02 μF ; le second opère, en le fermant, une contre-réaction partielle de plaque à plaque des tubes B.F.

Les boutons-poussoirs Int.₁, Int.₂ et Int.₃ sont réunis côte à côte sur le panneau

(1) L'emploi des tubes 6BA6 à pente élevée (4,4 mA/V) aux étages H.F. et M.F. assure une sensibilité extraordinaire à ce récepteur mobile. Pour les autres tubes, on notera qu'il est parfaitement possible d'utiliser les tubes correspondants de la série Rimlock-Médium : ECH42 à la place de ECH3, EAF41 à la place de EBF2, EL41 à la place de EL3N.

avant (voir fig. VIII-7) ; ils permettent toujours d'éliminer divers souffles, bruits de fond, parasites, etc., et leur manœuvre judicieuse amène une amélioration appréciable de l'audition des émetteurs faibles ou lointains.

Le transformateur de sortie Tr. S. est adapté pour le H.-P. utilisé et le tube EL3 : primaire 7.000 ohms, et, en général, secondaire 6 ohms environ.

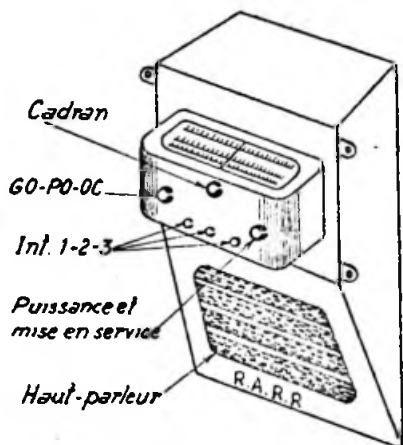


Fig. VIII-7

Passons maintenant à la partie alimentation représentée au bas de la figure VIII-6.

Tr. A. est le transformateur H.T. habituel spécial pour vibreur (primaire). Le vibreur employé est du type simple, le redressement étant effectué par une valve type 6X5.

La self d'arrêt Ch. est réalisée en bobinant 55 tours de fil 20/10 de mm. cuivre émaillé sur un mandrin de 25 mm. de diamètre (enroulement à spires jointives).

Ch₂ est une R100 de National ; quant à la self de filtrage S.F., elle doit présenter une inductance de 10 henrys environ à 100 mA (résistance en courant continu 100 ohms).

A la sortie de S.F., on doit avoir une tension redressée et filtrée de 250 à 275 volts.

F₁ et F₂ sont des fusibles calibrés sous tube de verre de respectivement 10 et 15 ampères.

La consommation totale de ce récepteur se situe aux environs de 7 ampères. La mise en service s'opère par Int., interrupteur combiné avec le potentiomètre Pot.

La partie alimentation, montée évidemment dans le même coffret que le récep-

teur, sera néanmoins câblée dans un coin du châssis et, ensuite, cloisonnée à l'aide d'écrans en aluminium.

Le fil d'alimentation reliant le récepteur à la borne + de la batterie est constitué par un câble souple de 20/10 de mm. sous caoutchouc avec blindage soigneusement connecté à la masse. A ce sujet, précisons qu'il est nécessaire de réaliser partout d'excellentes masses, de parfaits retours à la carrosserie et au châssis de la voiture, chaque fois que cela est possible. Il est parfois utile de relier le poste lui-même directement à la borne - de la batterie par un gros fil de cuivre nu.

Encore une recommandation : l'antenne télescopique étant nécessairement fixée extérieurement à la carrosserie, il est indispensable de relier la borne « antenne » du récepteur à la base de la tige télescopique par un câble blindé à faibles pertes (blindage à la masse), comme l'indique la figure VIII-6. Il est parfois nécessaire aussi, pour augmenter encore la sensibilité et compenser les faibles dimensions de l'aérien, de placer, entre antenne et grille de l'étage H.F., une petite capacité ajustable C₁, de 30 pF maximum, capacité indiquée sur le dessin.

L'ensemble est monté dans un coffret métallique formant blindage parfait (fig. VIII-7) ; en haut, le récepteur proprement dit sur un petit châssis ; sur ce même châssis, mais dessous et couchés (!), la valve et le vibreur, en un mot l'alimentation bien cloisonnée à part. En bas, le haut-parleur est placé sur la face inclinée ; on perce, soit un trou unique que l'on « ferme » aux parasites par un grillage à mailles fines, soit des ouvertures genre « persiennes ».

Toutes les commandes sont réunies sur la partie proéminente du coffret ; la confection de ce dernier n'est évidemment pas à la portée de tous les radioélectriciens ; par contre, tout tôlier sera à même de faire quelque chose de propre. La présentation de ce récepteur peut d'ailleurs parfaitement être modifiée au goût de chacun.

Pour l'installation sur la voiture, il suffit de découper dans le tableau de bord un rectangle aux dimensions de la partie en saillie du coffret, et de fixer le récepteur par derrière au moyen des pattes prévues à cet effet.

Avant de passer aux dispositifs antiparasites à monter sur le véhicule, disons qu'il est sage de prévoir la fixation du condensateur variable et du haut-parleur de manière très souple : l'emploi du caoutchouc mousse est particulièrement recommandé.

Malgré le dispositif écréteur du récepteur, il est évidemment nécessaire de ré-

duire le plus possible les parasites à leur source même, c'est-à-dire sur les circuits électriques du moteur. Voici les 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 (3/10 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 traversant 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° Enfin, un moyen très énergique également consiste à intercaler en série dans le fil allant de la bobine au distributeur, une résistance de 25.000 Ω , et également, dans le fil de chaque bougie (à la sortie même de la bougie), une résistance de 10.000 Ω . Commercialement, il existe d'ailleurs des dispositifs suppresseurs de parasites de ce genre spécialement étudiés pour les moteurs d'automobiles.

Nous arrêterons ici la description de ce récepteur voiture ; nos lecteurs auront certainement compris que la construction de cet appareil ne présente aucune difficulté insurmontable ; seule, l'installation sur la voiture présente quelquefois des tâtonnements pour l'élimination des crachements (cela dépendant évidemment du type de la voiture et de l'état de celle-ci).

Remarque. — Il est bien évident que tous les montages ou parties de montage de récepteurs publiés précédemment peuvent être équipés de tubes américains miniatures ou de tubes rimlock : il suffit de modifier les résistances d'écran et de cathode en conséquence.

§ 2. — Quelques conseils pour améliorer un « B.C.L. » 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 énergétique. 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.

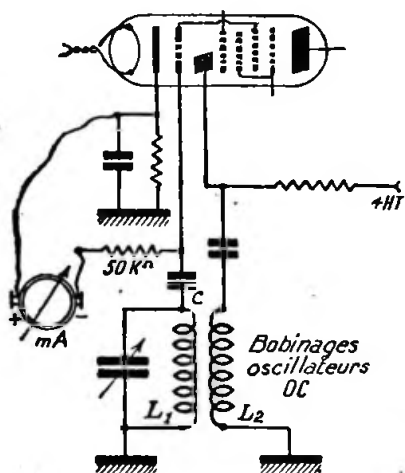


Fig. VIII-8

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.

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). 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

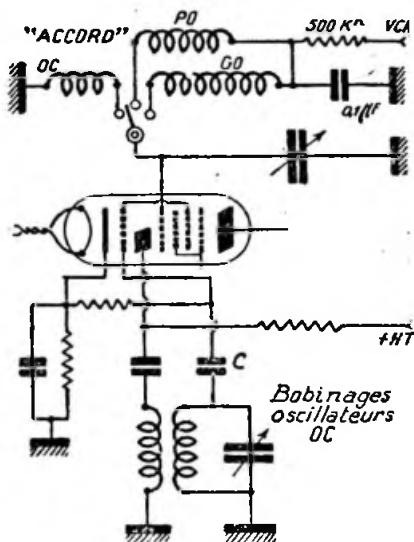


Fig. VIII-9

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.

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

e) Si l'on utilise un montage oscillateur à alimentation série (fig. VIII-10), 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 courant H.F.; sa valeur est, en général, de 0,1 μ F, 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 anti-fading (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!

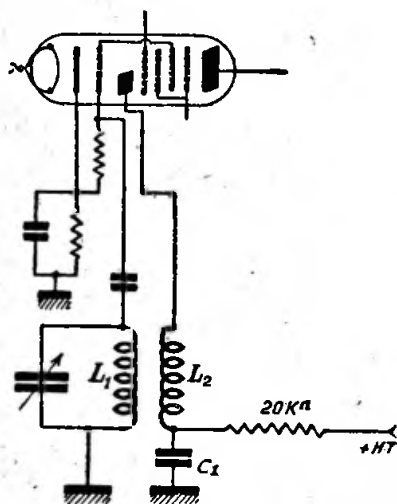


Fig. VIII-10

§ 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.

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).

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.

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 émis-

sion 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 *écoulée*) 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 abso-

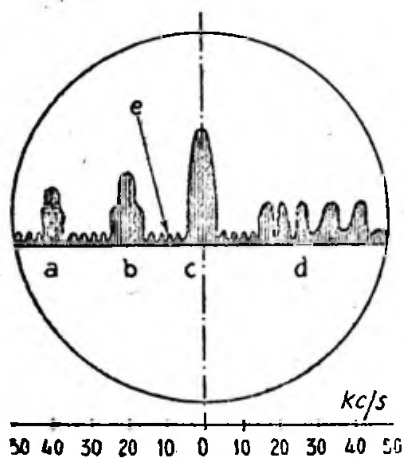


Fig. VIII-11

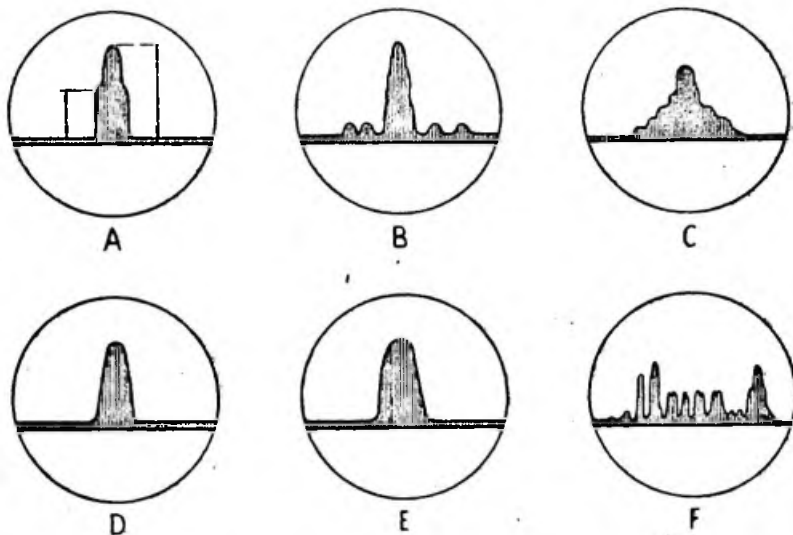


Fig. VIII-12

sion 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 émis-

sion 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.

(1) En modulation de fréquence, le « swing » peut s'appeler aussi « amplitude de la modulation » et il caractérise la « dynamique » de l'émission.

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.

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) Dérèglages 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 construc-

tion d'un « adaptateur panoramique » dont un modèle sera décrit dans tous ses détails ultérieurement.

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'acquiescer 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 correspondant. 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 fré-

quence 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

Le pourcentage de modulation K est donné par la relation :

$$K \% = \left(\frac{A - a}{A + a} \right) \times 100$$

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 =

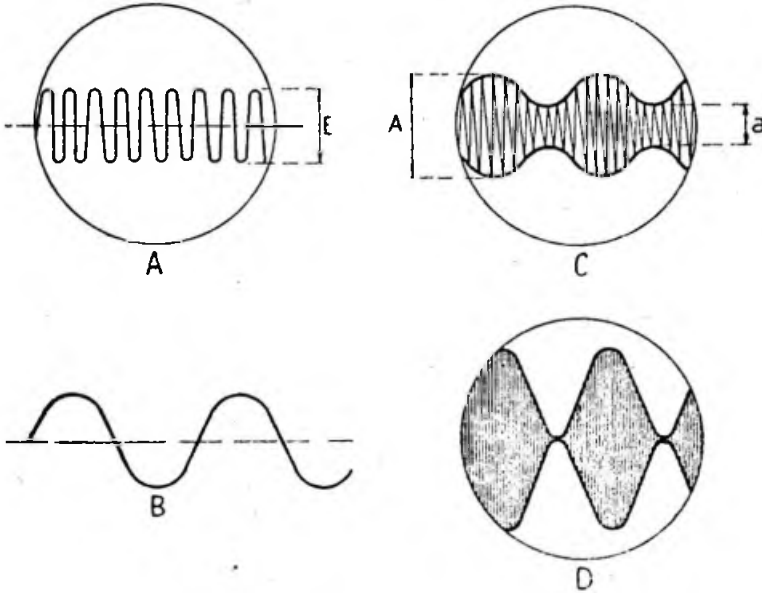


Fig. VIII-13

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 sinusoides 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 »).

100 %, on obtient l'image de la figure VIII-13 D.

Les conclusions à tirer des oscillogrammes obtenus sont les suivantes :

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.

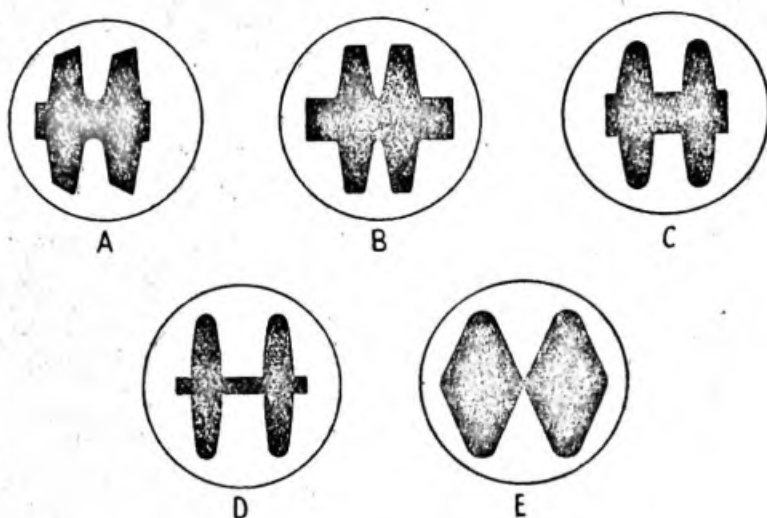


Fig. VIII-14

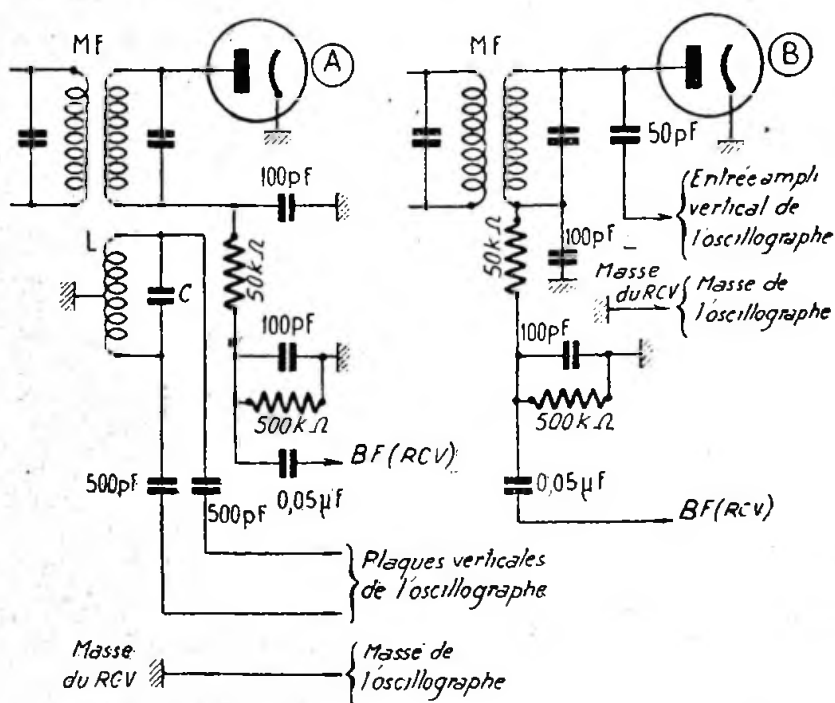


Fig. VIII-15

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 vertical à la diode détectrice, par l'intermédiaire d'un condensateur au mica, de 50 pF maximum. Lorsque l'amplificateur de l'oscillographe n'est pas fidèle jusqu'à 500 kc/s, il est préférable de ne pas l'utiliser et d'adopter le montage VIII-15 A. Dans les deux 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 ré-

glés (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 œuvre 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).

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

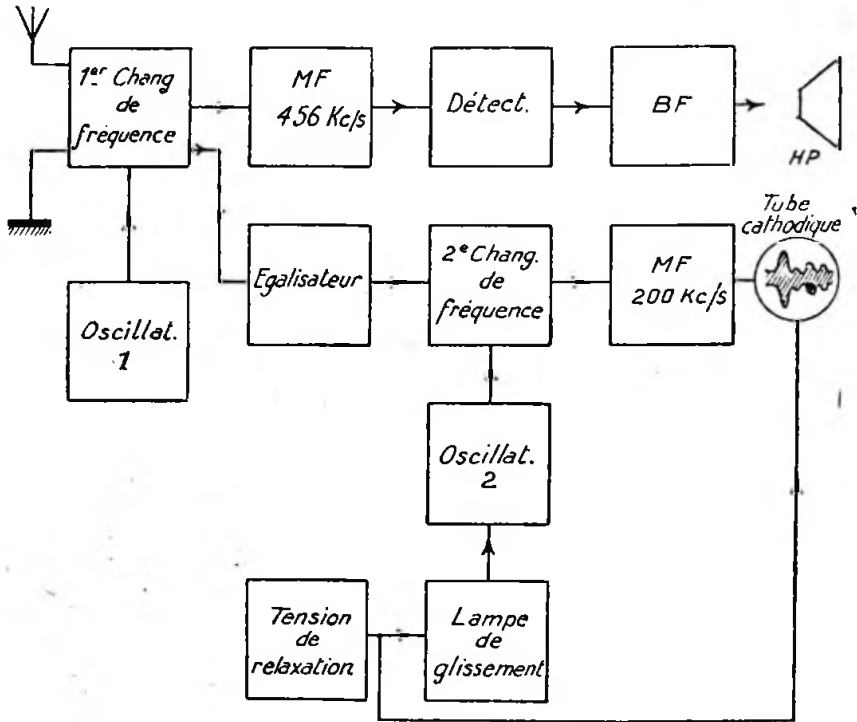


Fig. VIII-16

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 supposons 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

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 batttement avec un second oscillateur (oscill. 2). Mais cet oscillateur voit sa fréquence varier par l'action d'une lampe de glissement

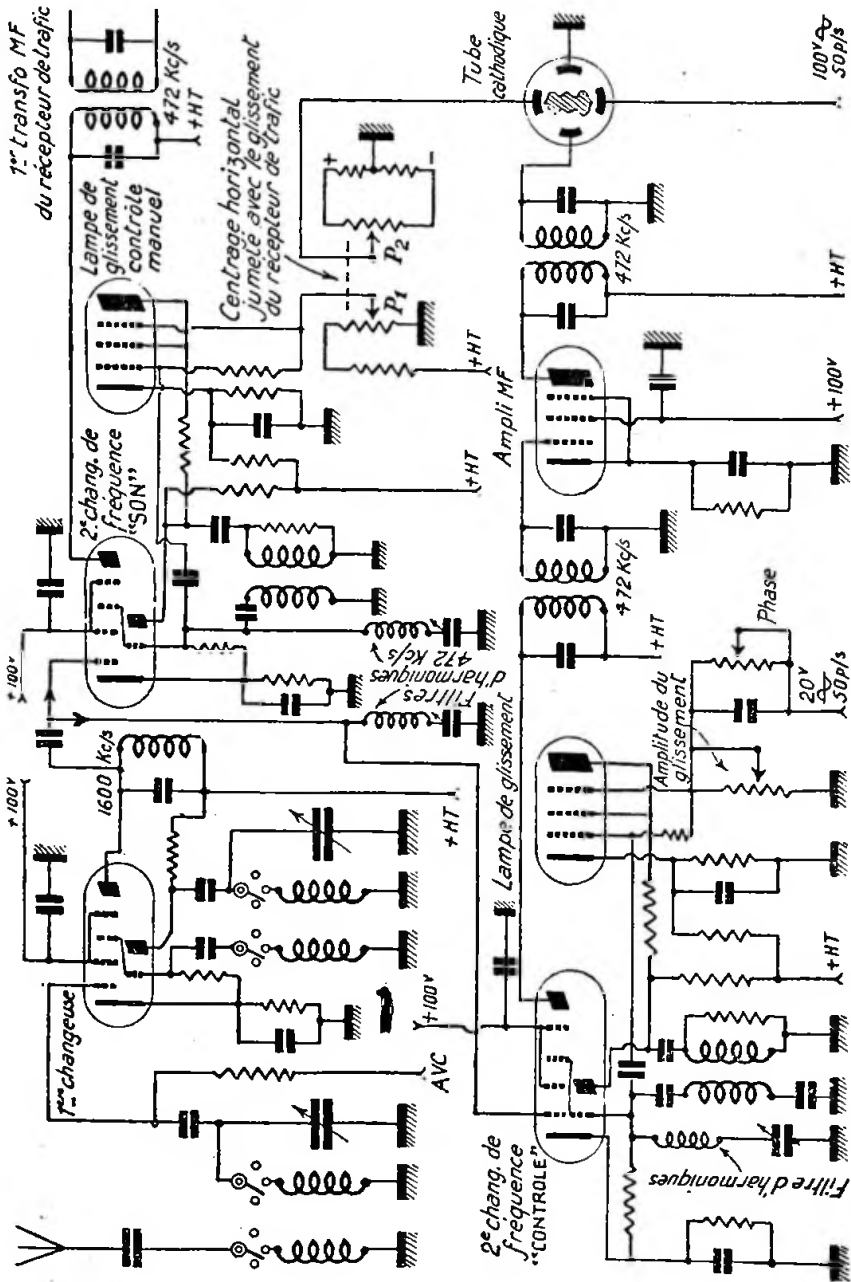


FIG. VIII-17

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 $[656 - 50] \text{ kc/s}$. 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

cillation est réglée sur une fréquence moyenne de $1.600 + 472 \text{ kc/s}$. 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.

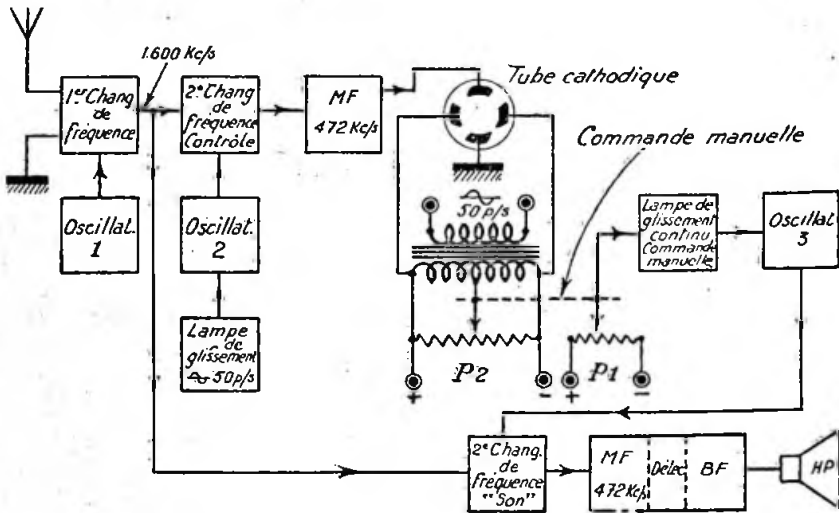


Fig. VIII-18

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'os-

(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

(1) D'après R. Aschenbrenner.

changeuse de fréquence ; mais on emploie un second changement de fréquence « 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 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 va-

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.

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.

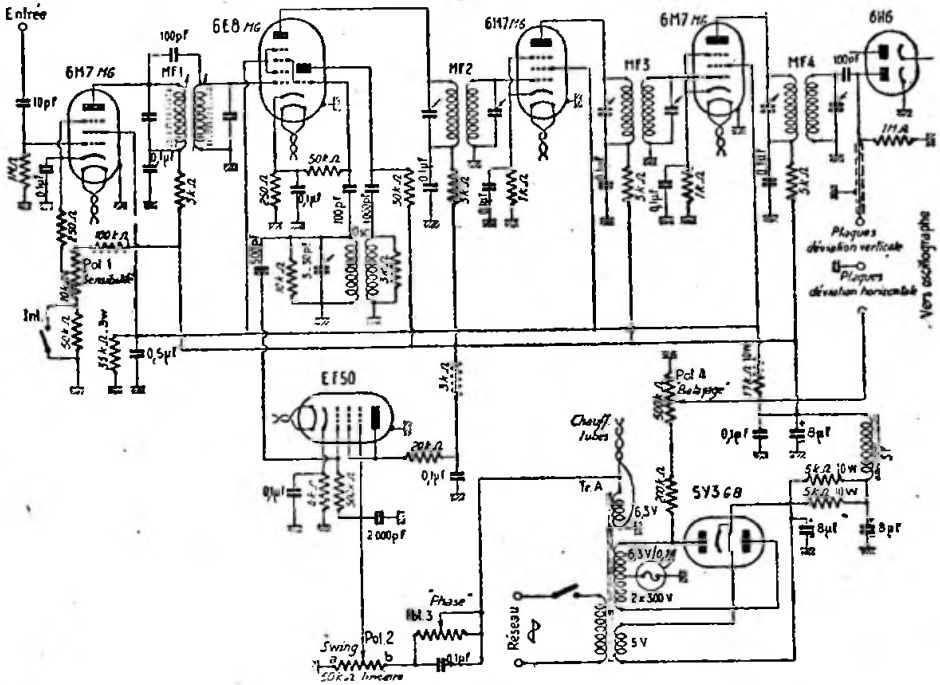


Fig. VIII-19

riable 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

superhétérodyne en récepteur à contrôle panoramique de bande. Le schéma est donné sur la figure VIII-19.

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, sur-

tout 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.

Étudions rapidement ce montage. Nous avons, tout d'abord, un tube 6M7 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 6M7 est chargé dans l'anode par un transformateur MF; *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 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 6E8; 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 k Ω et 5 k Ω . 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 50.000 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-C, 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.₁.

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.₂. Nous reviendrons plus loin sur cette question.

En poursuivant l'étude du schéma, nous avons le canal M.F. équipé de tubes 6M7MG et des transformateurs M.F.₁, M.F.₂ et M.F.₃ 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 gauche, le transformateur tel qu'il se présente; à droite, le transformateur modifié (un des enroulements est placé avec son axe perpendiculaire avec l'axe de l'autre).

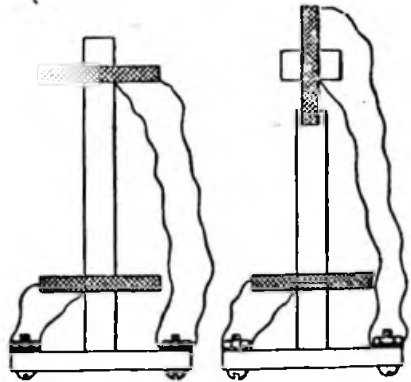


Fig. VIII-20

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 6H6 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 :

MF₁ = 472 kc/s; MF₂, MF₃ et MF₄ = 125 kc/s; Osc. = 581 kc/s.

Pour un récepteur avec moyenne fréquence 456 kc/s :

MF₁ = 456 kc/s; MF₂, MF₃ et MF₄ = 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.₁, M.F.₂ et M.F.₃. Pour cela, brancher un générateur H.F. étalonné sur la grille de commande du tube 6E8 (grille du sommet de l'ampoule). 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 6E8 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.₁, M.F.₂ et M.F.₃ avec minutie. Ces étages doivent être très sélectifs, principalement M.F.₁ ; 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 suppressive (G3) du tube EF50 à la masse. Appliquer le générateur H.F. étalonné entre l'anode du premier tube 6M7 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 6M7 d'entrée en grande sensibilité : 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 6M7, régler MF₁. Ensuite, seulement, on soude le condensateur de couplage de 100 pF.

Il y a, d'ailleurs, lieu de revenir sur les réglages de MF₁, par la suite, afin d'obtenir une « égalisation » correcte de la hauteur des pips.

4° Décourt-circuitons la grille suppressive 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. 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 wobblelation.

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 identiques, légèrement distants. C'est que la phase n'est pas correcte ; faire coïncider les deux pips en manœuvrant Pot_1 .

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

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 aperiodique, 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 transformateurs, 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 ba-

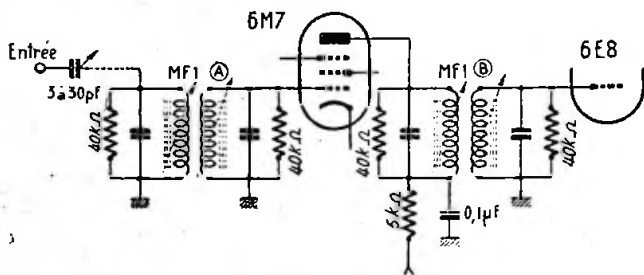


Fig. VIII-21

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 ;

Lorsque le pip se déplace de droite à gauche, et inversement, des extrémités du

layage, en connectant la résistance R_1 sur l'autre plaque de la valve 5Y3GB.

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 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_2 règle la phase (à ne retoucher que très rarement) ; Pot_3 permet d'ajuster le balayage

du tube. Quant à Pot.₃, il permet de régler le swing de l'exploration, c'est-à-dire d'établir 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.₃ dans la position « 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. 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 wobulation est plus énergique ; mais la mise au point est beaucoup plus délicate ; nos lecteurs trouveront des montages de tels tubes à réactance variable dans le chapitre IV, § 15, 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 wobulation 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 $e = e_0 \sin \omega t$, 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 :

$$Y = k \cdot f(F) = k \cdot h(k_1 \sin \omega t)$$

$$\text{et} \quad \sin \omega t = \frac{X}{k_2}$$

D'où :

$$Y = k \cdot f\left(k_1 \frac{X}{k_2}\right) = Kf(X)$$

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 thyatron 884, combiné avec une pentode EF6 à courant constant et produisant une tension de fréquence, ajustable par R_v, 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 ondulations B.F. Dans ce cas, si l'on utilise un oscillographe complet à la sortie de l'adaptateur,

tateur, 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

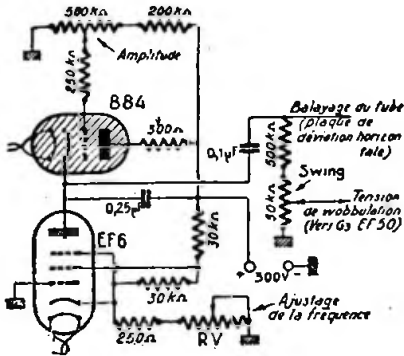


Fig. VIII-22

17 tubes (voir description au chapitre XIV) et un oscillographe « Ribet et Desjardins, type 267A ». 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., 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. 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).

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 donnent, respectivement, comme profondeur de modulation, 30 % et 50 %.

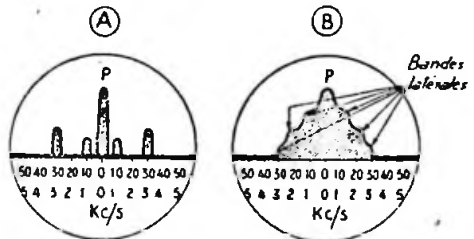


Fig. VIII-23

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 » en 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 triple fin, comme nous le verrons plus loin. Connecter, alors, les plaques de déviation verticale entre les douilles « B.F. oscillo » et « masse ». Int., doit être ouvert.

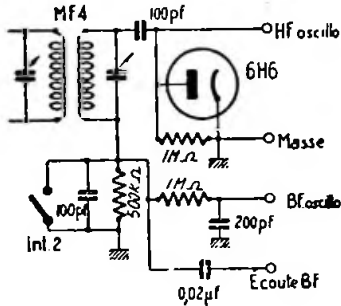


Fig. VIII-24

De toute façon, attention aux distortions 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).

- C. — Modulation non linéaire ; crêtes positives plus importantes que les crêtes négatives.
- D. — Modulation non linéaire ; crêtes négatives plus importantes que les crêtes positives.

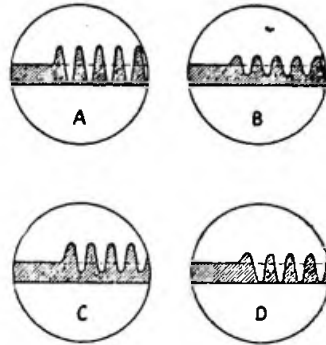


Fig. VIII-25

Etudions chacune de ces figures :

- A. — Dans ce cas, a 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._a.

dique, 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

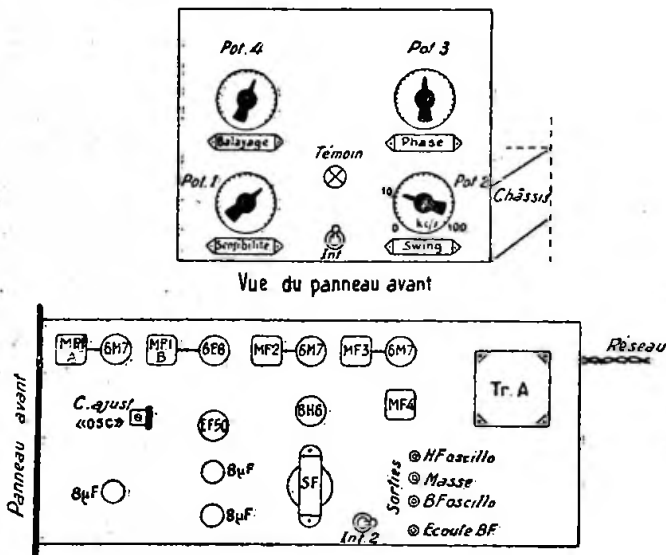


Fig. VIII-26

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 catho-

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.

Nota. — Un ensemble panoramique permet, également, comme il a été dit au cours du chapitre V, § 5, de *prérégler* un émetteur complètement (V.F.O., étages intermédiaires et P.A.) et de se placer ainsi, très exactement, sur la fréquence de son correspondant, sans lui avoir causé la moindre perturbation.

§ 4. — Récepteurs 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 25 Mc/s), 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.

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 25 Mc/s. Pour les fréquences supérieures à 25 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.

Ce sont donc uniquement les adaptateurs O.C. que nous allons étudier maintenant. Nous aurons l'occasion de voir également d'autres montages d'adaptateurs pour U.H.F. au cours du chapitre XV.

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.

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_L .

En soignant la confection des bobinages, il est possible de réaliser une *commande*

(1) Le procédé de liaison classique en « duplex » est exposé au cours du chapitre XII, § 13.

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'injection de la tension H.F. de l'oscillateur local se fait depuis la plaque du tube V_2 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 parcou-

$L_4 = 8$ tours, fil 10/10 émaillé, bobinés jointifs.

$L_5 = 8 \frac{1}{2}$ tours, fil 10/10 émaillé, bobinés jointifs, prise de cathode à $2 \frac{3}{4}$ 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.

Voyons, maintenant, le transformateur MF₁:

$L_6 = 30$ tours de fil 4/10 émaillé, bobinés jointifs sur un tube de carton de 30 mm. de diamètre.

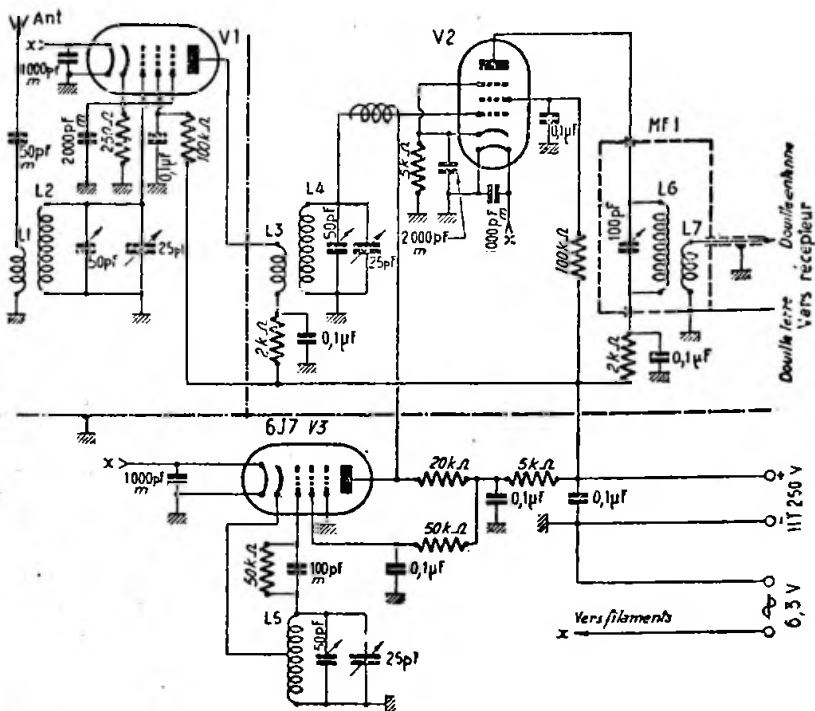


Fig. VIII-27

rues 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. Voici les caractéristiques des bobinages qui devront être soudés aux bornes-mêmes des condensateurs variables.

$L_1 = 3$ 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_1 du côté masse.

$L_7 = 7$ 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'adaptateur 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 (fig. VIII-27). Pour l'adaptateur suivant, 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_0 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_0 , on note une absorption très nette lorsque l'on passe sur la fréquence d'accord. Ensuite, on remonte M.F., on connecte l'adaptateur au récepteur et on parfait l'accord de M.F., en manœuvrant doucement l'ajustable, de façon à obtenir le souffle ou bruit de fond maximum.

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 de la figure IV-13), etc...

2° Adaptateur 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 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., est réglé entre 1.500 et 1.600 kc/s (extrémité de la bande

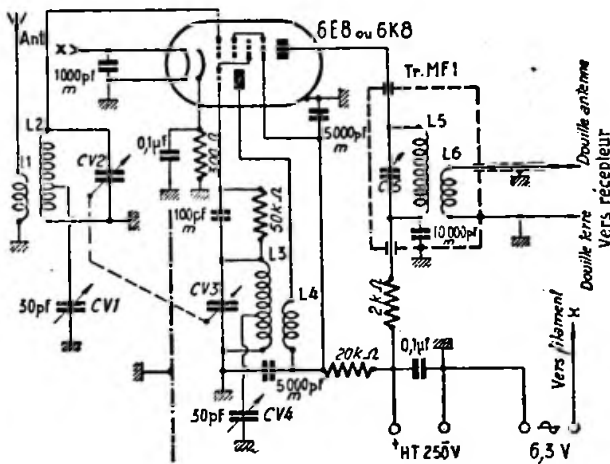


Fig. VIII-28

Puis, on connecte l'antenne à l'entrée de l'adaptateur et on procède à l'alignement: l'ajustable en shunt sur L_5 permet de « câter » 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 n'est pas immuable; il admet des modifications. On pourra, par exemple,

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_0 formée par 20 tours de fil 4/10 de millimètre sous soie; enfin, L_3 est accordée, comme il a été dit précédemment, entre 1.500 et 1.600 kc/s, 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 13° tour à partir de la masse; L_3 : 25 tours, prise au 16° tour à partir de la masse; L_4 : 6 tours.

Bande 7 Mc/s. — L_1 : 6 tours; L_2 : 28 tours, prise au 9° tour; L_3 : 16 tours, prise au 8° tour; L_4 : 4 tours.

Bande 14 Mc/s. — L_1 : 5 tours; L_2 : 15 tours, prise au 5° tour; L_3 : 9 tours, prise au 3° tour; L_4 : 3 tours.

Bandes 21 et 28 Mc/s. — L_1 : 4 tours; L_2 : 7 tours, prise au 2° tour; L_3 : 4 tours, prise au 1° tour; L_4 : 2 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, le couplage s'effectue du côté gauche: distance entre les enroulements: 2 millimètres.

Le balayage des bandes s'effectue largement de part et d'autre au moyen des condensateurs variables C.V.₁ et C.V.₂, à commande unique: C.V.₁ = 50 pF, C.V.₂ = 100 pF; ces deux condensateurs sont jumelés par un prolongateur-flecteur.

Quant aux petits condensateurs C.V.₁ et C.V.₂, ils peuvent être utilisés, soit pour l'alignement de la commande unique, soit en condensateur d'étalement de bande (band-spread).

Nota. — 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.

§ 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 réjection; 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 réjection, dans la position « filtre à réjection », est indépendante du réglage.

Dans le trafic en téléphonique, 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-29 A. C'est simple et original... mais il fallait y penser!

(1) Baptisé « Selectoject » par ses promoteurs; dénomination reprise par la National C°.

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-29 B.

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);

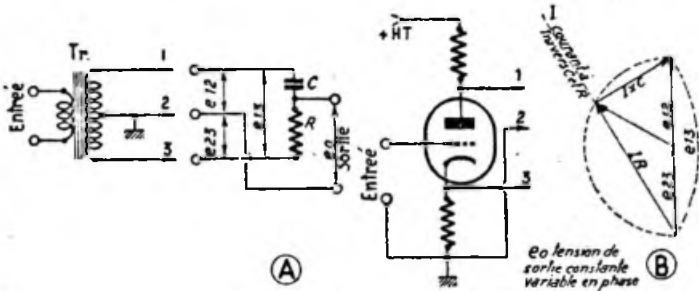


Fig. VIII-29

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_{12} . Maintenant, nous savons que la somme des tensions aux bornes de R et de C doit évaluer e_{12} . Nous savons aussi que la tension aux bornes de R a tendance à être en phase avec le courant, et que la tension aux bornes de C est décalée de sensiblement 90° par rapport au courant. Cela est représenté sur le diagramme de la figure VIII-29 B. D'après une règle élémentaire de géométrie, la jonction des vecteurs I_1 et I_2 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.

Comme il est montré sur la figure VIII-29 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° —

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 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-29 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 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.

très variable; au moyen du réglage de régénération, on peut obtenir, soit une sélectivité très pointue (bande très étroite), 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 auto-oscille; 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 maxi-

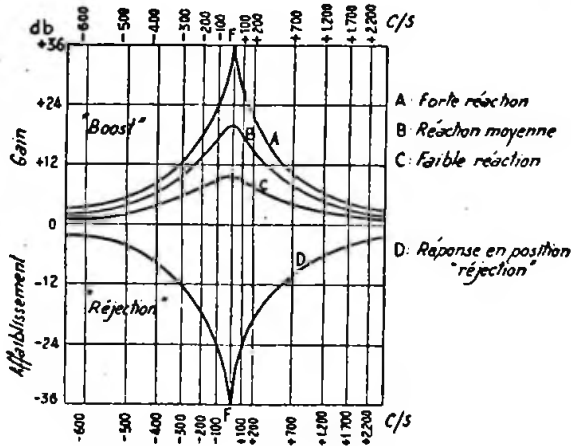


Fig. VIII-30

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 déphaseurs 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

num 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.

La figure VIII-30 donne, à titre indicatif, trois réponses possibles, pour le fonctionnement en amplificateur B.F. sélec-

tif, selon la position du contrôle de réaction (partie supérieure). Sur la partie inférieure, la courbe représente la réponse de l'appareil utilisé en filtre rejeteur B.F. (F = fréquence quelconque pouvant être choisie dans le registre B.F.).

Réalisation pratique.

La figure VIII-31 donne le schéma complet du dispositif type SWR. L'appareil s'intercale, comme l'indique la figure

VIII-32, 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 6SN7, par exemple.

Une H.T. de 150 volts, autant que possible réglable, 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'oscilla-

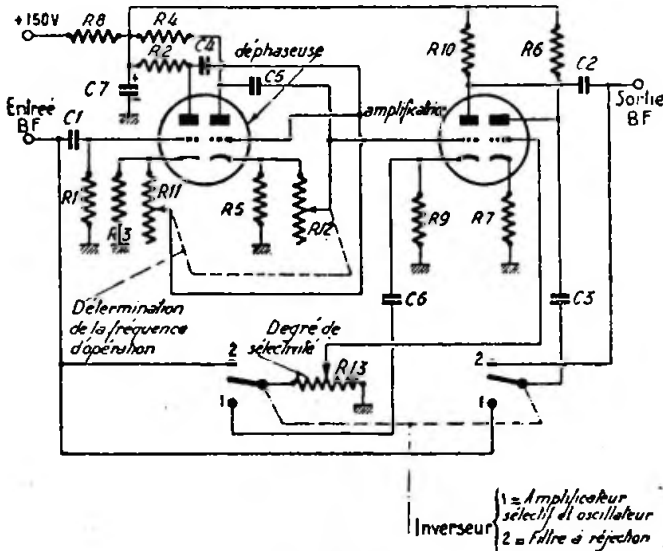


Fig. VIII-31

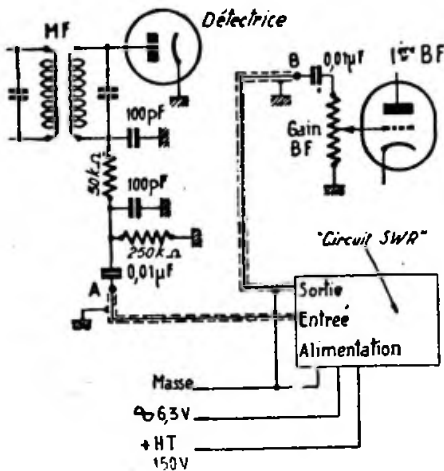


Fig. VIII-32

teur 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 de court-circuit est fiché dans le support et relie électriquement des points A et B (fig. VIII-32).

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 R₆ et R₁₀ de valeurs supérieures à celles indiquées (fig. VIII-31).

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 $C_4 = C_5 = 0,004 \mu\text{F}$ et $R_{11} = R_{12} = 1 \text{ M}\Omega$. 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 M Ω .

La raison de progression entre R_2 , R_3 et R_0 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 rejeteur 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 rejeteur.

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_{12}), 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 :

$C_1 = 0,01 \mu\text{F}$ mica; $C_2 = C_3 = 0,1 \mu\text{F}$ papier; $C_4 = C_5 = 0,002 \mu\text{F}$ mica; $C_6 = 0,05 \mu\text{F}$ papier; $C_7 = 16 \mu\text{F}$ électrochimique 200 V.

$R_1 = 1 \text{ M}\Omega$; $R_2 = R_3 = 2.000 \Omega$ 1 W; $R_4 = R_5 = 4.000 \Omega$ 1 W; $R_6 = 20.000 \Omega$ 0,5 W; $R_7 = 2.000 \Omega$ 0,5 W; $R_8 = 10.000 \Omega$ 1 W; $R_9 = 6.000 \Omega$ 0,5 W; $R_{10} = 20.000 \Omega$ 0,5 W; R_{11} , R_{12} = potentiomètre jumelé 0,5 Ω 0,5 W; R_{13} = potentiomètre 0,5 M Ω 0,5 W.

Lampes = 2 tubes 6SN7.

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 1^{er} janvier 1929, dans des bandes de fréquences très étroites. Celles-ci sont appelées couramment : bandes 80, 40, 20, 10 m. et U.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.

La bande 20 mètres permet 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 cette bande.

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 4 mètres n'est généralement utilisée que pour des liaisons d'un kilométrage très restreint. 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 cette bande (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.

Néanmoins, nous donnerons successivement quelques montages d'émetteurs radiotélégraphiques complets, assez différents

(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).

les uns des autres, afin de satisfaire, nous l'espérons, le désir de chacun.

Nous ne nous appesantirons pas sur les modes de couplage, de manipulation, neutrodynage, réglages, etc., etc., tout cela ayant déjà été étudié assez profondément au cours du chapitre V. Quant aux aériens, suivant l'antenne utilisée, le mode de couplage à l'émetteur varie; aussi, nous prions le lecteur de se reporter au chapitre XIII, qui traite la question.

§ 1. — Emetteur deux étages 89/6L6

L'étage pilote quartz est équipé d'un tube pentode 89 (fig. IX-1). Le cristal est choisi dans la bande 80 mètres. La self d'arrêt Ch a une self-induction de 2,5 mH (self fractionnée genre R 100).

Ne voulant pas nous répéter, nous renvoyons le lecteur, en ce qui concerne le système de manipulation, son filtre et le couplage par ligne, par exemple, au chapitre V, dans lequel chaque élément de l'émetteur a été étudié en détails.

Le couplage d'antenne s'effectue en direct, c'est-à-dire que le feeder attaque directement une des spires de L_3 . Ici, même remarque que pour l'alinea précédent: pour tout ce qui concerne les antennes, leurs dimensions, leur couplage, etc., se reporter au chapitre XIII.

D'ailleurs, cet émetteur simple, tout indiqué pour les débutants, ne présente aucune difficulté de montage et de mise au point; il est, malgré tout, d'une efficacité certaine. Comme tous ceux qui vont suivre, il peut se monter: soit sur table

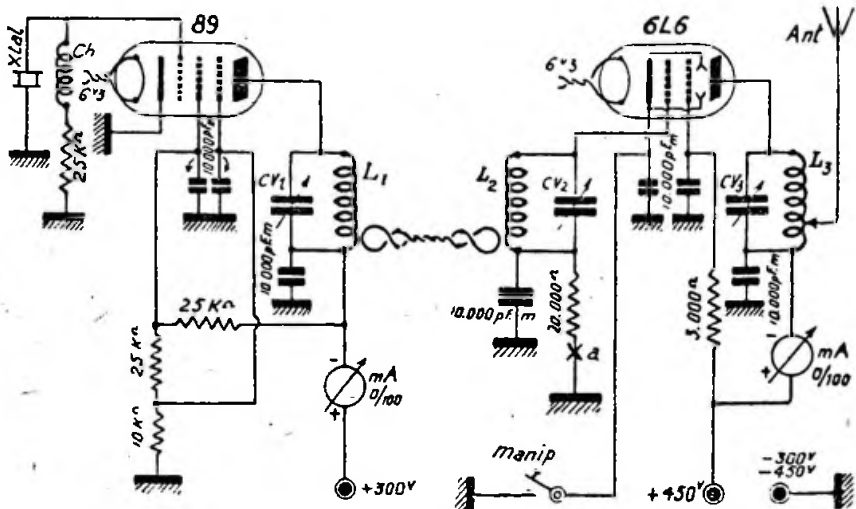


Fig. IX-1

La liaison sur l'étage H.F. se fait par ligne basse impédance. Les deux spires à chaque extrémité de la ligne d'excitation, sont couplées du côté froid des selfs L_1 et L_2 .

L'amplificateur haute fréquence est muni d'une 6L6 verre, et la manipulation s'effectue par coupure du retour de cathode; le manipulateur doit être shunté par un filtre très efficace.

Au moment du réglage, on intercale un milliampèremètre dans le retour grille 6L6 au point a et, par variation de couplage des spires de la ligne d'excitation, on ajuste le courant grille vers 2,5 mA.

(planche de base et panneau avant), soit sur châssis en tôle pliée en U, soit enfin en rack.

La partie alimentation comporte normalement deux redresseurs haute tension, l'un de 300 V — 60 mA, l'autre de 450 V — 100 mA, afin d'offrir une indépendance parfaite des deux étages. Cependant, comme le pilotage est réalisé par un quartz, on peut utiliser, à la rigueur, une alimentation commune aux deux étages (avec un pont diviseur pour l'alimentation 300 volts du pilote). Mais ce dernier procédé n'est cependant pas très recommandé.

Et voici, pour finir, le tableau des selfs à utiliser dans les bandes 40 et 80 mètres. Toutes les selfs sont bobinées sur des mandrins en stéatite H.F. d'un diamètre D de 38 millimètres à section étoilée (fig. IX-2). Les condensateurs variables $C.V._1$, $C.V._2$ et $C.V._3$ ont une capacité de 100 picofarads.

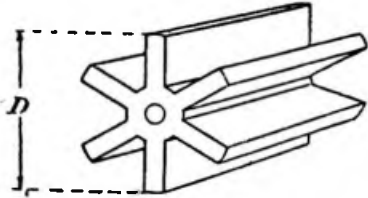


Fig. IX-2

Bande 80 mètres :

- L_1 , 35 tours jointifs 8/10 cuivre, deux couches coton.
- L_2 , identique à L_1 .
- L_3 , 50 tours 8/10 cuivre nu, écartement entre spires égal au diamètre du fil.

§ 2. — Emetteur 3 étages 30 watts pilotage E.C.O.

Ce montage a, comme trait principal, son pilotage par oscillateur « electron-coupled » (fig. IX-3). Nous ne reviendrons pas sur les qualités et les défauts de cet oscillateur, étudié au chapitre V, § 3. Correctement utilisé, il présente, en fait, peu d'inconvénients. Mais il offre surtout la possibilité de changer rapidement et simplement de fréquence porteuse (qualité appréciée en cas de QRM).

L'étage pilote est équipé d'un tube métallique 6J7. L'étage suivant (séparateur) fonctionne en tampon ou en doubleur de fréquence, suivant la bande de longueurs d'onde choisie ; il est équipé avec un tube 6V6. Ce dernier est alimenté sous 300 volts de tension anodique ; son écran et le tube pilote 6J7 sont alimentés par une tension stabilisée de 210 volts. La régulation est obtenue par deux tubes VR 105 — 30 montés en série. On ajuste leur consommation vers 30 mA par l'intermédiaire d'une résistance à collier de 5.000Ω — 25 W (réglée aux environs de 3.000 à 3.500 ohms).

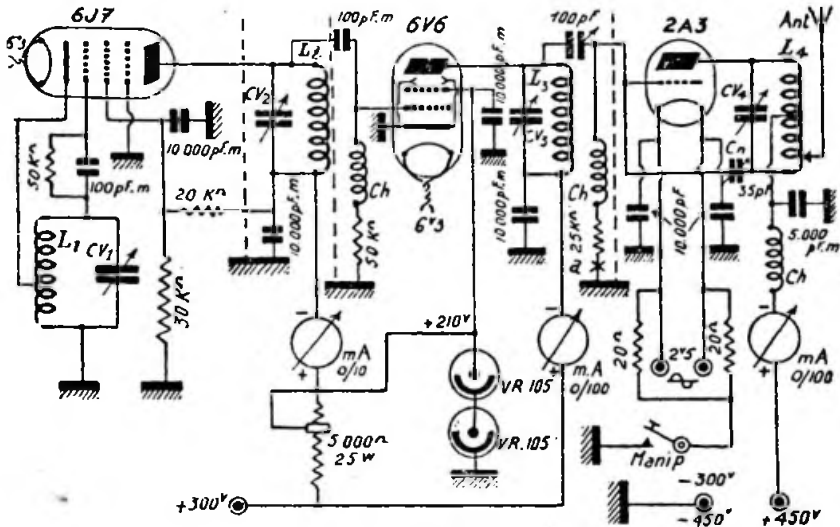


Fig. IX-3

Bande 40 mètres :

- L_1 , 19 tours 8/10 cuivre nu, écartement entre spires égal au diamètre du fil.
- L_2 , identique à L_1 .
- L_3 , 24 tours 12/10 cuivre nu, écartement entre spires égal au diamètre du fil.

Notons que, dans cet émetteur, la liaison entre étages se fait par capacité (couplage électrostatique).

L'étage final, équipé d'une 2A3 neutrodyne, travaille sous 450 volts. La manipulation s'effectue par coupure du

point médian du filament. L'excitation de l'étage amplificateur H.F. est transmise par une capacité variable de 100 pF à air; on ajuste la valeur de cette capacité en intercalant un milliampèremètre dans le retour grille de la 2A3, au point a. Le courant de grille moyen normal est de 5 à 8 mA.

Les selfs de choc Ch présentent une self-induction de 2,5 mH environ (genre R 100).

L'alimentation comprend :

1° Deux transfos de chauffage, l'un de 6,3 V — 1,5 A (6J7-6V6); l'autre de 2,5 V — 3 A (2A3).

2° Deux redresseurs de haute tension, l'un de 300 V — 75 mA; l'autre de 450 V — 100 mA.

Quant à l'aérien, il est couplé, naturellement, à la self L₄. Suivant l'antenne utilisée, se reporter au chapitre XIII, consacré uniquement à cette question.

CV₁, condensateur variable du pilote E.C.O., est du type réception 460 pF. Les autres (CV₂, CV₃ et CV₄) ont une capacité de 100 pF.

Le tableau ci-dessous donne les caractéristiques des selfs L₁, L₂, L₃ et L₄ pour les bandes 80, 40 et 20 mètres.

§ 3. — Emetteur BK 6V6/807 60 watts

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 tableau ci-dessous donne les caractéristiques des selfs L₁, L₂, L₃ et L₄ pour les bandes 80, 40 et 20 mètres.

Bandes	L ₁	L ₂	L ₃	L ₄
80 m.	17 tours de fil 8/10 émaillé sur mandrin de 25 mm., enroulés sur une longueur de 28 mm.; prise cathode à 5 tours côté masse. (Accorder sur 80 mètres)	32 tours de fil 10/10 émaillé jointifs sur un mandrin de 38 millimètres. (Accorder sur 80 mètres)	Identique à L ₂ (Accorder sur 80 mètres)	40 tours de fil 16/10 nu, écartement de 16/10 entre spires consécutives, sur mandrin de 38 mm. (section étoilée). (Accorder sur 80 mètres)
40 m.	Idem. (Accorder sur 80 mètres)	19 tours de fil émaillé enroulés sur une longueur de 50 mm., mandrin de 38 mm. de diamètre. (Accorder sur 40 mètres)	Identique à L ₂ (Accorder sur 40 mètres)	11 tours de fil 20/10 nu sur air, diamètre de 70 mm., longueur de 65 millimètres. (Accorder sur 40 mètres)
20 m.	Idem. (Accorder sur 80 mètres)	Idem (Accorder sur 40 mètres)	10 tours de fil 10/10 émaillé jointifs, sur un mandrin de 25 millimètres. (Accorder sur 20 mètres)	5 tours de fil 20/10 nu sur air, diamètre de 70 mm., longueur de 50 millimètres. (Accorder sur 20 mètres)

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.

L'amplificateur H.F. final est muni d'une tétrode à faisceaux dirigés, type 807.

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.

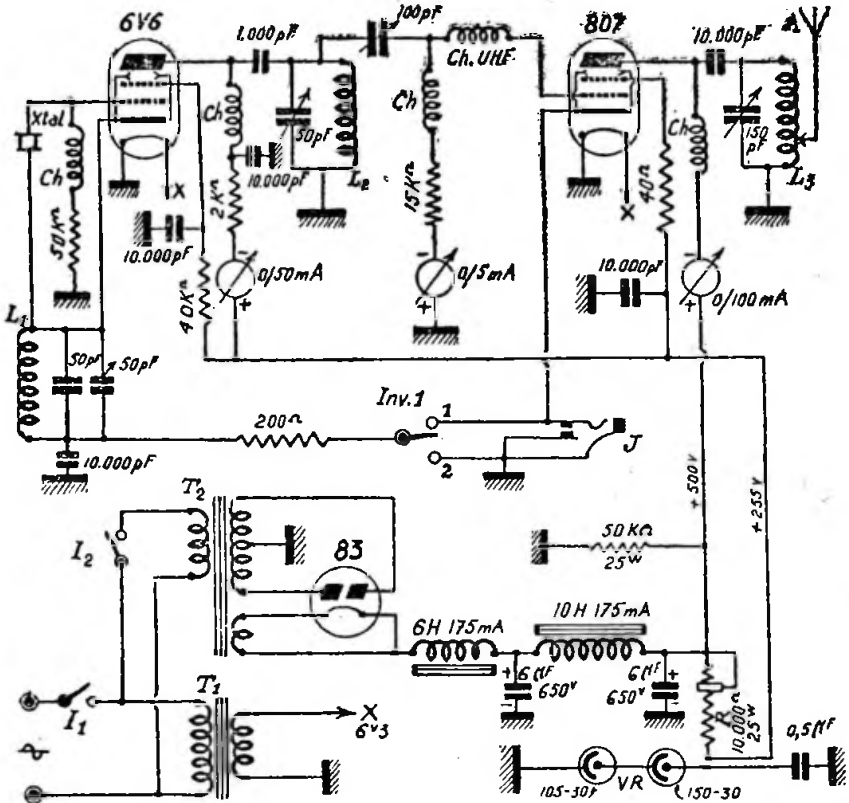


Fig. IX-4

La self 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 self 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 selfs 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 réglée à 255 volts par deux tubes VR 150-30 et

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 I₁; ensuite, la haute tension est appliquée en fermant I₂. Mais, comme la valve utilisée est une 83 à vapeur de mercure, il est préférable de prévoir le chauffage de ce tube par T₁; 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 T₁ et T₂, tels qu'ils sont

représentés sur la figure IX-4, un autre moyen consiste à intercaler l'interrupteur I_1 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 selfs à employer, pour cristal 7 Mc/s (fréquence fondamentale F):

40 mètres :

$L_1 = A$ $L_2 = B$ $L_3 = C$.

20 mètres :

$L_1 = A$ $L_2 = D$ $L_3 = E$.

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

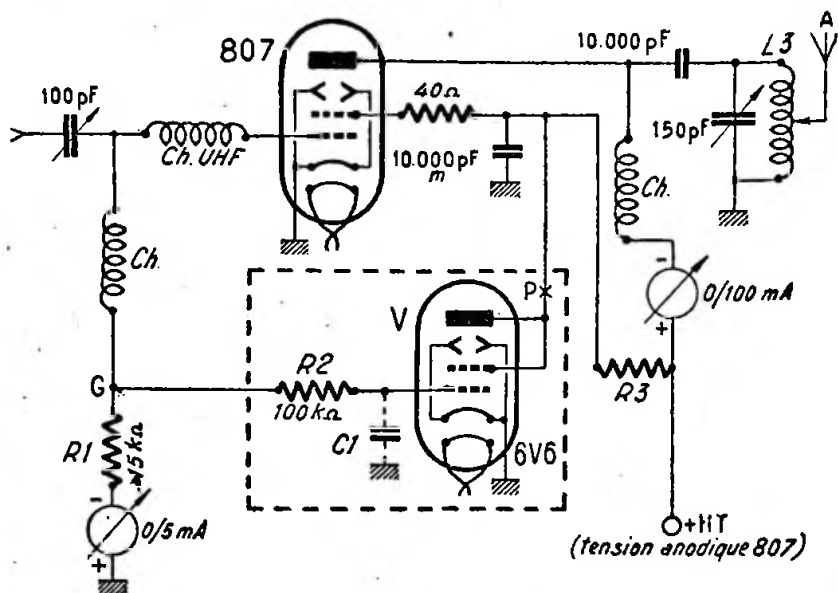


Fig. IX-5

Caractéristiques des selfs :

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).

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-4), 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-5. 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-5. 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 (tétraode 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-4 et 5). 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. de 500 V, $R_3 = 40.000 \Omega$; pour 600 V, $R_3 = 50.000 \Omega$; pour 700 V, $R_3 = 80.000 \Omega$. 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-5. 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 self d'arrêt type R 100 et en montant un 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-4, 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-5, 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).

§ 4. — Emetteur 3 étages 150 watts, 80, 40, 20, 10 mètres, avec RK20 en push-pull

Cet émetteur (fig. IX-6) 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.

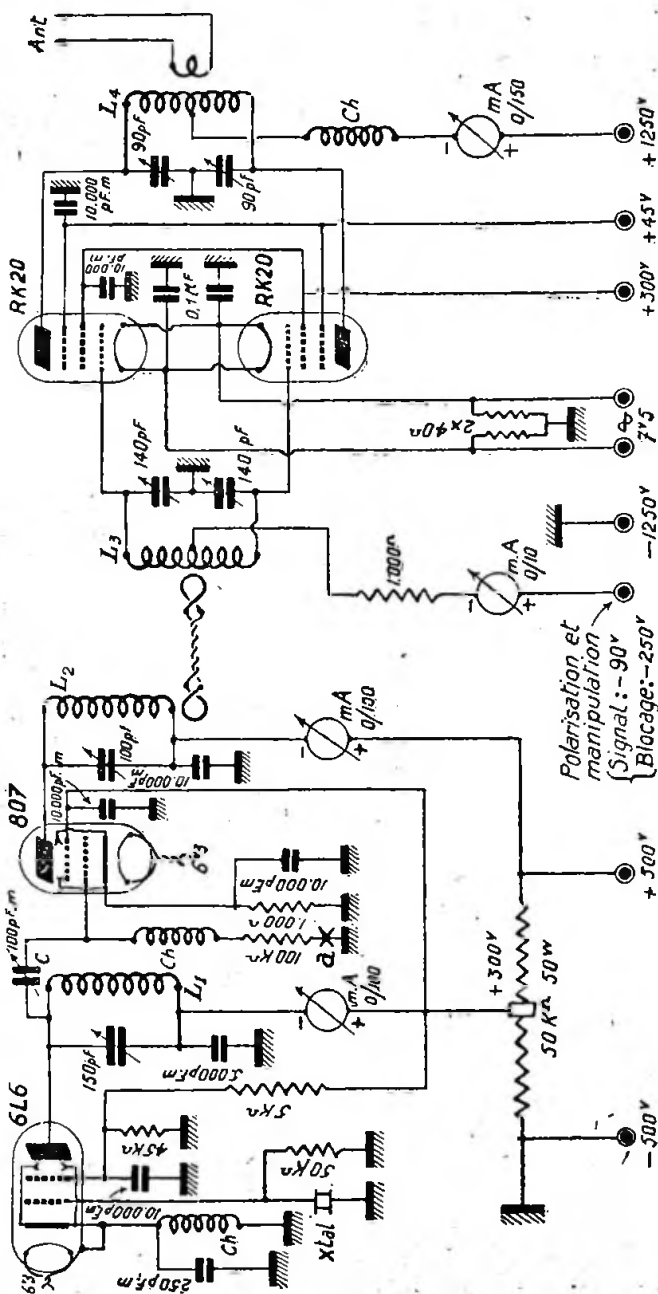
L'étage séparateur est équipé d'une 807; il travaille en tampon pour l'exploitation 80 mètres, en doubleur de fréquence pour les bandes 40 et 20 mètres, et en quadrupleur sur 10 mètres. Nous reverrons d'ailleurs cela avec le tableau des selfs L_1 , L_2 , L_3 et L_4 .

La liaison entre pilote et séparateur se fait électrostatiquement par ajustage de la capacité C, de 100 pF; au moment du réglage, un milliampèremètre inséré en a dans le retour grille 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 selfs, 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.

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 selfs d'arrêt Ch ont un coefficient de self-induction de 2,5 mH (nids d'abeille fragmentés).



Polarisation et manipulation
(Signal: -90V)
(Blocage: -250V)

Fig. IX-6

Tableau des selfs L_1 , L_2 , L_3 et L_4 pour 6L6/807/RK20
RK20ou 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.)

Première variante.

On peut utiliser à la place des deux tubes RK20, deux lampes type 807 (ou 4Y25) à l'étage amplificateur final H.F. (fig. IX-7). Le pilote et l'étage séparateur restent inchangés.

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 ten-

sion, par l'intermédiaire d'un système potentiométrique à grosse dissipation; tensions d'écrans: + 300 volts.
La puissance de sortie est voisine de 100 watts.

Les tensions d'alimentation pour le travail en télégraphie classe C sont indiquées sur le schéma.
Pour une excitation correcte, le courant grille doit être de 15 mA (puissance de

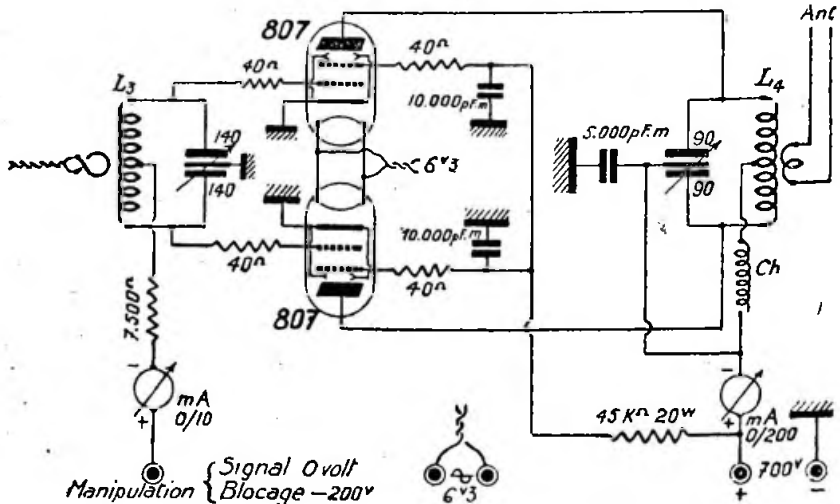


Fig. IX-7

Pour une excitation correcte, on doit avoir un courant grille de 6 à 7 mA (pour les deux tubes).

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'accrochages de ce genre, elles peuvent être supprimées.

Seconde variante.

La seconde variante que nous proposons est un montage d'amplification final H.F. à tube unique, en l'occurrence un P150 de la S.F.R. (fig. IX-8).

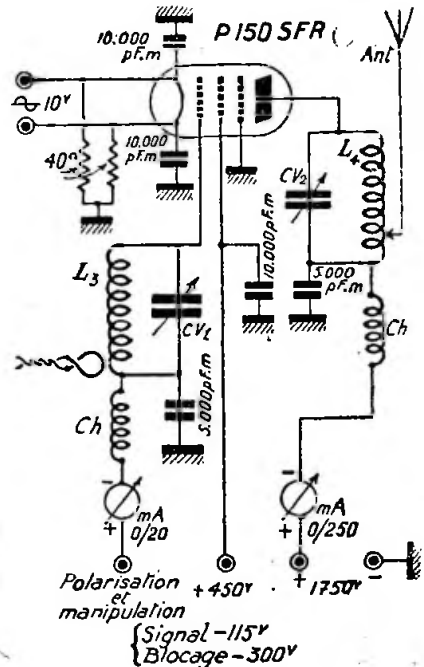


Fig. IX-8

commande : 4 watts H.F. d'excitation). Avec les tensions indiquées, et en télégraphie rappelons-le, la puissance de sortie peut atteindre 250 watts !

Les selfs L_2 et L_1 auront les mêmes caractéristiques que celles du tableau précédent (point milieu supprimé, évidemment ; alimentation des C.O. à la base), à condition toutefois que l'on utilise un condensateur variable de grille CV, de 70 pF et un condensateur variable d'anode CV₂ de 50 pF.

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 tension sur la plaque et, par conséquent, la tension aux bornes de N, est beaucoup trop faible pour qu'il y ait oscillation. Or,

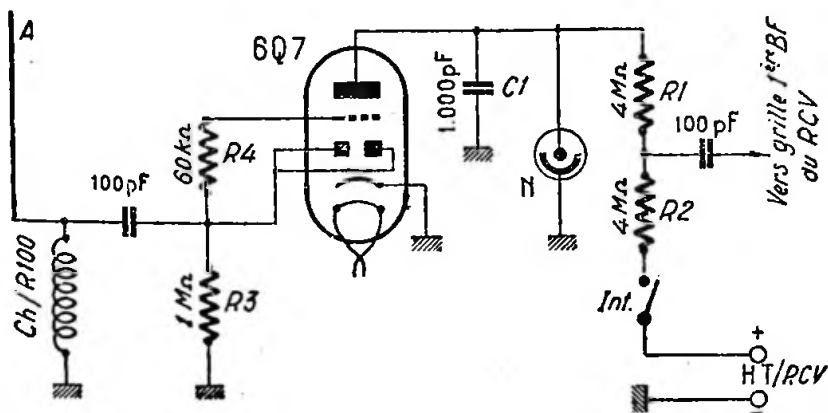


Fig. IX-9

§ 5. — 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.

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-9. L'oscillateur B.F. est un simple oscillateur de relaxation

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).

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

(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 ».

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 M Ω .

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).

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 télégraphique (ajustage des tensions et polarisation).

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 oscillosco-

pique 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.*, 1945. — *Radio Handbook Engineers — Q.S.T.*, septembre 1936. — *Radio-Electricité Générale*, de R. Masny.

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 :

- Cathode du tube H.F. modulé insuffisamment chauffée ;
- Excitation ou polarisation insuffisante de l'étage H.F. modulé par l'anode ;
- Puissance de sortie B.F. insuffisante du modulateur ;
- 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).

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 self 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.

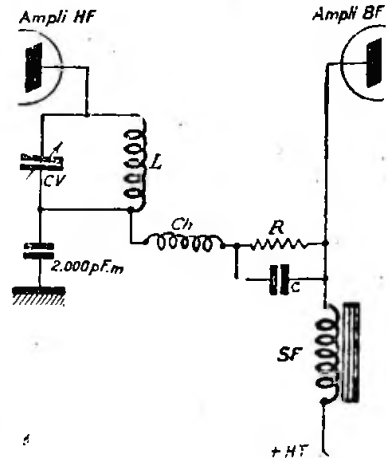


Fig. X-1

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 self 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 self 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 tétraode final à l'amplificateur B.F. permettant d'obtenir plus aisément la puissance modulée requise.

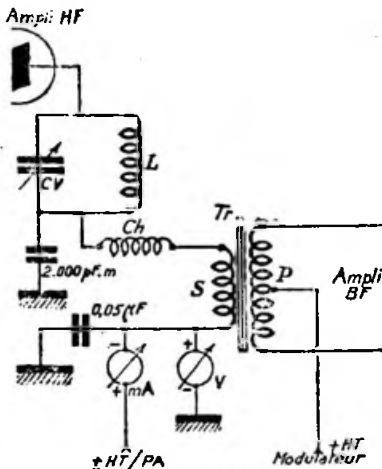


Fig. X-2

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.

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 exci-

tation H.F. généreuse. Le montage de la 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 télégraphique, 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 de liaison Tr doit être importante, pour que la composante continue I_{p0} 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_{g0} 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_{p0} et I_{p0} de porteuse, une tension et un courant dont les amplitudes sont aussi égales à V_{p0} et I_{p0} . En d'autres termes, l'intensité anodique instantanée en crête est double de la valeur I_{p0} de porteuse. Comme la tension plaque en crête est de $2 V_{p0}$, la

puissance plaque de pointe atteint quatre fois la puissance plaque (1) porteuse W_{p0} . La puissance de modulation est égale à :

$$\frac{V_{p0}}{\sqrt{2}} \times \frac{I_{p0}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{p0} \cdot I_{p0}}{2}$$

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 :

$$V_{p0} \cdot I_{p0} + 0,5 V_{p0} \cdot I_{p0} = 1,5 V_{p0} \cdot I_{p0}$$

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

$$1 + \frac{K^2}{2} \left\{ \begin{array}{l} K = 0,7 \text{ pour } 70 \% \\ = 0,85 \text{ pour } 85 \% \\ \text{etc.} \end{array} \right.$$

On choisit ordinairement sur le réseau de Kellog (caractéristiques I_p/V_p) une valeur du courant anodique instantané maximum en crête de modulation correspondant à une tension de déchet de 18 % environ de V_{p0} , 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'exem-

ple 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 transfo de liaison Tr . L'enroulement P aura l'impédance nécessaire au tube (ou aux tubes) de sortie du modulateur. Quant à l'enroulement S , tout se passe comme si l'amplificateur B.F. débitait sa puissance modulée sur une résistance de :

$$R = \frac{V_{p0}}{I_{p0}} = \text{impédance de } S.$$

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,

(1) Puissance anodique appelée aussi puissance-input.

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_k . Si l'on applique à un tube, une tension grille de haute fréquence et

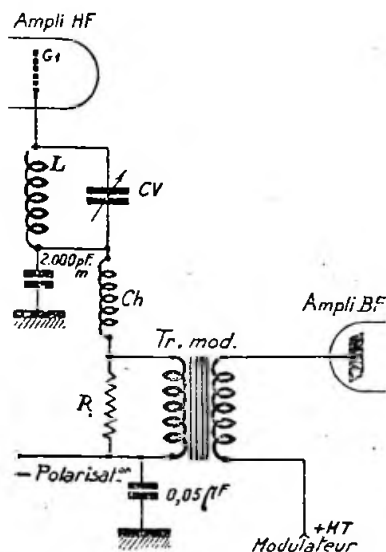


Fig. X-3

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'ampli modulateur (fig. X-3).

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 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).

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.C.V. de grille (à titre d'exemple, voir l'émetteur du § 10, chapitre XII).

Enfin, la source de polarisation auxiliaire, par exemple, doit être très stable et parfaitement réglée.

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 $T_{r_{mod}}$ 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 tétraodes à faisceaux dirigés.

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_{eo} 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'anulation $\theta_0 = 0$; 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 π de θ_0 devront être obtenues par les valeurs extrêmes de la tension de modulation v_{gmd} , soit — V_{gmd} et $+V_{gmd}$ (1), on a :

$$k(U_{eo} + V_{gmd}) - (V_{po} - E) = kV_g$$

et

$$k(U_{eo} - V_{gmd}) - (V_{po} - E) = k \frac{V_g}{2}$$

V_{po} : tension continue de plaque.

k : coefficient d'amplification de la triode.

V_g : amplitude de l'excitation H.F.

U_{eo} : 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 :

$$V_{gmd} = 0,75 V_g$$

$$\text{et } U_{eo} = 0,25 V_g + \frac{V_{po} - E}{k}$$

(1) $v_{gmd} = V_{gmd} \cos. \eta t$, η étant la pulsation de modulation.

(1) Tension de « cut-off ».

V_{e2} n'est pas entièrement déterminé par V_{e1} , il dépend encore de V_{e0} , 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 $V_p/k V_{e1}$, 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 modula-

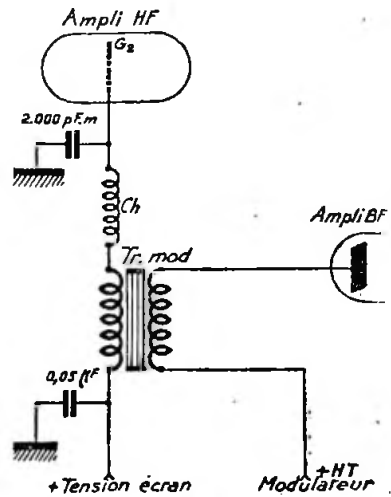


Fig. X-4

tion 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_{e2} . Néanmoins, il est préférable de se borner à un taux de 80 %, sinon les distorsions deviennent exagérément importantes.

V_{e2} 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_{e2} , 70 % de la tension requise pour le fonctionnement en classe C télégraphique. Il en résulte que la courbe de modulation s'écrase vers le haut, d'où distorsion relativement importante.

Il faudrait que V_{e2} soit égale à la moitié seulement de la tension normale pour le

régime C télégraphique, 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_3 , 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_3 en porteuse, suivant le type de tube utilisé, ou suivant qu'il s'agit de pentodes ou de tétraodes. On a parfois même constaté un courant d'écran inverse ! Mais il ne faut pas en conclure prématurément que la

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 radiotéléphonie en faisant varier le rendement de la lampe au rythme des signaux de basse fréquence.

Pendant le cycle de modulation, à 100 %, le régime de pointe est identique aux conditions de fonctionnement en classe C télégraphique (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 : $V_{e2} \cdot I_{e2}$).

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 télégraphique avec une tension de G_3 nulle ; on bloque le courant anodique en appliquant — 300 volts sur le suppressor. Par conséquent, le régime de porteuse, pour la modulation par la grille d'arrêt, sera choisi vers $V_{e2} = -150$ volts (polarisation de base de G_3). Mais, d'autre part, on a : $V_{e2} = 330$ volts en télégraphie et $V_{e2} = 230$ 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

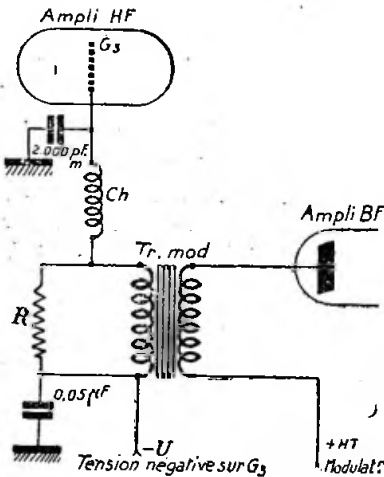


Fig. X-5

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_3 appréciable !

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.

Là 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.

Amélioration 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 pas 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_2 , 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_2 augmente, le courant d'écran augmente ; mais, par suite de la chute de tension dans la résistance série d'écran, la tension V_{e2} 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_{e2} , 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.

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 6F6 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 tétraode.

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 tétraodes.

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 rap-

(1) Voir, également, article de l'auteur dans *La T.S.F. pour tous*, n° 269.

port des enroulements S_1 et S_2 sera le même que le rapport des tensions continues de plaque et d'écran.

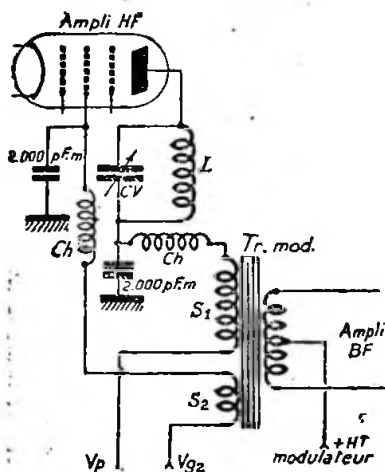


Fig. X-6

Dans ces conditions, l'écran peut parfaitement être alimenté par une source V_{e2} indépendante de l'alimentation anodique V_p .

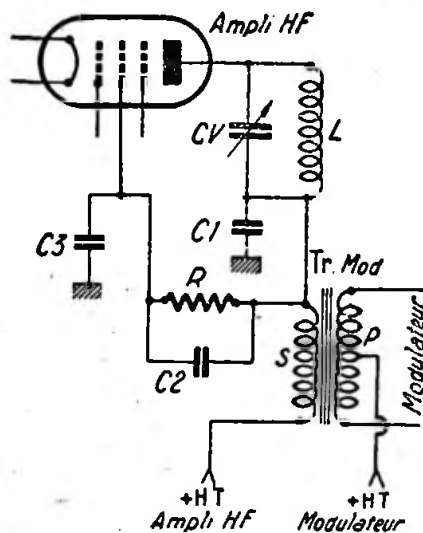


Fig. X-7

Les tensions d'alimentation plaque et écran sont choisies égales à 75 ou 80 % des tensions correspondant au régime classe C télégraphique.

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_2 , 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 continue désirée, afin que l'écran soit alimenté correctement. Quant au condensateur C_2 (à déterminer expérimentalement, entre 1.000

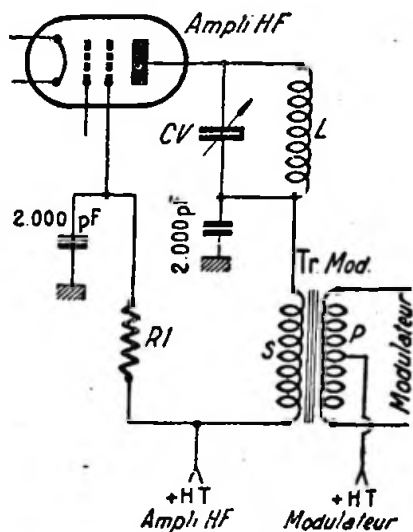


Fig. X-8

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_1 , et, d'autre part, il compense la charge représentée en B.F. par C_2 .

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 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. Cela 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.

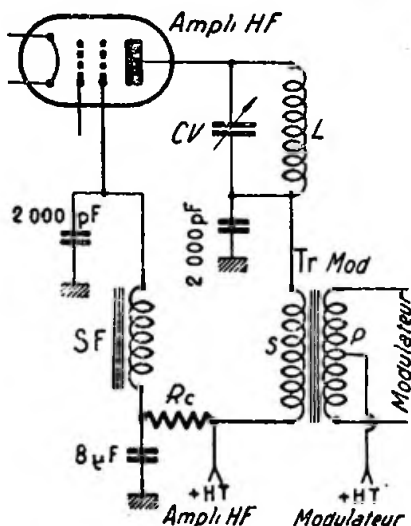


Fig. X-9

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 self 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 μ F.

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 self capable de supporter au moins deux à trois fois la valeur du courant d'écran.

§ 5. — Modulation par la cathode (1)

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.

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 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.

L'expérience a montré que le rendement optimum devait être choisi vers 55 % et que, alors, une puissance B.F. modulée

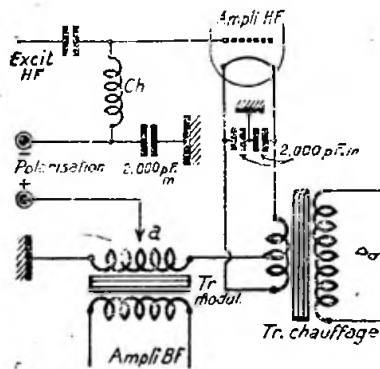


Fig. X-10

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 télégraphique.

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.

(1) Voir, également, article de l'auteur dans *La T.S.F. pour tous*, n° 270.

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

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 (tétrade 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

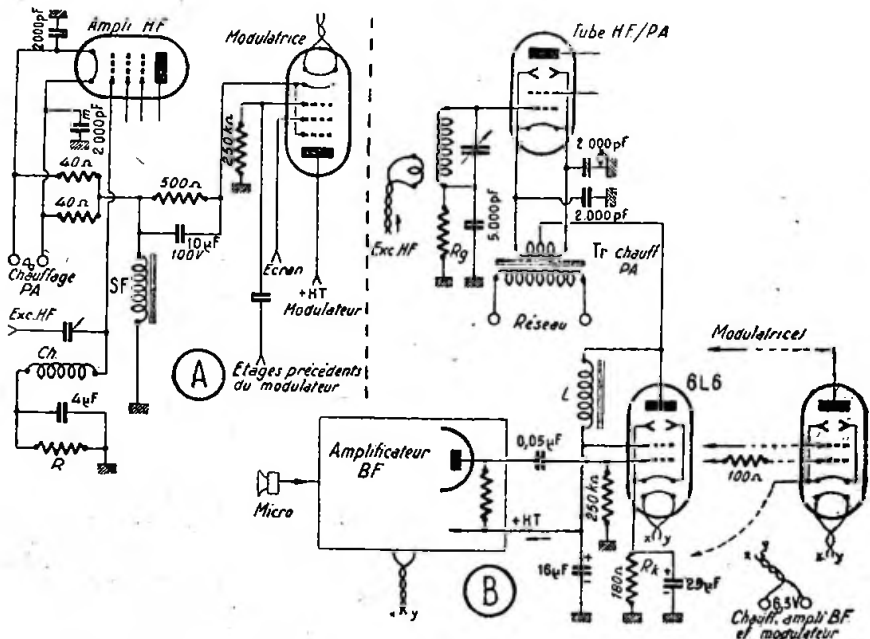


Fig. X-11

H.F. et du dernier tube modulateur sont communs dans une self 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 self 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

— 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 inconvenient 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 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 L (self de filtrage de 75 mA environ pour récepteur) et le condensateur électrochimique de 16 μ F. 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 tétraodes. 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 nette-

(1) La distorsion harmonique et la distorsion d'amplitude sont souvent groupées sous le nom de « distorsion non-linéaire »; voir chapitre XXI, § 5.

(2) Par l'anode, l'écran, la grille de commande, la grille d'arrêt, ou la cathode.

ment 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 radio-diffusion).

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.

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

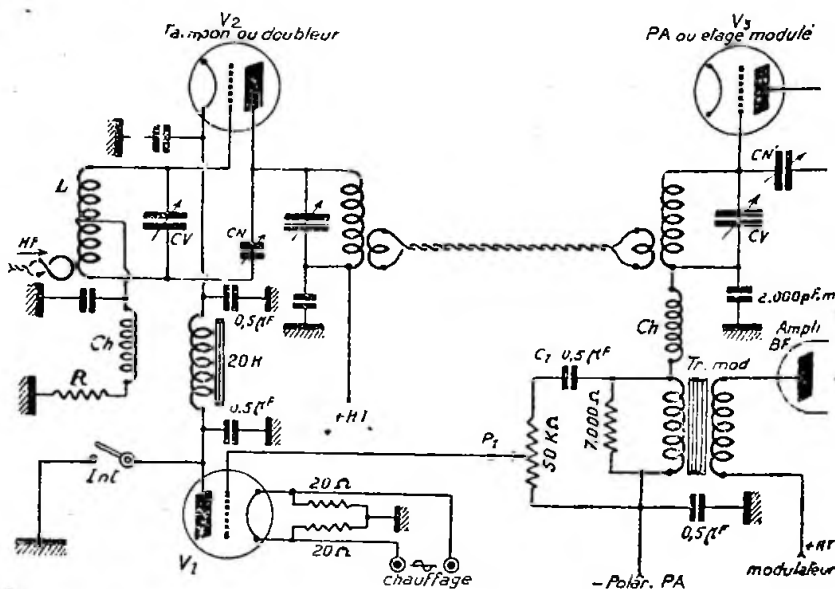


Fig. X-12

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).

(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.

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 bien souvent 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 micro). Ce procédé, d'une mise en œuvre assez simple, est connu sous le nom général de « modulation à porteuse moyenne variable (ou commandée) ».

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 $0,5 \mu\text{F}$, est destiné à empêcher tout signal de basse fréquence d'atteindre l'étage tampon.

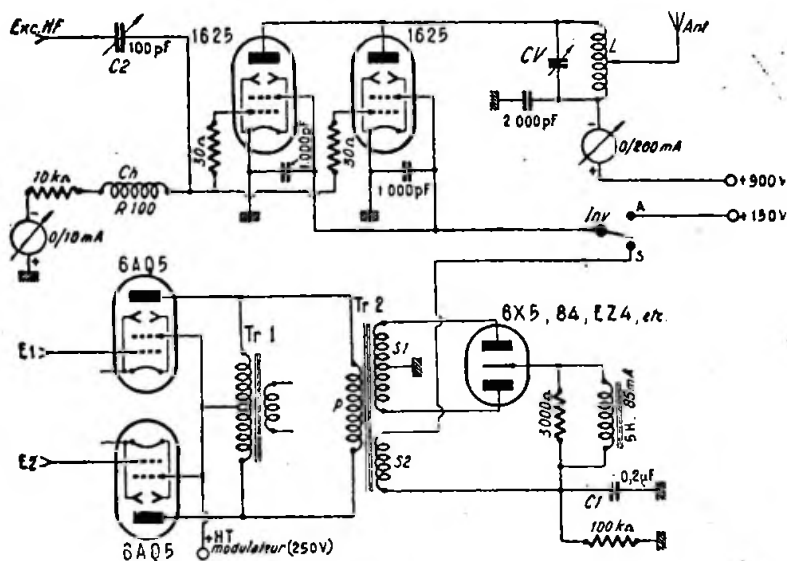


Fig. X-13

Plusieurs montages ont été proposés, tous venant des U.S.A.: Thyatron 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 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 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

L'étage P.A. modulé (tube V_2) doit être polarisé par un redresseur séparé auxiliaire.

Il va sans dire que les tubes V_2 et V_3 peuvent être également des tétraodes 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 bipolaire 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.

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 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.

§ 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 milli-ampèremètre (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 « bacher » la porteuse par la modula-

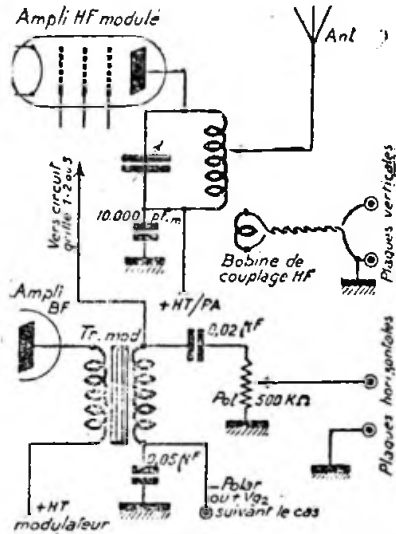


Fig. X-14

tion, 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 pitoyable 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 pré-

(1) Ce réglage comprend l'ajustage de la puissance d'excitation par C_1 , l'accord du circuit anodique L.C.V., 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.

cieux 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

quences) 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 faisant varier le couplage entre les deux 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]).

Sur les plaques horizontales, on applique la tension B.F., dont on règle la 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 transforma-

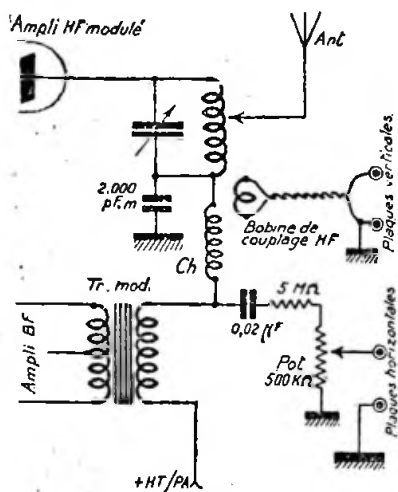


Fig. X-15

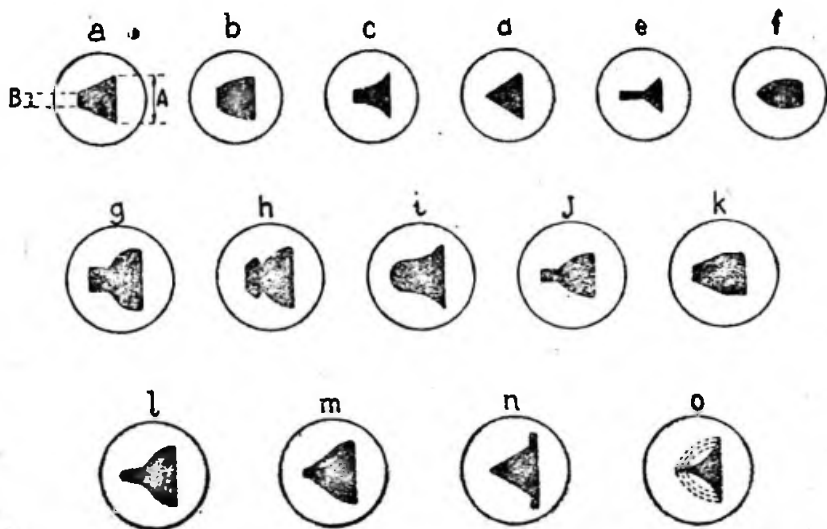


Fig. X-16

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 fré-

teur 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

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.

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.

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).

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.

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.

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 « *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 QRM 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.

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 modulation. Si l'étage H.F. modulé est correctement réglé, afin d'obtenir une linéarité parfaite, il est possible d'appliquer la formule suivante :

$$\frac{I_{\text{mod}}}{I_{\text{port}}} = \sqrt{1 + \frac{k^2}{2}}$$

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 $\frac{I_{\text{mod}}}{I_{\text{port}}}$ est

égal à 1,23 environ. Ce qui signifie que la valeur de I_{port} doit passer à une valeur de $I_{\text{mod}} = 1,23 \cdot I_{\text{port}}$ 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.

§ 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 pour 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 décibel-mètre. 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 (voir chapitre XIV).

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.

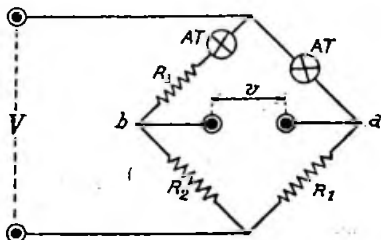


Fig. X-18

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). Écrivons 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.

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.

ter 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 régulation.

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 77 monté en triode et dont on règle l'admission grille par P_1 (500 k Ω), pour obtenir une juste compensation (1).

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

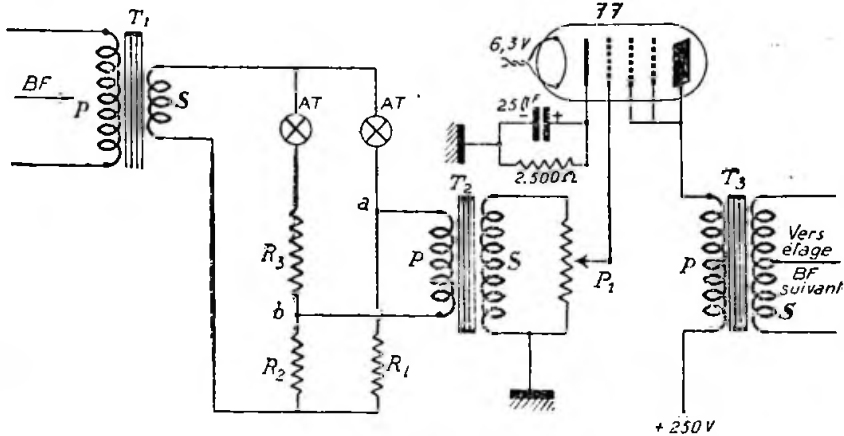


Fig. X-19

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 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 connect-

de l'emploi d'un seul étage après le régulateur automatique, une liaison par capacité et résistance peut parfaitement être envisagée avec le tube 77.

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.

(1) Tube 77 ou similaire, tel que : 6J7, 6SJ7, etc.

T₁ est le transfo de sortie du modulateur (impédance secondaire 6 ohms) et T₂ le transfo de modulation — liaison à l'émetteur (impédance primaire 6 ohms et impédance secondaire 7.000 ohms environ).

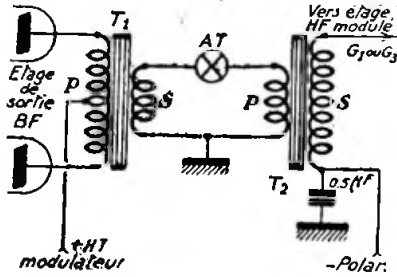


Fig. X-20

AT est une ampoule à filament de tungstène, dont la consommation est choisie suivant l'énergie B.F. requise pour une modulation correcte.

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.

C'est très intéressant pour percer le QRM 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 électroniques (en l'occurrence, une triode et une diode, qui peuvent d'ailleurs être combinées dans la même ampoule : 6Q7).

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 préamplifi-

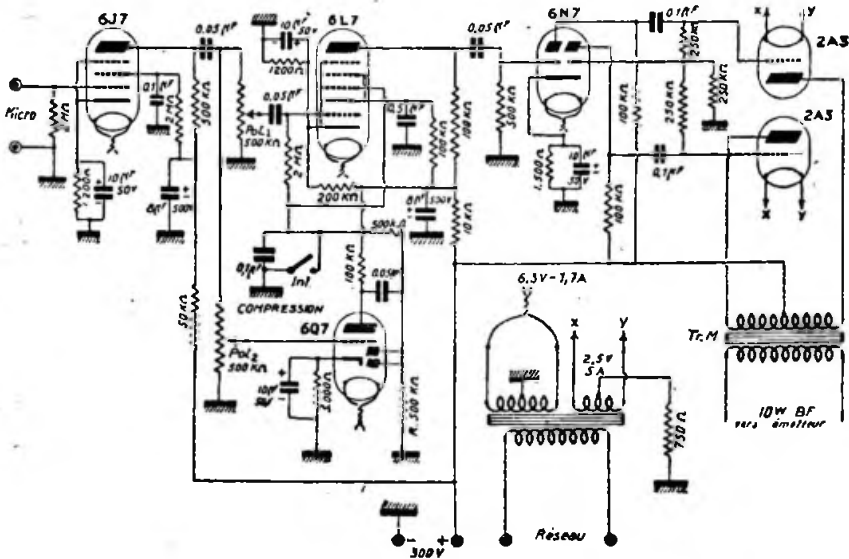


Fig. X-21

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

catrice 6J7. Ensuite, nous avons la 6L7 amplificatrice à compression, puis la 6N7 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.

T_m est le transformateur de liaison de modulation ; impédance primaire : 2×2.500 ohms.

A la sortie de la 6J7, 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 6Q7. 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_2 du tube 6L7).

Le réglage du système de compression est assez critique. On amène d'abord le curseur du Pot₂, commandant la compression, du côté masse. Puis on ajuste l'amplification B.F. au niveau maximum désiré, par le réglage de Pot₁. On manœuvre alors Pot₂ jusqu'à ce que l'on constate une diminution de la puissance de sortie (au décibelmètre, par exemple). Un interrupteur Int permet de supprimer l'effet de compression sans avoir à dérégler Pot₂.

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 6Q7 et le remplacement de la première amplificatrice de tension par une 6L7. 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 des 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 π dont la fréquence de coupure se situe aux environs de 3.500 c/s etc... dont l'action est plus ou moins certaine.

(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.

Nous passerons sous silence, ici, volontairement, ces dispositifs qui, outre leur but signalé, ont 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.

Néanmoins, ces dispositifs limiteurs présentent quelques avantages pour la modulation en fréquence à bande étroite (question de rendement) ; nous en reparlerons au moment voulu (chapitre XVIII § 2).

§ 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 L₁C_{V1}. 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'ampli-

ificateur B.F. convient parfaitement. Un transformateur $T_{r\text{mod}}$ 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 télégra-

phie (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 $Polar._2 = 2 \times$

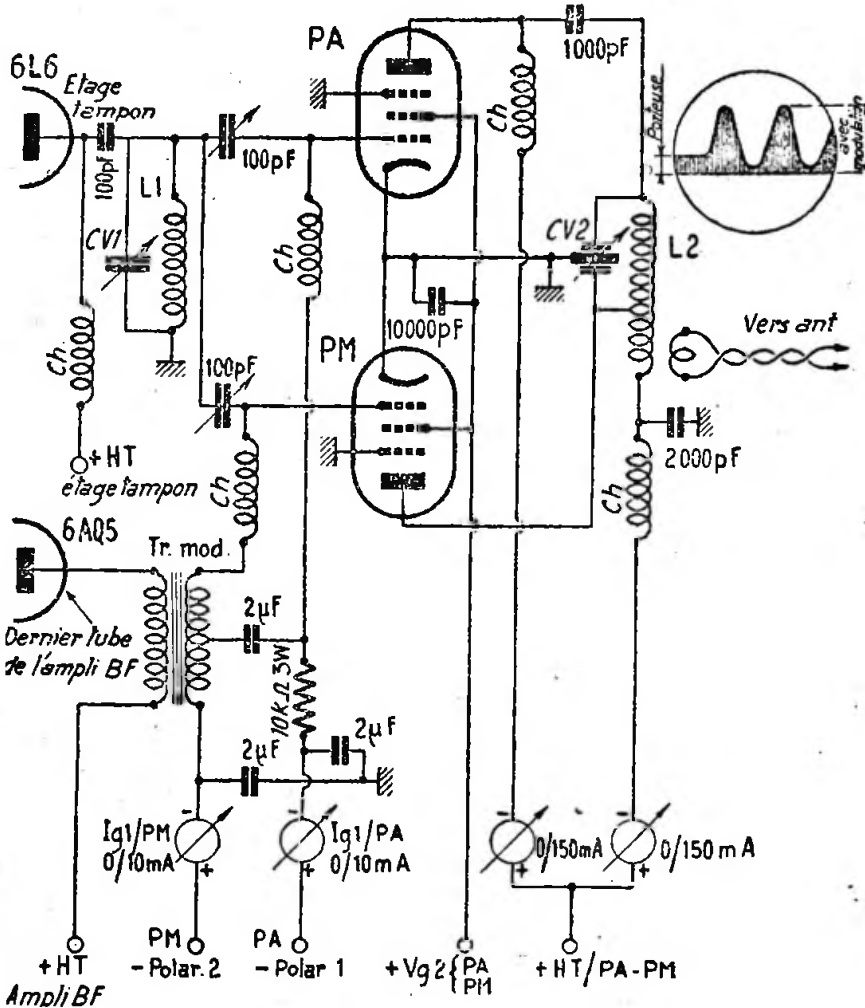


Fig. X-28

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 télégra-

phie. Enfin toutes les bobines d'arrêt Ch sont du type National R 100.

Voyons maintenant, rapidement, le fonctionnement.

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

§ 11. — Conclusion

grille de commande (Polar.). 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 « reconflage » 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 PA sont *modulés par 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).

(1) Même remarque au sujet des milliampères-mètres 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.

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 (G₁, G₂ ou G₃) — 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 QRP, 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. »

Amplification basse fréquence Modulateurs

§ 1. — Microphones

Le microphone est un des accessoires capitaux 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, de marque réputée, la fidélité et le succès sont 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,

(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.

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).

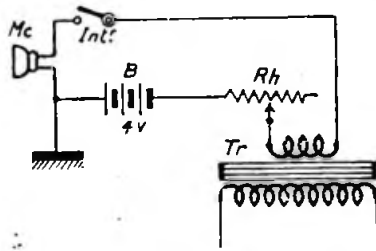


Fig. XI-1

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 pro-

venant soit de la haute tension d'alimentation du modulateur, soit d'une tension de polarisation (cathode). La figure XI-2 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

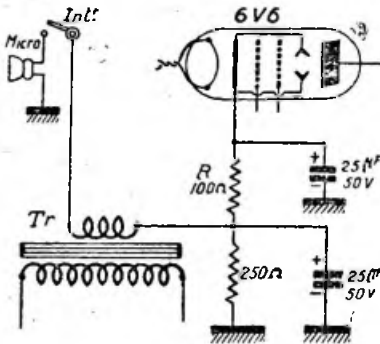


Fig. XI-2

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.

La membrane du micro à charbon possède une fréquence de résonance propre très accentuée, qui la rend impropre à la

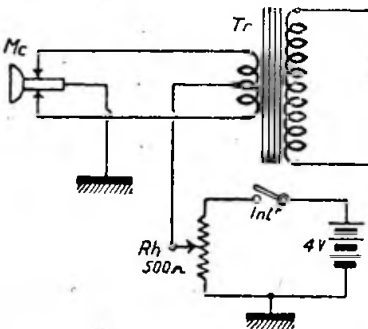


Fig. XI-3

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 qualité de reproduction; la figure XI-3 donne le schéma de branchement d'un tel micro.

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 tétraode).

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 :

(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, AB₁, AB₂ ou B.

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 AB₂ 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 *abaissseur* ; 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 AB₂, 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 :

$$\frac{K \cdot Z}{\rho + Z}$$

Cette relation représente, en effet, le *coefficient d'amplification dynamique* du tube. On a : K, coefficient d'amplification statique du tube, et ρ, 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 $\frac{K \cdot Z}{\rho + Z}$ donne donc le gain

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 :

$$\text{Gain réel } G = \frac{0,9 \times K \cdot Z}{\rho + Z}$$

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 G₁, G₂ et G₃, le gain réel de la chaîne d'amplification sera de : G₁ × G₂ × G₃.

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.

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 mm^2 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 bakérisé, 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.

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 cm^2 ;
 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 ; si on ne la connaît pas d'une façon précise, on pourra toujours la mesurer comme il a été expliqué au chapitre II, § 11 C (on sait que l'impédance varie avec la fréquence). Supposons donc que pour la fréquence F appliquée à l'entrée de l'amplificateur B.F., à l'aide d'un générateur quelconque, nous nous

trouvons 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.

Dans le calcul des amplificateurs B.F., nous avons toujours parlé du rapport des tensions. Mais on peut faire également le rapport des puissances : le décibel est une unité utilisée précisément dans la mesure du rapport existant entre deux niveaux de puissance W_1 et W_2 . En fait, le nombre de décibels est égal à 10 fois le logarithme décimal (ou vulgaire) du rapport W_1/W_2 . 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 de sortie du microphone à la puissance de comparaison fixée à 6 milliwatts.

Précisons que l'on utilise également les décibels pour exprimer le rapport entre deux tensions, ou entre deux intensités. A ce moment, le nombre de décibels est égal à 20 fois le logarithme décimal du rapport V_1/V_2 ou I_1/I_2 .

Il importe donc de savoir « manœuvrer » avec les « décibels », comme avec les « volts ». Le tableau ci-dessous aidera le lecteur dans ce sens. C'est un tableau de correspondance, en quelque sorte, entre décibels, volts et watts. Les chiffres de puissance sont évidemment valables quelle que soit l'impédance; mais les chiffres de tension s'entendent pour une impédance de 500 ohms. Si l'impédance sur laquelle est

Décibels dB	Tensions (volts) V	Puissances (watts) W	Décibels dB	Tensions (volts) V	Puissances (watts) W
0	1,73	0,006	0	1,73	0,006
— 1	1,54	0,00477	1	1,94	0,00755
— 2	1,38	0,00387	2	2,18	0,00951
— 3	1,23	0,00301	3	2,45	0,012
— 4	1,09	0,00239	4	2,75	0,0151
— 5	0,974	0,00190	5	3,08	0,019
— 6	0,868	0,00151	6	3,46	0,0239
— 7	0,774	0,0012	7	3,88	0,0301
— 8	0,690	0,000951	8	4,35	0,0387
— 9	0,615	0,000755	9	4,88	0,0477
— 10	0,548	600×10^{-6}	10	5,48	0,06
— 11	0,488	477×10^{-6}	11	6,15	0,0755
— 12	0,435	387×10^{-6}	12	6,9	0,0951
— 13	0,388	301×10^{-6}	13	7,74	0,12
— 14	0,346	239×10^{-6}	14	8,68	0,151
— 15	0,308	190×10^{-6}	15	9,74	0,19
— 16	0,275	151×10^{-6}	16	10,93	0,239
— 17	0,245	120×10^{-6}	17	12,26	0,301
— 18	0,218	951×10^{-7}	18	13,76	0,387
— 19	0,194	755×10^{-7}	19	15,44	0,477
— 20	0,173	600×10^{-7}	20	17,32	0,6
— 25	0,0974	190×10^{-7}	25	30,8	1,9
— 30	0,0548	600×10^{-8}	30	54,8	6
— 35	0,0308	190×10^{-8}	35	97,4	19
— 40	0,0173	600×10^{-9}	40	173	60
— 45	0,00974	190×10^{-9}	45	308	190
— 50	0,00548	600×10^{-10}	50	548	600
— 60	0,00173	600×10^{-11}	60	1.730	6.000
— 70	0,000548	600×10^{-12}	70	5.480	60.000
— 80	0,000173	600×10^{-13}	80	17.300	600.000

faite la mesure est différente, il est nécessaire de faire le calcul de cette tension, en partant de la colonne « puissances », au moyen de la formule $V = \sqrt{Z \cdot W}$.

Parmi les multiples utilisations de ce tableau, voici un exemple qui permettra de mieux comprendre :

Un petit microphone piézoélectrique à membrane est indiqué comme ayant un niveau de sortie de -30 dB. Première question : quelle puissance B.F. délivrera-t-il ? Deuxième question : quel doit être le gain de l'amplificateur B.F. pour obtenir une puissance de sortie modulée de 60 watts ?

La première réponse est indiquée directement par le tableau ; en face de -30 dB, nous lisons 600×10^{-9} watt, soit 6 *micro-watts*.

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 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 posi-

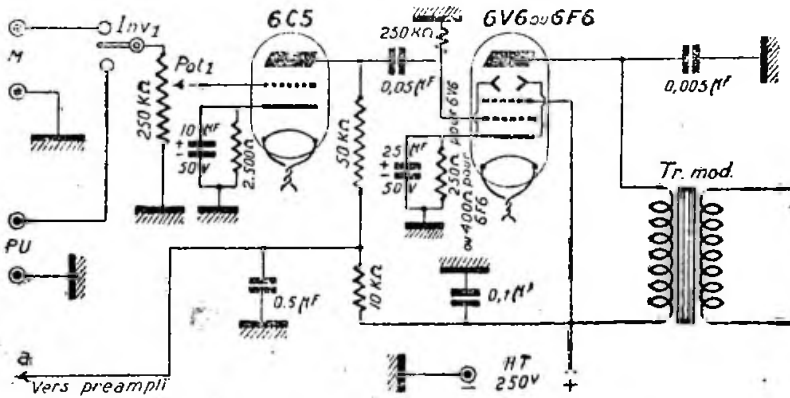


Fig. XI-4

Pour la deuxième réponse, en face de 60 watts, nous lisons 40 dB. L'amplificateur B.F. devra donc « remonter » la puissance de $30 + 40 = 70$ dB ; d'où gain total de l'amplificateur : 70 dB.

Si nous voulons chiffrer le gain en « amplification », comme au début de ce paragraphe, la suite du calcul est très simple également. En face des 70 dB nécessaires trouvés, nous lisons dans la colonne « 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 qui devra être fourni par les étages B.F. Dans notre exemple, on a : $5.480/1,73$, soit 3.200 environ.

Le décibel est donc une unité très commode utilisée dans les rapports de puissance, le plus souvent ; c'est une unité à base logarithmique dans le système des logarithmes décimaux (ou vulgaires).

tives ; en fait, le nombre de vus est numériquement égal au nombre de décibels en dessous d'un niveau de référence choisi, cette fois, à 1 milliwatt.

§ 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 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 sinusoï-

daux 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. 3, 4,2 ou 6,5 watts.

Nous débiterons évidemment par un ampli 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 la manœuvre de l'inverseur Inv.. Le réglage de gain B.F. s'obtient par le potentiomètre Pot., de 250.000 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).

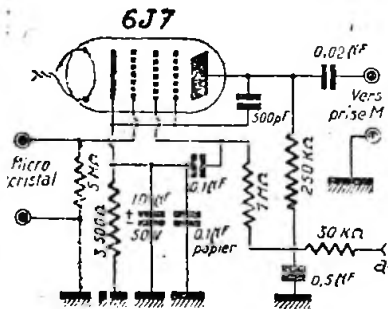


Fig. XI-5

L'alimentation H.T. se fait sous 250 volts par un redresseur tout à fait classique (non représenté). Une valve 80 ou 5 Y3 suffit amplement comme redresseuse.

La puissance modulée ainsi obtenue est de 4,25 watts.

On peut remplacer la 6V6 par une 6F6. La résistance cathodique de polarisation doit être alors de 400 ohms et l'impédance primaire de Tr. mod. de 7.000 ohms ; puissance modulée : 3 watts environ.

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.

Il est équipé d'une pentode 6J7, 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 6C5 ; de plus, les tubes 6J7 et 6C5 seront placés dans des blindages, à moins que l'on utilise des tubes « métal ».

B. — Amplificateur push-pull haute fidélité, 10 watts.

Cet amplificateur B.F. est équipé de deux tubes triodes ou 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.

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 6J7 ; il est suivi d'une 6N7 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 6N7 étant réunies en parallèle, cette lampe remplit également la fonction de mélangeuse. En 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 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 6N7 mélangeuse ; on la règle par le potentiomètre Pot.₃.

Les connexions grilles et plaques seront blindées jusqu'ici et les tubes placés dans des blindages, si l'on emploie des lampes « verre ».

Ensuite vient une seconde 6N7, 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. » ;

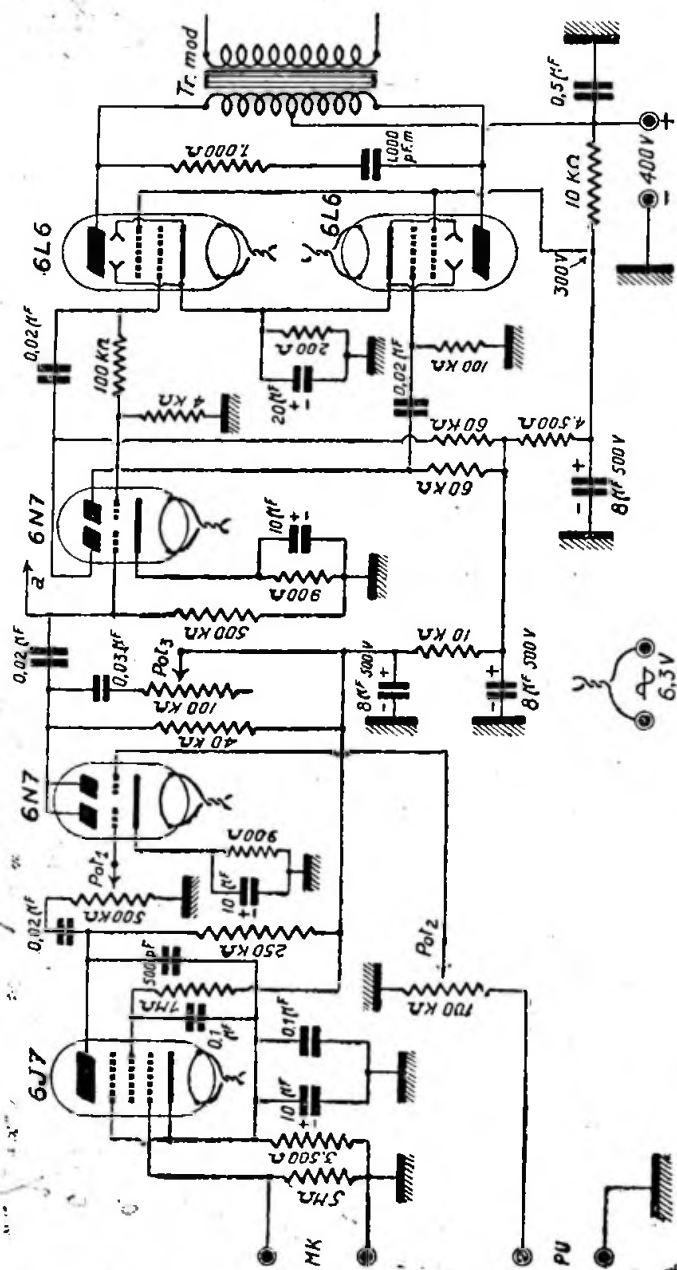


Fig. XI-6

AMPLIFICATION B. F. ET MODULATEURS

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 6C5 en mélangeuse, amplificatrice et déphaseuse, est décrit au cours du chapitre XIV.

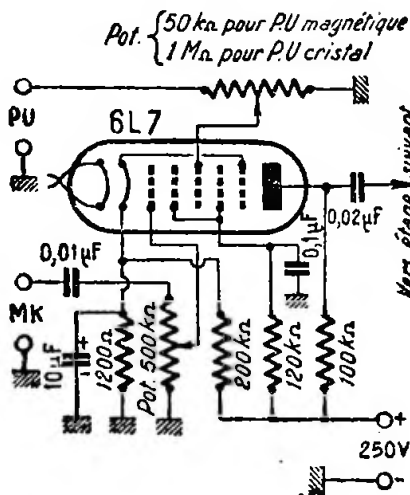


Fig. XI-7

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.

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 série R, évitant que la mise à zéro d'un potentiomètre amène 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 sou-

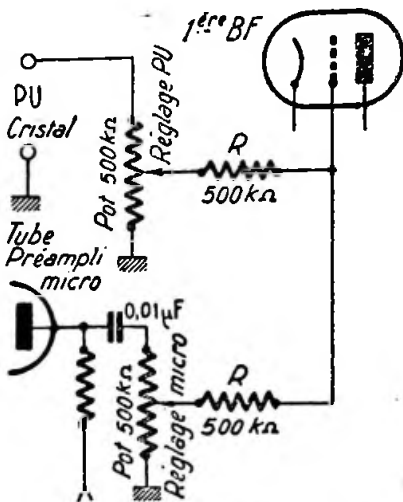


Fig. XI-8

vent la naissance d'oscillations parasites (accrochages) dans les étages du modulateur. 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

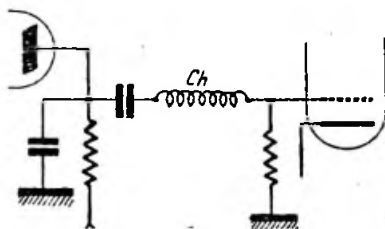


Fig. XI-9

suffit de placer une self de choc 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 self d'arrêt H.F., découplée par une petite capacité de 100 pF, à l'entrée de l'amplificateur (fig. XI-10). On utilise des

seils 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.

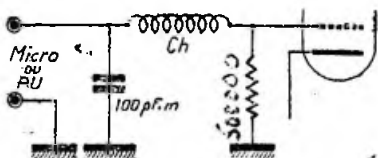


Fig. XI-10

En plaçant une résistance en parallèle sur l'entrée (résistance de 250 k Ω à 5 M Ω , par exemple), on agit sur la réponse des fréquences graves ; plus cette résistance a une valeur faible, plus les graves sont affaiblies.

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 Tr₁, transformateur de haut-parleur quelconque ; le secondaire basse impédance de Tr₁ 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 R₁ et R₂, 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 R₂ par un potentiomètre de 30.000 ohms, par exemple, monté en résistance variable.

Dans un push-pull, l'équilibrage doit être refait chaque fois, par exemple, que l'on change une lampe (V₁ ou V₂).

L'équilibrage terminé, l'ensemble Tr₁ et Ec est évidemment à supprimer, et on relie a à b directement.

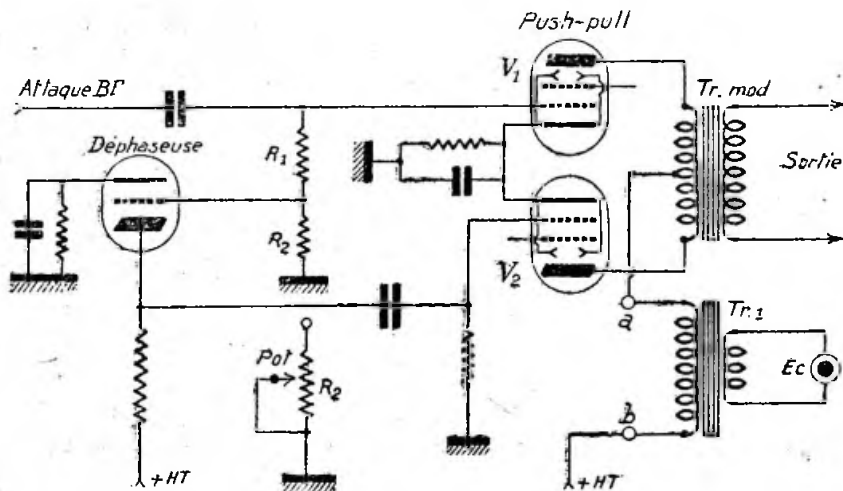


Fig. XI-11

Par contre, en plaçant une résistance en série dans la connexion grille d'entrée (résistance de 10 k à 500 k Ω , par exemple), on agit sur la réponse des fréquences 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 ; mais il existe un

D. — Amplificateur B.F. push-pull 25 watts à contre réaction et déphasage par transformateur.

Ce modulateur (fig. XI-12) comporte un tube 6J7 en préamplificateur microphonique, suivi de deux 6C5 en cascade, amplificatrices de tension.

Le réglage de puissance « micro » s'effectue par Pot₁ ; quant à Pot₂, il agit sur

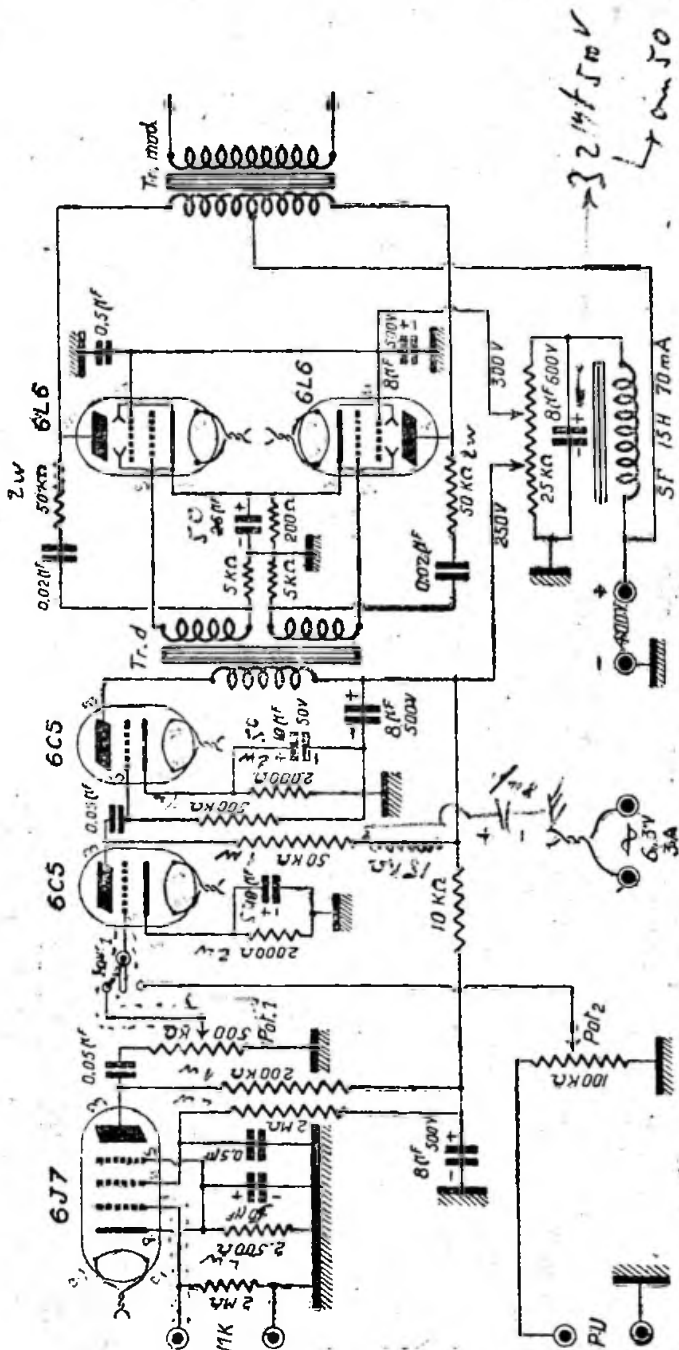


FIG. XI-18

1600 à 1500 - 2

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 6C5, et les lampes placées dans des blindages, à moins que l'on utilise des tubes « métal ».

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 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 sui-

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);

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

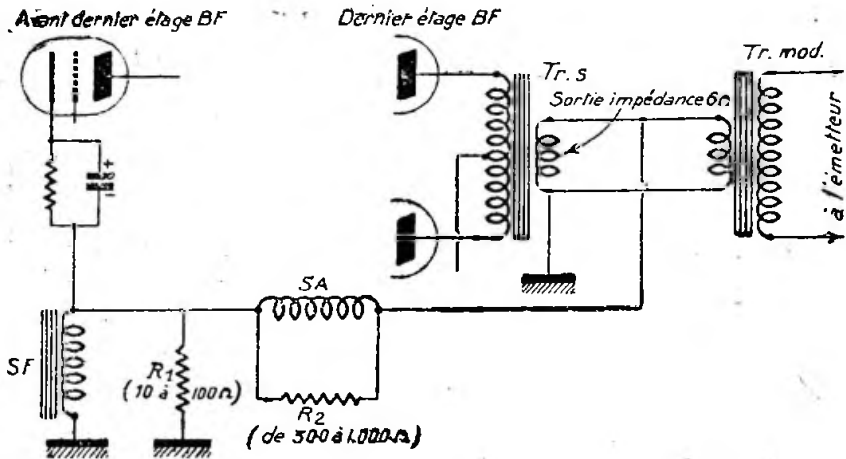


Fig. XI-13

vant 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 :

et les condensateurs de 0,02 μ F, 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 selfs, l'une à fer (SF), l'autre à air (SA); par ajustage des résistances 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 aigus).

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.

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 aigus ; par contre, une impédance trop faible entraîne l'accentuation des notes aigus 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

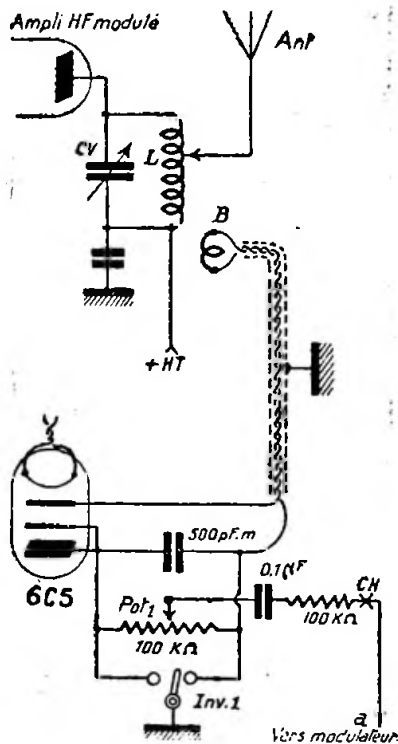


Fig. XI-14

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., de 100.000 ohms.

Chaque étage de l'amp. B.F. apportant un changement de phase, il est nécessaire de prévoir un inverseur Inv., 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.

Dans la liaison entre le circuit détecteur et l'amplificateur B.F., on peut intercaler, en plus, au point CH, une self 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 sur certaines bandes (1). 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 6J7, suivie d'une 6C5 amplificatrice de tension. Une autre 6C5 est attaquée par le pick-up. Les anodes de ces deux derniers tubes attaquent simultanément la grille d'une troisième 6C5, montée en déphaseuse. On réalise ainsi un système mélangeur réglable par Pot. et Pot.

Notons, à la sortie du préamplificateur microphonique, la présence d'un interrupteur Int., 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. 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 6C5 déphaseuse attaque un push-pull de 6F6 montées en triodes, étage driver classe A. 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 Ferris type AM 1711.

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 mono-plaques (2) 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 80. Un petit transformateur Tr. P est nécessaire pour cette tension de polarisation; il comporte un premier enroulement 5 V-2 A (chauffage de la 80) 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; im-

(1) Voir réglementation chapitre XXII.

(2) Les deux plaques de chaque valve sont réunies.

pédance 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 triode, 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.

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 (1), 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

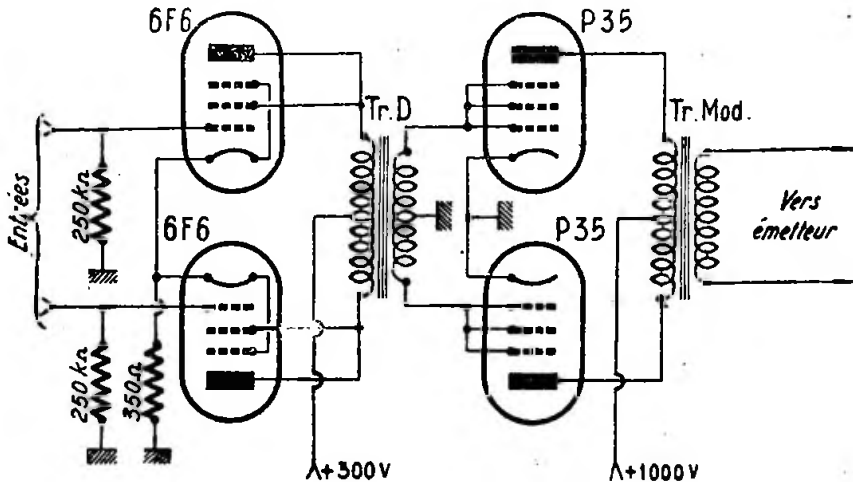


Fig. XI-16

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 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 allemand (1), fabriqué en France également sous le n° P35 (SFR). Les puissances qu'il permet d'obtenir sont très largement suffisantes. Avant de passer aux montages possibles avec ce tube, signalons également

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

(1) Pentode que l'on connecte en triode.

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 $2 \times 6F6$ pourra être celle du montage de la figure XI-15.

La figure XI-17 montre, enfin, un autre mode de connexion triode (1) : G_2 est reliée à la cathode ; G_1 et G_2 forment la grille de commande, mais dans G_1 est intercalée une résistance de $35 \text{ k}\Omega$ 1 watt. Cette figure représente un push-pull modulateur

5 watts. Le tableau ci-dessous indique les conditions de fonctionnement et les résultats obtenus en fonction de la tension anodique.

Conclusion.

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 !

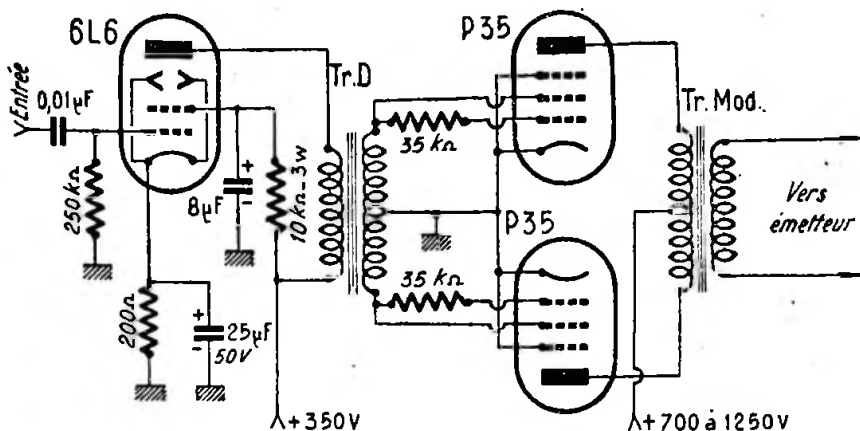


Fig. XI-17

classe B de P35 connectées comme il vient d'être dit, modulateur précédé de son étage driver 6L6 tétraode. Dans ce montage, tous calculs faits, le transformateur driver Tr. D doit présenter un rapport élévateur ; sur un noyau de 5 cm^2 avec entrefer de $0,1 \text{ mm.}$, 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

Nous arrêterons donc ici cette documentation sur les amplificateurs B.F. et les modulateurs. 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 automatique du gain (dispositifs vus au chapitre X, § 9).

(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

§ 4. — L'Enregistrement d'Amateur

Certains s'étonneront peut-être de voir un paragraphe consacré à l'enregistrement dans cet ouvrage. Cependant, il faut reconnaître que l'enregistrement est devenu pratique courante chez les amateurs-émetteurs. En effet, quoi de plus instructif que de pouvoir écouter l'enregistrement de sa propre émission fait par un amateur lointain ? On a ainsi l'image de ce que l'on envoie dans l'éther. Mais, pour que cette image soit... un *miroir*, c'est-à-dire que le contrôle ainsi passé soit *réel* et que l'on puisse en tirer des conclusions *valables*, il est nécessaire que l'opérateur effectuant l'enregistrement, puis sa retransmission, prenne certaines précautions indispensables. Nous en reparlerons dans la troisième partie de ce paragraphe, la première partie étant consacrée à l'enregistrement sur disques souples, et la seconde à l'enregistrement magnétique sur fil.

Deux entrées sont prévues : l'une à gain élevé, en cas d'enregistrement à partir d'un microphone ; l'autre à faible gain, pouvant être attaquée par un pick-up lecteur ou par un récepteur (cas qui nous intéresse). On passe d'une entrée à l'autre au moyen de l'inverseur Inv.

Le potentiomètre Pot. permet de doser l'amplification pour un fonctionnement correct du graveur. Entre les deux tubes 6C5 amplificateurs de tension, nous avons un circuit correcteur destiné à atténuer les « médiums » toujours trop importants.

La liaison entre le tube 6A5 triode et le graveur est faite par le transformateur Tr. L adaptateur d'impédances. L'impédance primaire doit être de 2.500 Ω ; quant à l'impédance secondaire, elle est déterminée suivant l'impédance du graveur (en général, de nombreux graveurs du commerce présentent une impédance de 500 Ω).

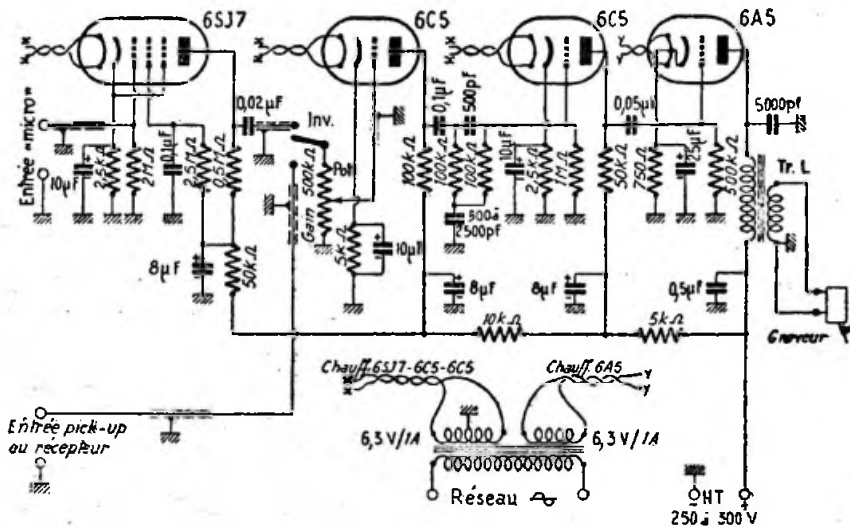


Fig. XI-18

A. — Enregistrement sur disques souples.

L'amplificateur B.F. nécessaire à l'enregistrement sur disques souples n'est pas très compliqué ; la figure XI-18 donne le schéma d'un tel appareil. En fait, la puissance requise par un graveur est minime (à condition que les impédances soient correctement adaptées), et une simple triode 6A5 convient parfaitement en amplificatrice finale.

Nous déconseillons formellement le système de liaison qui consiste à charger l'anode du tube final par une self à fer quelconque et à attaquer le graveur par un condensateur : aucune impédance n'est correcte, d'où gaspillage d'énergie B.F. et, ce qui est pire, importante distorsion linéaire.

Il ne reste que le système mécanique d'entraînement du disque. La figure XI-19 montre un de ces appareils réalisés com-

mercialement par « Dual » (1). Une telle section mécanique comprend :

1° Un moteur puissant entraînant un plateau très lourd destiné à vaincre, par énergie cinétique, toute résistance accidentelle due aux « forte » de l'enregistrement ;

2° Un graveur mu transversalement par une vis-mère, selon un rayon du disque, qui enregistre et trace le sillon ;

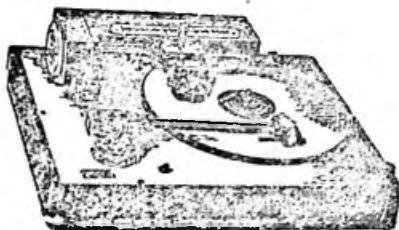


Fig. XI-19

3° Un pick-up lecteur destiné à la reproduction.

Généralement, la rotation du plateau s'effectue, soit à la vitesse de 78 t/mn, soit à la vitesse de 33 t/mn ; la première convient pour la parole et la musique ; la seconde doit être réservée uniquement pour la parole.

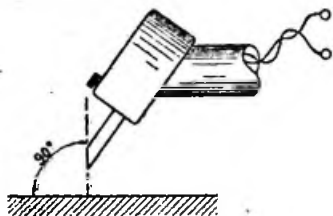


Fig. XI-20

Les disques souples (25 ou 30 cm.) sont faits d'une rondelle de zinc recouvert de matière cellulosique (Pyrax). Le disque à enregistrer est fixé solidement sur le plateau au moyen d'une flasque filetée et moletée. Avant l'enregistrement, nous recommandons d'enduire la face à graver d'une mince couche d'huile de paraffine.

Le burin graveur est ensuite placé dans la tête d'enregistrement ; ces burins pré-

sentent un méplat sur lequel doit venir serrer la vis de blocage. D'autre part, s'assurer que le tranchant du burin est bien perpendiculaire à la face du disque (voir fig. XI-20) ; le cas échéant, modifier la position de la tête graveuse. Quant à la profondeur du sillon, elle est déterminée comme suit : à l'enregistrement, le burin doit couper un copeau très net, se détachant automatiquement et ne s'accumulant pas sous la tête graveuse ; régler la pression de la tête sur le disque en conséquence.

Passons maintenant à la puissance B.F. nécessaire au bon fonctionnement du graveur. En aucun cas, le graveur ne doit « chanter » ; le gain de l'amplificateur est réglé de telle façon que le *burin* vibre très modérément entre les doigts. Il est d'ailleurs facile de munir l'amplificateur d'un indicateur visuel de volume sonore (indicateur cathodique, tube au néon, ou milliampermètre avec redresseur) ; nous verrons le montage de ces indicateurs dans la seconde partie de ce paragraphe ; on dispose ainsi d'un contrôle plus... technique.

Lorsque le disque est enregistré, il peut, naturellement, être repassé tout de suite ; mais, s'il s'agit d'un enregistrement de qualité, désirant être conservé, il est préférable d'attendre vingt-quatre heures avant de l'écouter : le sillon risquera moins d'être déformé et, de plus, le bruit de fond est très nettement diminué.

B. — Enregistrement magnétique sur fil. Magnétophone.

Grâce à des récents perfectionnements, l'enregistrement magnétique, quoique d'invention ancienne (Poulsen, 1899), permet actuellement des résultats étonnants (2). Nous n'avons pas la prétention d'étudier ici la technique de l'enregistrement magnétique ; nous laissons ce soin aux nombreux articles de vulgarisation parus dans la presse radiotechnique (3), et aux brochures spécialisées (4).

Nous voulons simplement décrire un appareil *magnétophone à haute fidélité*, de construction facile, capable de mettre les joies de l'enregistrement à la portée de beaucoup. De plus, cet appareil satisfera, par sa qualité, l'oreille la plus délicate, et rendra d'énormes services à l'amateur-émetteur. Avant d'entrer dans les détails

(1) Les réalisations industrielles de section mécanique pour enregistreurs sur disques ne manquent pas ; citons pour mémoire : Discographe, Thorens, Tolana, Dual, L.E.M., S.I.M.E.A., Film et Radio, etc...

(2) L'auteur a été un des premiers techniciens français à s'occuper de l'enregistrement magnétique (N.D.L.D.).

(3) Voir, par exemple : *Le Haut-Parleur*, n° 799, 816, 818, 843, 844, 845, 848, 851 et 855.

(4) Voir, par exemple : *Le fil, le film et le ruban sonores* (Hémardinquer).

de construction, rappelons brièvement le procédé exploité.

L'enregistrement est effectué sur un fil d'acier spécial de 8 à 10/100 de mm. ; ce fil se déroule à une vitesse *rigoureusement constante* (60 cm. par seconde) devant les pôles d'un électro-aimant de forme spéciale, appelé tête d'enregistrement. Cet électro-aimant reçoit, en effet, les composantes alternatives du courant B.F. de modulation, auxquelles on *superpose* un signal H.F. d'environ 40 kc/s, dit « courant ultrasonore de polarisation ».

Au début, on utilisait un champ de polarisation continu ; mais avec la polarisation supersonique on améliore nettement la « dynamique » de l'enregistrement et la réponse des fréquences aiguës ; on diminue aussi notablement le bruit de fond.

Aux essais, on constate une valeur optimum du courant H.F. de polarisation ; nous y reviendrons plus loin. Quant à la fréquence proprement dite de ce courant, elle n'est pas très critique (pourvu qu'elle soit ultrasonore).

Sur notre réalisation, nous avons utilisé des bobines de fil d'acier, soit Webster, soit Gilby-Wire, permettant des enregistrements d'une heure par bobine... plus qu'il n'en faut pour l'amateur. Précisons qu'il existe également des bobines de 15 et 30 minutes.

Les fils pour enregistrement magnétique sont en réalité des alliages d'acier ternaires : chrome-nickel, nickel-cuivre ou nickel-cobalt (force coercitive 150 à 250 cerstedts ; résistance à la traction : 1 kilogramme).

L'enregistrement étant *magnétique*, il ne se produit donc ni bruit d'aiguille, ni craquements, ni usure. De plus, les conditions de conservation de l'enregistrement sont parfaites pendant plusieurs années. Mais, d'autre part, tout enregistrement peut être effacé immédiatement ; d'ailleurs, le fait d'enregistrer à nouveau efface automatiquement le précédent enregistrement, et ces deux derniers points, pour tout ou partie de la bobine. En d'autres termes, le fil peut servir une multitude de fois.

En effet, avant d'entrer dans la « tête d'enregistrement », le fil passe dans la « tête d'effacement », électro-aimant parcouru par un assez fort courant ultrasonore également (environ 40 kc/s) (1).

A l'enregistrement, le fil se déroule à la vitesse linéaire constante de 60 centimètres/seconde ; lorsque l'on a terminé d'enregistrer (tout ou partie de la bobine,

rappelons-le) ; on rebobine le fil à une *grande vitesse* sur la bobine primaire, et tout est prêt pour l'audition. A la lecture, le fil se redéroule évidemment à la même vitesse linéaire constante (60 cm./s.), et c'est la « tête d'enregistrement » qui devient automatiquement « tête de lecture ».

Un dispositif de sécurité doit éviter les fausses manœuvres qui pourraient amener l'effacement de l'enregistrement au moment du rebobinage. Un tel accident ne peut pas se produire à la lecture ; dans cette position, l'oscillateur 40 kc/s d'effacement et de polarisation étant hors service. Par conséquent, le rebobinage ne doit pouvoir s'effectuer qu'en position « lecture » du magnétophone.

Tout à l'heure, en parlant de notre enregistreur magnétique, nous avons employé l'expression « haute fidélité » ; ce n'est peut-être pas celle qui convient exactement. En effet, souvent on dit d'un amplificateur B.F. qu'il est de haute fidélité, lorsque sa réponse est sensiblement linéaire... mettons de 50 à 12.000 c/s pour ne pas être trop exigeant. Malheureusement, il est loin d'être prouvé qu'un tel amplificateur satisfasse complètement l'oreille. Il suffit, en fait, d'examiner les courbes d'isosensation de cet organe imparfait, pour voir quel favoritisme il accorde aux fréquences comprises entre 1.000 et 4.000 c/s environ. Un amplificateur B.F. plaira donc à l'oreille (et c'est bien là uniquement ce qui compte !) lorsqu'il tiendra compte des courbes d'isosensation de l'être humain, autrement dit lorsqu'il creusera les médiums et relèvera les graves et les aiguës. On est donc loin de la réponse parfaitement droite ! Mais jugeons du problème en examinant la réponse d'un ensemble « tête-fil », qui précisément présente une prédominance entre 500 et 3.000 c/s, en tronquant rapidement les fréquences inférieures et supérieures. Il faut déjà un amplificateur sérieusement corrigé pour obtenir une réponse linéaire. Mais, lorsqu'il s'agit d'aboutir à une courbe globale finale relevant graves et aiguës, en partant d'une réponse « tête-fil », la solution du problème n'est pas immédiate !

C'est, cependant, à ce problème que nous nous sommes acharnés, et nous sommes heureux de livrer à nos lecteurs, graphiquement, les résultats que nous avons pu obtenir : voir figure X-21.

La courbe A, en pointillé, indique la réponse de la tête combinée WR12 Shure, en fonction de la fréquence, pour un enregistrement à *courant constant* sur fil d'acier Webster ou Gilby de 1/10 de millimètre se déroulant à une vitesse de 60 centimètres/seconde. La tension de sortie

(1) Ordinairement, les fonctions « lecture, enregistrement, effacement » sont groupées dans une seule tête, dite tête combinée.

est mesurée directement aux bornes de la bobine de reproduction (0 dB correspond à 1 mV).

La courbe B, en traits mixtes, correspond à l'addition des réponses de l'amplificateur B.F. fonctionnant tour à tour à l'enregistrement et à la reproduction. En fait, plusieurs circuits correcteurs, comme nous le verrons plus loin, fonctionne à l'enregistrement et à la reproduction, avec effet cumulatif évidemment. La courbe B représente donc l'énorme correction obtenue sur les graves et les aigus pendant les deux opérations.

synchronisé monophasé; la tête combinée assurant la répartition du fil par son mouvement vertical de va-et-vient; le compteur permettant de repérer très exactement telle ou telle partie d'un enregistrement; l'inverseur électro-mécanique (Inv.) à 3 positions, permettant l'entraînement du fil (lecture ou enregistrement), l'arrêt, et le rebobinage accéléré.

Deux vitesses d'entraînement du fil sont possibles, par simple changement du tambour d'enroulement: 30 et 60 centimètres/seconde. La première ne doit être utilisée que pour la parole seule; la seconde est

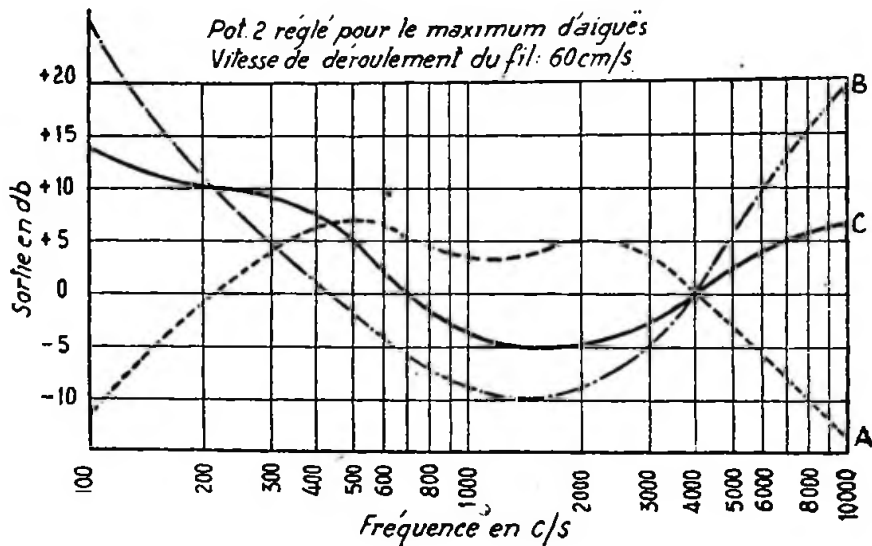


Fig. XI-21

Enfin, la courbe C, en trait plein, représente la courbe résultante globale de l'appareil. Nous sommes loin de la linéarité! Cette courbe n'est même pas très belle pour l'œil, mais, comme nous l'avons dit plus haut, elle plaît à l'oreille; et c'est bien le but qu'il faut atteindre. En effet, nous nous rapprochons ainsi de l'affaiblissement de 15 dB dans le médium, réclamé par l'oreille humaine.

Passons, d'abord, à la section mécanique de notre magnétophone.

La description de cette partie sera brève. Nous avons utilisé une platine Polyfil (modèle sorti en 1950) des Etablissements Vaisberg.

Cette platine d'une présentation impeccable comprend notamment: l'ensemble d'entraînement avec moteur asynchrone

indiquée pour les enregistrements exigeant une large bande passante (musique et parole).

Lorsque cette platine a été convenablement mise au point: réglage optimum des freins-feutre sous l'axe des porte-bobines et ajustage de la pression des galets d'entraînement (1), il est impossible de déceler le moindre « pleurage » sur les notes du piano, par exemple, ou « chevrottement » sur les très aigus. Un certain temps de rodage est, naturellement, nécessaire pour atteindre cette perfection. Seules subsistent quelques distorsions de transmodulation dues à la traction du fil sur lui-même... mais, bien souvent, passent inaperçues à l'oreille la plus exercée.

(1) Toutes les pièces sont, d'ailleurs, rectifiées et prévues avec rattrapage de jeu.

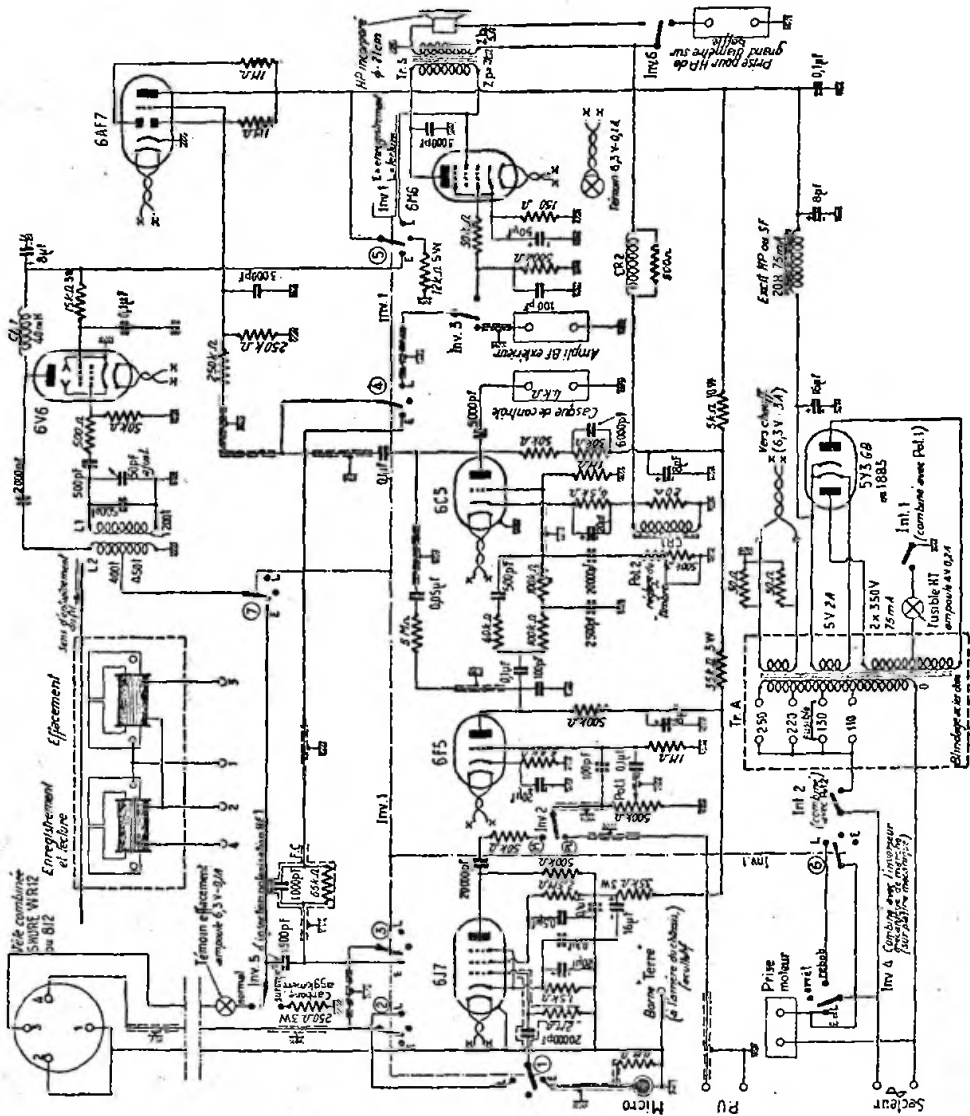


Fig. XI-22

Voyons, maintenant, la section *électro-nique*, et étudions, tout d'abord, l'amplificateur B.F. proprement dit, en nous reportant à la figure XI-22.

Le premier tube d'entrée est un 6J7 monté en préamplificateur à haut gain; il fonctionne à la reproduction, et à l'enregistrement si l'on utilise le microphone. Ce dernier est connecté dans ce cas, à la douille blindée « Micro »; pour notre part, nous utilisons un microphone cristal *sans membrane* à 4 cellules. Le condensateur de fuite de l'écran du tube 6J7 a une valeur élevée (0,5 μ F), afin de ne rien perdre dans l'amplification des graves.

Ensuite, nous avons l'inverseur Inv., permettant de passer de micro à pick-up, et inversement, durant un enregistrement. A la reproduction, Inv. doit toujours être dans la position M, naturellement. Il va de soi que, à la place de Inv., on peut prévoir un mélangeur classique équipé d'un tube double-triode avec deux potentiomètres séparés; le passage d'une position à

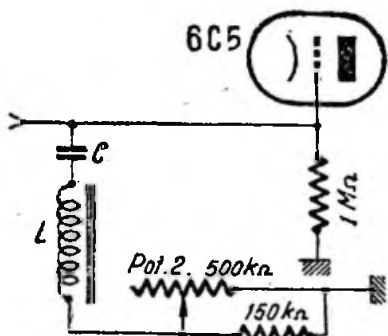


Fig. XI-23

l'autre est moins brutal, et il est possible de créer, également, un fond sonore, par exemple. C'est aux douilles marquées « PU » qu'il faut connecter le pick-up ou la sortie de détection d'un récepteur, dans le cas de la copie d'un disque ou d'une émission de T.S.F.

Vient, maintenant, le potentiomètre de réglage du gain B.F. (Pot., de 500 k Ω); comme il est montré sur le schéma, l'extrémité « chaude » de ce potentiomètre et le curseur sont reliés par un petit condensateur de 100 pF, favorisant le passage des aiguës. Puis, nous avons un tube 6F5, dont l'anode est chargée par une résistance de 500 k Ω et shuntée par une capacité de 100 pF. Notons que les condensateurs de liaison et les résistances

de fuite de grille ont les valeurs maxima permises.

Le tube suivant est un 6C5. La liaison de ce 6C5 au tube 6F5 précédent s'effectue à travers un filtre atténuateur de médium soigneusement calculé. De plus, on dispose du réglage de « timbre » Pot., de 500 k Ω , permettant l'atténuation de crachements ou bruits de fond parfois indésirables.

Il est possible de modifier ce correcteur de « timbre » comme il est indiqué sur la figure XI-23. Etant donné que le bruit de fond le plus gênant est provoqué par le frottement du fil sur la tête à la *reproduction*, on constitue un filtre série L.C. résonant sur la fréquence dudit bruit de fond. L'action du filtre peut être dosée, voire supprimée, par la manœuvre de Pot.

Pour L, nous avons utilisé les bobinages d'un vieil écouteur de téléphone. Cette self est accordée par un condensateur C sur la fréquence du bruit de fond; avec L constituée comme il a été dit, c'est un condensateur de 1.000 pF qui a permis l'élimination la plus efficace du bruit de fond.

L'anode du tube 6C5 est chargée par deux résistances de 50.000 Ω en série, dont l'une est shuntée par une capacité de 6.000 pF; on obtient ainsi une légère suramplification des notes graves. Un système de contre-réaction de tension non sélective a été prévu sur cet étage: résistance de 5 M Ω de plaque 6C5 à plaque 6F5.

C'est l'anode du tube 6C5 qui attaque la tête combinée à l'enregistrement; cette attaque est faite à travers un filtre correcteur F.C. composé d'une résistance de 65 k Ω , shuntée de 1.000 pF. Ce filtre a deux missions: d'abord, corriger l'amplitude de certaines fréquences appliquées à la tête d'enregistrement, et ensuite, adopter au mieux l'impédance de cette tête pour la charge anodique requise par le tube 6C5.

Le contrôle auditif durant un enregistrement est possible en connectant un casque alimenté à partir de l'anode du tube 6C5 à travers un condensateur de 5.000 pF. Si l'on ne dispose pas d'un casque d'impédance suffisante, ce qui entraîne un affaiblissement des aiguës, il convient d'intercaler en série avec le condensateur de 5.000 pF, une résistance de 100 k Ω . L'audition au casque est encore suffisante et les aiguës ne sont pas altérées.

Un contrôle visuel est également possible au moyen de l'indicateur cathodique 6AF7. On peut commencer à enregistrer un peu avant la fermeture du secteur à grande sensibilité; par contre, la fermeture du secteur à faible sensibilité indique la

saturation du fil et de la tête : il convient, alors, de réduire le gain par Pot.;

D'autres montages de contrôle visuel sont possibles ; citons, tout d'abord, le procédé utilisant un tube au néon repré-

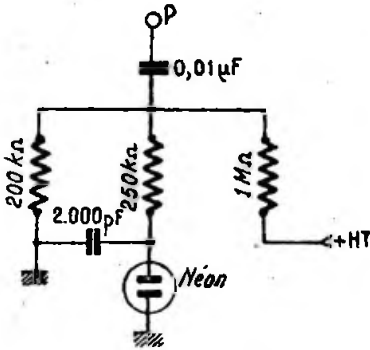


Fig. XI-24

senté sur la figure XI-24. Le point P est connecté à l'anode du tube 6C5 ; le tube au néon est du type NE51.

Pour ne pas saturer, ni la tête, ni le fil, il faut allumer la lampe au néon, en pé-

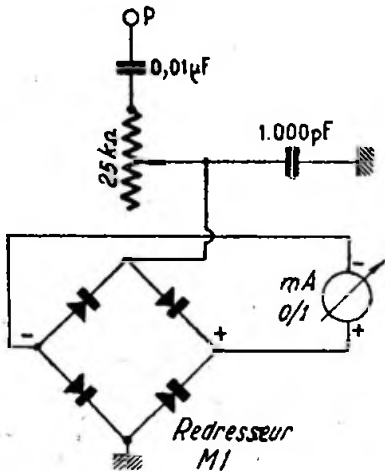


Fig. XI-25

riode de modulation, en poussant le potentiomètre de gain Pot., puis ramener le potentiomètre légèrement en arrière du point ayant provoqué l'éclairage de la lampe.

Un autre système qui n'est pas autre chose qu'un outputmètre est représenté sur la figure XI-25. On emploie un milli-ampèremètre à cadre de déviation totale 1 mA, et un redresseur oxy métal type M 1. Une résistance variable permet de faire des repères faciles sur le cadran du milli-ampèremètre ; par exemple, la modulation maximum donnant les meilleurs résultats, correspondra à la moitié de la déviation de l'aiguille. Comme précédemment, le point P est connecté à l'anode du tube 6C5.

Mais, revenons à la figure XI-22.

En position « reproduction », la chaîne B.F. se poursuit. Un inverseur Inv. permet d'appliquer les signaux modulés, soit sur le dernier étage du magnétophone, soit sur une prise marquée « Ampli B.F. extérieur ». Cette prise de sortie B.F. permet, par exemple, d'attaquer un amplificateur de grande puissance (public address) ou l'amplificateur-modulateur d'un émetteur.

L'étage final du magnétophone est équipé d'un tube 6M6 ; son anode est chargée à 7.000 Ω par le transformateur de sortie Tr.S adaptateur d'impédances pour le haut-parleur incorporé. Un système de contre-réaction sélective Tellegen corrige les deux derniers étages (entre bobine mobile et cathode 6C5) ; cette contre-réaction est inopérante en position « enregistrement », puisque le dernier étage 6M6 n'est, alors pas utilisé. De ce fait, le condensateur de fuite de l'anode du 6C5, nécessaire avec la contre-réaction seulement, a été placé en réalité à la sortie Inv., (condensateur de 100 pF). Et, de plus, ainsi placé, il ne shunte pas l'entrée de l'amplificateur extérieur qui pourrait être éventuellement employé.

Un autre condensateur de fuite, de 3.000 pF, est placé sur la plaque du tube 6M6. Les selfs à fer C.R., et à air C.R., du système de contre-réaction Tellegen sélective (graves et aiguës) sont des bobines du commerce.

Ainsi réalisé, l'amplificateur B.F. possède une courbe de réponse relevant nettement dans les extrêmes ; de plus, les distorsions par harmoniques de rangs pair et impair sont négligeables.

Voulant réaliser un appareil complet, pouvant enregistrer et reproduire partout, nous avons prévu un haut-parleur incorporé de 21 centimètres de diamètre. Néanmoins, si l'on veut obtenir des reproductions musicales de qualité, il est indispensable d'employer un haut-parleur séparé de 24 centimètres de diamètre au moins, monté sur un grand baffle (par exemple baffle bass-reflex de Jensen). Une

prise est réservée à cet effet, et l'on passe d'un haut-parleur à l'autre au moyen de Inv. a.

Passons, maintenant, à la partie haute fréquence. L'oscillateur H.F. produisant les tensions ultra-sonores d'effacement et de polarisation (ou prémagnétisation) est équipé d'un tube 6V6.

C'est un montage oscillateur classique à alimentation parallèle; de ce fait, la bobine d'entretien L_2 sert également de bobine de couplage pour la liaison à la tête-combinée. Une self d'arrêt Ch, est nécessaire dans l'alimentation anodique; cette self d'arrêt, de 40 mH environ, est constituée comme suit: on prend trois nids d'abeilles de diamètre intérieur 10 millimètres et comportant respectivement 600, 1.000 et 1.400 tours de fil 10/100 de millimètre deux couches soie; ces galettes sont connectées en série et placées côte à côte à une distance de 6 millimètres sur un tube de carton de 10 millimètres de diamètre; le plus petit nid d'abeille est connecté du côté anode 6V6, le plus gros du côté + H.T.

La bobine L_1 comporte 1.200 tours de fil de cuivre 3/10 de millimètre deux couches de soie; la bobine L_2 comprend, en tout, 850 tours de même fil; une prise

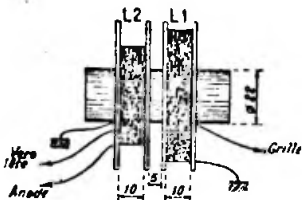


Fig. XI-26

est faite à la 450° spire comptée à partir de la masse pour l'alimentation de la tête. En respectant l'ordre des connexions indiquées sur la figure XI-26, les bobines devront être enroulées dans le même sens. L'oscillation produite a une fréquence de l'ordre de 40 kc/s. Cet oscillateur ne fonctionne, évidemment, que dans la position « enregistrement ».

Il arrive, lorsque l'on fait l'enregistrement d'une émission de T.S.F., que l'on soit gêné par une fréquence harmonique de l'oscillateur H.F. du magnétophone (interférence entre l'harmonique en question et l'émetteur reçu). Aussi, avons-nous prévu un petit condensateur ajustable à air, de 50 pF, en parallèle sur L_1 . Si l'on est gêné par un harmonique, il suffit de

donner un petit « coup de pouce » au condensateur ajustable! (La fréquence de la H.F. d'effacement et de polarisation n'est pas critique, même à quelques kilocycles près.)

D'autres montages oscillateurs sont possibles, notamment avec des bobines oscillatrices du commerce; dans ce cas, se conformer au schéma livré avec les bobines par le constructeur. La tension H.F. est appliquée au bobinage « effacement » de la tête-combinée (bornes 2 et 3), Inv. a étant donc la position « normal »; de plus une dérivation est effectuée, à l'aide d'un condensateur au mica de 1.500 pF, sur la bobine enregistrement de la tête, pour l'injection du courant de polarisation. Le courant H.F. d'effacement traverse une ampoule témoin de 6 V 100 mA; son extinction indiquerait, évidemment, durant un enregistrement, une panne de l'oscillateur. Nous reviendrons plus loin sur le rôle de Inv. a.

Comme le montre la figure XI-22, nous avons utilisé une tête combinée Shure type WR12 ou 812. D'autres têtes de marques différentes peuvent naturellement être employées, à condition qu'elles soient correctement adaptées, notamment les têtes Crescent et P.M.F..

Le tableau, page 294, donne les caractéristiques de la tête combinée Shure type WR12 utilisée dans notre montage.

Le courant d'effacement a été choisi pour un effacement de 40 décibels d'un signal B.F. à 400 c/s enregistré avec les courants basiques. L'impédance de la bobine « enregistrement-lecture » avec l'entrefer de 25/1.000 de millimètre est de 800 Ω à 1.000 c/s.

La correspondance des broches est indiquée sur la figure XI-22. Notons que les broches 1 et 2 ne doivent pas être reliées à la masse de la platine supérieure (comme on serait tenté de le faire), mais à la masse commune de l'étage 6J7, par une tresse souple de cuivre.

Voyons, enfin, l'alimentation. Le transformateur Tr.A est du modèle standard. La mise en service du magnétophone se fait en deux temps: d'abord, chauffage, par la manœuvre de Int. 2 (combiné avec Pot. a); ensuite, H.T., par la manœuvre de Int. 1 (combiné avec Pot. a). Ce dernier interrupteur offre la possibilité « d'attente » pour l'enregistrement, tout en étant prêt à fonctionner instantanément au moment voulu. La valve est du type 5Y3GB ou 1883 et un fusible H.T. (ampoule 200 mA) a été prévu dans le retour haute tension. Un filtrage soigné est recommandé: comme self de filtrage, on peut employer

Fréquence du courant. Polarisation et effacement	25	33	40	kc/s
Courant d'enregistrement	0,43	0,43	0,43	mA
Courant de polarisation (valeur optimum)	3	3	3	mA
Courant d'effacement (à ne pas trop dépasser sous peine de destruction)	63	65	65	mA
Tension d'effacement	42	51	57	V
Puissance d'effacement	1	1,3	1,65	W
Impédance de la bobine d'effacement (entrefer 25/100 de mm.).	650	770	890	Ω

la bobine d'excitation du haut-parleur. Si ce dernier est à champ permanent, on utilisera une self à fer de 20 henrys 75 mA ; mais il sera, alors, peut-être nécessaire d'intercaler en série avec cette self à fer, une résistance chutrice, de façon à amener la H.T. à la valeur de 250 volts, à la sortie du filtre. Tout au long de la ligne H.T. de forts découplages, par résistance et condensateur, ont été prévus, afin d'éviter toute tendance au « motor-boating ».

Le rayonnement du transformateur d'alimentation est réduit à une valeur négligeable en l'enfermant dans un capot en acier doux (épaisseur 4 millimètres).

Le chauffage sera câblé à « deux fils » et point milieu à la masse ; si l'on ne dispose pas d'un secondaire 6,3 V avec point médian, on en réalisera un artificiellement à l'aide de deux résistances de 30 Ω , comme il est montré sur le schéma.

Comme nous l'avons dit au début de ce texte, Inv. est un inverseur électromécanique, fixé sur la platine supérieure d'entraînement du fil. Mécaniquement, il opère le renversement de marche ; d'une part, déroulement du fil pour l'enregistrement ou la lecture ; d'autre part, rebobinage accéléré avec un point intermédiaire marqué « Arrêt ». Une galette de contact fixée dans le prolongement de l'axe permet la commutation électrique du moteur (fig. XI-22). Naturellement, dans la

position « rebobinage » de Inv., le moteur est encore contrôlé par la galette 6 de l'inverseur général Inv., de façon à ne pouvoir faire le rebobinage que dans la position « lecture » de ce dernier. En effet, c'est seulement dans cette position que l'oscillateur H.F. ne fonctionne pas, et l'on ne craint pas ainsi d'effacer un enregistrement en le rebobinant.

L'inverseur multiple Inv. assure toutes les commutations nécessaires pour le passage d'enregistrement (E) à lecture (L), et inversement. Il comporte sept commutations numérotées de (1) à (7) dont voici les fonctions :

(1) Commutation de l'entrée B.F. : micro ou tête ; (2) et (3) Commutation de la tête, soit sur l'entrée, soit sur la sortie de l'amplificateur B.F. de tension ; (4) Commutation de la sortie B.F. de tension : tête ou étage final ; (5) Commutation de la H.T. : étage final ou oscillateur H.F. ; (6) Coupure de sécurité pour le rebobinage ; (7) Coupure de la liaison à l'oscillateur H.F.

Ces sept commutations sont réparties sur quatre galettes. Chaque galette est séparée de sa voisine par une plaque formant blindage. Voici, maintenant, la répartition.

Première galette : commutation (1) et (5).

Deuxième galette : commutation (2) et (3).

Troisième galette : commutation (4) et (7).

Quatrième galette : commutation (6).

Une telle disposition est indispensable si l'on veut éviter les accrochages et les inductions dues au réseau.

Si l'on ne dispose pas de tubes « métal » ou « métal-verre » pour les lampes 6J7, 6P5 et 6C5, on disposera ces dernières dans des blindages. Enfin, toutes les connexions à faire en câble blindé sont indiquées sur le schéma.

Avant de terminer, il convient de signaler les possibilités diverses de notre réalisation.

Tout d'abord, nous disposons de deux vitesses d'enregistrement par l'interchangeabilité du plateau d'entraînement. En principe nous fonctionnons toujours sur 60 centimètres/seconde ; on obtient ainsi des enregistrements parfaits, aussi bien pour la parole que pour la musique.

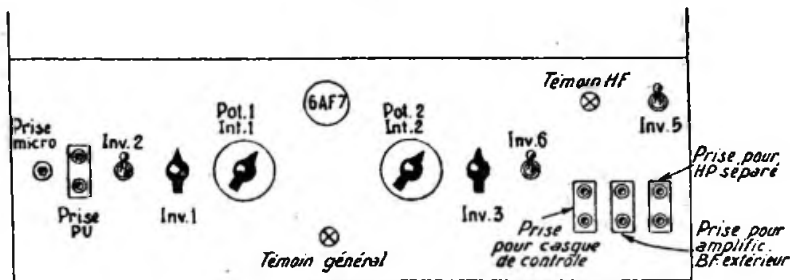


Fig. XI-27

Pour la disposition des éléments sur le châssis, on place, en ligne, à l'avant, la chaîne B.F. A l'arrière, à droite, se place l'oscillateur et ses circuits ; l'arrière gauche est réservée à l'alimentation. D'autre part, la figure XI-27, donne une idée de la

D'ailleurs, il existe des bobines d'une heure pour cette vitesse, ce qui représente déjà un temps appréciable d'enregistrement ; néanmoins, pour l'enregistrement d'un discours, conférence, reportage (parole uniquement), on peut employer la vitesse de 30 centimètres/seconde, ce qui donne, pour la bobine considérée, un temps d'enregistrement de deux heures !

Rappelons, également, que les conditions de conservation de l'enregistrement sont parfaites pendant plusieurs années. D'autre part, tout enregistrement, ou fraction d'enregistrement, peut être effacé immédiatement.

Parmi les possibilités diverses du magnétophone, il est évidemment inutile de parler de son aptitude aux enregistrements musicaux de qualité, puisque nous l'avons établi dans ce but, et que nous prouvons, ainsi, le très acceptable comportement du fil dans ce travail.

Avec son haut-parleur incorporé, notre enregistreur magnétique peut fonctionner partout. Naturellement, sur un haut-parleur de 24 ou 28 centimètres de diamètre avec grand baffle, les reproductions musicales ne sont pas à comparer ; bien que sur le haut-parleur incorporé, les auditions soient encore meilleures que sur 50 % des récepteurs actuels ! Et dites-vous bien, amis lecteurs, qu'étant donné la courbe de départ de l'ensemble « tête-fil », tout magnétophone ne comportant pas d'énergiques

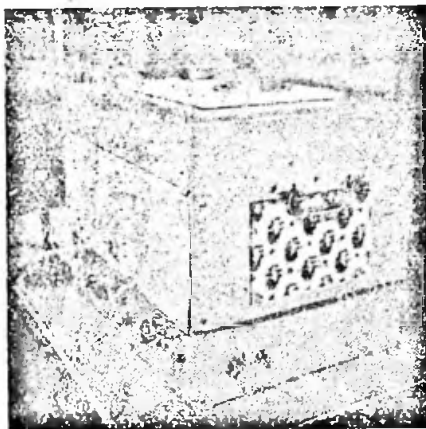


Fig. XI-28

répartition des prises et des commandes sur la face avant du châssis « section électronique ». L'aspect général de ce magnétophone est donné sur la figure XI-28.

circuits correcteurs, ne saurait avoir que la qualité « dictaphone » (1).

Si tout enregistrement peut être conservé, si on le désire, nous pouvons dire également, sous un autre angle de vue, que le même fil peut servir une multitude de fois. En effet, le fait d'enregistrer à nouveau efface *automatiquement* le précédent enregistrement, et cela, toujours, pour tout ou partie de la bobine. Dans ce cas, Inv.₂ doit être dans la position « normal ».

Et voici le rôle de Inv.₂ : si l'on place cet inverseur dans la position « surimpression », un nouvel enregistrement n'effacera pas le précédent, mais s'inscrira en *surimpression*. Pour cela, Inv.₂ coupe le courant H.F. sur la bobine effacement et le canalise sur une résistance soigneusement déterminée (250 Ω 3 W carbone aggloméré). En effet, la valeur de cette résistance non inductive doit être telle que sa consommation entraîne une diminution sensible du courant de prémagnétisation lors du second enregistrement (afin de ne pas altérer le premier).

Ce simple inverseur permet des effets inattendus par superposition d'enregistrements : par exemple, se disputer avec soi-même ; faire l'enregistrement d'une mélodie, puis le même interprète la reprend à la tierce, etc., l'on obtient un duo par un unique chanteur, etc...

Mais, nous nous laissons entraîner et sortons du cadre de cet ouvrage. Aussi, allons-nous voir dans la troisième partie de ce paragraphe, l'utilisation des enregistreurs (sur disques, ou magnétiques) par les amateurs-émetteurs.

C. — Utilisation des enregistreurs pour le contrôle des correspondants.

Voici le processus employé :

1° L'enregistreur est attaqué par le récepteur pendant l'écoute du correspondant : l'entrée à faible gain de l'enregistreur (marquée P.U.) est connectée par un fil blindé à la grille de commande du *premier tube* amplificateur B.F. du récepteur.

2° Lorsque l'enregistrement est terminé, et que le correspondant vous a « repassé le micro », il est alors possible de lui « retourner » sa propre émission, afin qu'il puisse juger par lui-même.

a) S'il s'agit d'un enregistreur sur disque, il suffit de placer le pick-up lecteur sur le disque qui vient d'être gravé, le pick-up attaquant l'amplificateur modulateur de l'émetteur comme d'habitude ;

b) S'il s'agit d'un enregistreur magnétique, opérer d'abord le rebobinage accéléré, afin de se placer, à l'aide du compteur, au début de l'enregistrement. Relier la sortie « ampli B.F. extérieur » à l'entrée « pick-up » de l'amplificateur modulateur de l'émetteur, au moyen d'un fil blindé (Inv.₂ de la figure XI-22 étant en position correspondant). Placer le magnétophone en état de fonctionnement sur position « lecture » (par Inv.₁), et effectuer la reproduction.

Le correspondant écoute alors, mot pour mot, sa propre émission ; il peut ainsi juger par lui-même des qualités et des défauts de sa station... c'est une façon élégante de passer les contrôles. Mais, pour que ces contrôles soient valables, il faut bien entendu que l'ensemble de la station opérant l'enregistrement et la retransmission soit parfaitement linéaire et ne présente pas un taux de distorsion supérieur à 5 %. Nous avons bien dit l'ensemble, à savoir : le récepteur, le magnétophone, l'amplificateur modulateur et l'émetteur.

Il va de soi qu'un tel contrôle passé par une station qui, soit par le récepteur, soit par l'émetteur, ne possède une bande passante allant que de 200 à 1.500 c/s par exemple, ne signifie absolument rien !

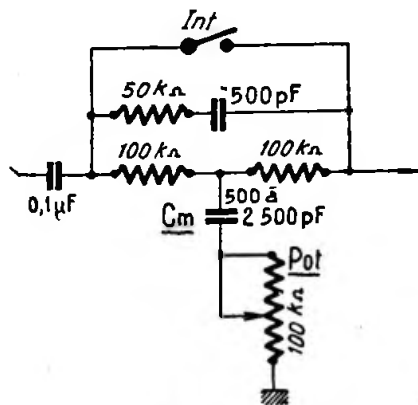


Fig. XI-29

En conséquence, pour un tel travail, effectuer l'enregistrement en position « sélectivité faible » du récepteur ; d'autre part, élargir au maximum la bande passante de l'amplificateur modulateur de l'émetteur.

De plus, afin que le correspondant puisse juger valablement du niveau relatif des graves, médiums et aiguës qu'il transmet, ladite bande passante très large devra être exempte de distorsion linéaire ; la courbe

(1) « Dictaphoné » : appareil enregistreur magnétique utilisé pour dicter le courrier, donc étudié exclusivement pour la parole, soit bande passante étroite.

de réponse devra être absolument droite. Pour cela, s'aider du générateur B.F. et de l'oscillographe.

Comme il est toujours ennuyeux de modifier la mise au point de l'amplificateur modulateur de l'émetteur, on pourra s'aider du circuit correcteur de médium du magnétophone (1) pour obtenir une linéarité correcte. Pour cela, le circuit en question est modifié, comme il est montré sur la figure XI-29. Par le réglage du *potentiomètre* de 100 k Ω , on agit fortement sur la réponse du magnétophone, et il est alors facile de donner une bonne linéarité à la réponse globale (ensemble de réception et enregistrement, et ensemble de reproduction et émission). On fait un repère sur le potentiomètre de 100 k Ω , de façon à pouvoir le replacer facilement dans la position correcte pour l'utilisation normale (en local) du magnétophone ; de plus, la fermeture de Int. supprime toute action du filtre atténuateur de médium.

Il va sans dire que l'opérateur disposant d'un émetteur mal réglé, aussi bien au

point de vue H.F. que modulation, devra s'abstenir de passer des contrôles par reproduction : l'émission du correspondant pourrait être bonne, que la sienne la rendrait mauvaise ! Donc, en résumé : bande passante large, parfaite linéarité et peu de distorsions de tous genres. Dans ces conditions *seulement*, la reproduction sera un « miroir », et l'on pourra en tirer des concausions *valables*.

Nota. — Dernièrement, nous avons fait des essais avec du fil américain Webster de toute récente fabrication (qualité encore améliorée). Il est à noter que les corrections schématisées par les courbes de la figure XI-21 peuvent être sérieusement atténuées. Avec ce nouveau fil et pour des enregistrements musicaux à 60 centimètres/seconde, le correcteur de médium est supprimé à l'enregistrement (Int., fig. IX-29, fermé) ; nous l'utilisons seulement à la reproduction : Int. ouvert et réglage du « creux » du médium par Pot. 100 k Ω , C_m est ramené à 1.500 pF. L'importance des corrections est donc fonction de la qualité du fil utilisé.

(1) Ou de l'enregistreur sur disques. Fig. XI-18.

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). A titre indicatif, un tube 6N7 peut être remplacé par un 6A6 (changement du support) ou par un 53 (changement du support et de la tension d'alimentation). D'autre part, on peut remplacer une RK20 par une 804, ou par une OS-40/1.250 ; ou encore une RK28 par une 803, par une P75B S.F.R., par une OS-70/1.750, etc., etc...

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).

§ 2. — Emetteurs de début

1. — Emetteur 1 étage 6L6-Xtal, modulation choke-system.

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.

Dans cet ouvrage, nous laisserons de côté les petits émetteurs — dits de poche ! — qui sont plutôt des curiosités de labo-

ratoire que des appareils vraiment aptes au trafic. Dans cet ordre d'idées, signa- lions, en passant, que l'auteur avait réalisé

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.

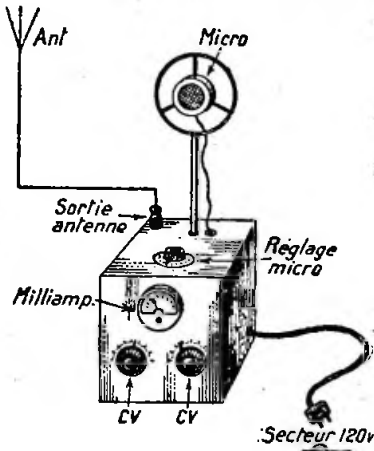


Fig. XII-1

Mais voyons plutôt un émetteur un peu plus puissant (1), 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 pico-farads ; 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'oscillateur 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

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

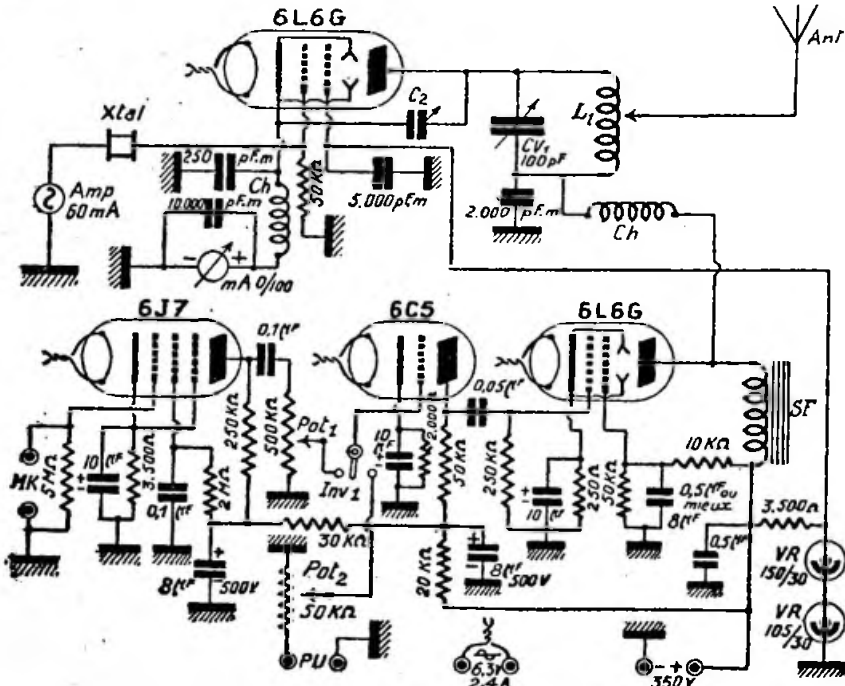


Fig. XII-2

MONTAGES D'ÉMETTEURS RADIOTÉLÉPHONQUES

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 pilote-voire, puisque nous utilisons un pilote-voire par quartz. Naturellement, il ne faudrait pas tenter de moduler un oscillateur E.C.O., Clapp, etc...

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.

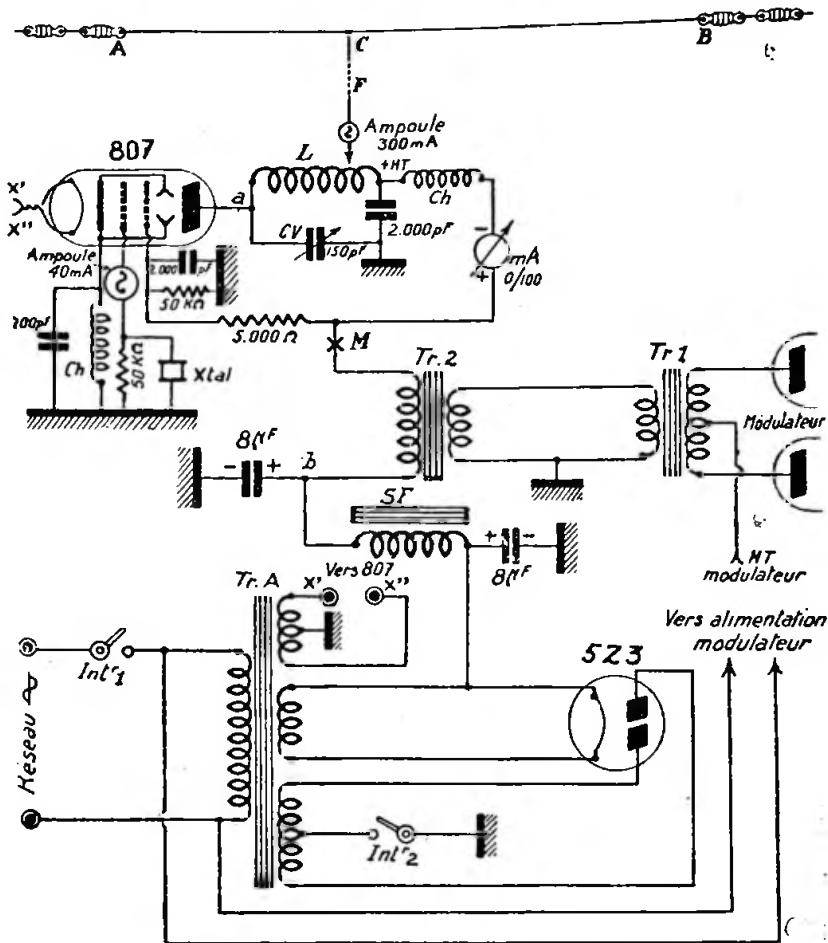


Fig. XII-3

La modulation se fait en choke-system (modulation anode Heising) par une self 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.

équipé d'une valve 5Z3 (H.T.: 300 à 350 volts maximum).

Enfin, la self L_1 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 lors-

que le C.O. est accordé sur la fréquence fondamentale du quartz. Il fournit encore une puissance H.F. acceptable avec doublement 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. — Émetteur 807. Réflexions et étude d'un OM débutant. Mise au point et réglages.

Après avoir lu entièrement l'ouvrage qu'il a en mains actuellement, notre ami « OM débutant » est revenu à ce paragraphe. Il a, en effet, décidé de se limiter, du moins pour « entrer dans le bain », à ce genre de petit émetteur monolampe ; c'est une sage façon de faire, que nous ne saurions trop recommander. S'il mène à bien ses premiers essais, il s'adressera ensuite à un émetteur plus important, qui ne sera, d'ailleurs, qu'une répétition plus grande de ce qu'il vient de faire ; il hésitera moins, riche des enseignements acquis avec le premier émetteur.

Notre ami a donc longuement médité la question, et plus spécialement le début de ce chapitre ; puis, finalement, il a « pondu » le schéma de sa première future station, schéma que nous reproduisons sur la figure XII-3.

Maintenant que le schéma est fixé sur le papier, nous allons suivre notre ami dans son montage, décrire chacun de ses gestes à la mise en route, et tâcher de comprendre ses réactions. Il se limite pour les premiers essais, à la seule bande 40 mètres ; le quartz « Xtal » est donc choisi dans un endroit propice (pas trop QRM !) de la bande dite 7.000 kc/s. Une ampoule-fusible de sécurité de 40 mA (genre feu arrière de bicyclette) a été prévue, afin d'éviter le claquage du cristal en cas de fausses manœuvres.

L'oscillation H.F. disponible est mise en évidence aux bornes du circuit oscillant L.C.V. dans l'anode de la 807. Notre ami a adopté le montage spécial du condensateur variable C.V. permettant d'avoir les lames mobiles à la masse (montage indiqué au cours de cet ouvrage). On a ainsi une plus grande facilité de montage, en évitant l'isolement de l'axe du condensateur. Comme le schéma l'indique, ce dernier a une capacité maximum de 150 picofarads ; il a été choisi à lames écartées et

monté sur stéatite. D'autre part, toutes les capacités fixes sont du type à diélectrique mica.

La self L est faite en fil de cuivre de 30/10 de millimètre recuit et bien propre (poli à la toile émeri). Notre amateur a bobiné ce fil sur un cylindre de bois de 30 millimètres de diamètre. Pour permettre l'accord dans la bande 7 Mc/s avec le C.V. choisi, il a réalisé un enroulement de 17 spires réparties sur une longueur de 100 millimètres. La self ainsi obtenue est très rigide, et le cylindre ayant servi de mandrin est enlevé, de façon à obtenir ce que l'on appelle une « self sur air ».

Passons maintenant au montage et au câblage : l'ensemble est monté sur un châssis métallique avec panneau avant aluminium, par exemple. Précautions prises :

1° Connexions très courtes et en gros fil de cuivre non oxydé ;

2° Retours de masse en un point commun au châssis ;

3° Self L pas trop rapprochée du châssis ou du panneau avant, afin d'éviter les pertes ;

4° Soudures très chaudes et bien prises ;
C'est parfait ! Continuons !

Sur le panneau avant, le condensateur variable est solidement fixé ; aux bornes mêmes de ce condensateur, soudons d'une façon parfaite les deux extrémités de la self bobinée tout à l'heure, avec, cependant, une capacité de 2.000 pF en série côté + H.T., comme le montre le schéma de la figure XII-3. Ensuite, relierons le côté a de la self et du C.V. à l'anode de la 807 (téton du sommet) par un gros câble souple... et ainsi est fait notre circuit oscillant d'une façon parfaite.

Sur ce même panneau avant, fixons également le milliampèremètre à cadre mobile de déviation totale 100 mA, indispensable pour le réglage.

Et le reste du câblage se poursuit, toujours réalisé avec soin. Au point de vue « alimentation », rien de très spécial ! Notre ami OM a choisi un transformateur Tr.A. donnant environ 2×450 volts sur les plaques de la valve 5Z3, afin d'obtenir, au point b, une tension redressée et filtrée de 400 volts. La valeur de la self de filtrage SF n'est pas critique, pourvu qu'il ne subsiste aucune trace d'alternatif à la sortie du filtre ; en général, une self à for d'une vingtaine d'henrys pour le débit considéré, convient parfaitement. Le transformateur Tr.A. comporte, en outre, un enroulement 6,3 volts avec point milieu à la masse pour le chauffage de la 807.

Au sujet modulation, c'est le procédé par modulation combinée d'anode et d'écran qui a été choisi.

Nous avons, nous le verrons plus loin, en charge normale, une puissance input (ou puissance alimentation) de 32 watts pour la 807 ; il suffira donc de disposer sensiblement d'une puissance modulée de $32/2 = 16$ watts, pour obtenir un taux de profondeur de modulation voisin de l'unité (100 %). Revoir chapitre X.

La puissance modulée nécessaire n'est pas extraordinaire, mais comme notre ami espère ne pas s'en tenir uniquement à ce montage, il a réalisé un amplificateur B.F. de puissance moyenne, qui lui permettra, par la suite de moduler des sections H.F. plus importantes. Son choix s'est arrêté sur le modulateur de la figure XI-6.

Pour éviter l'utilisation d'un transformateur de modulation, notre amateur a adopté la solution économique des deux transformateurs courants. Le premier Tr_1 , présente une impédance primaire de deux fois 3.300 ohms pour le push-pull, et un enroulement secondaire de 6 ohms. Le second, Tr_2 , est un transformateur ordinaire de haut-parleur (transfo pour tétraode 6V6). L'enroulement basse impédance — 6 ohms également — est connecté en parallèle sur la sortie de Tr_1 , et le secondaire (impédance 5.000 ohms) est traversé par le courant continu d'alimentation d'anode et d'écran du tube 807 ; il superpose à ce courant continu, le courant alternatif B.F. en provenance du modulateur. Mais pourquoi avoir choisi, pour Tr_2 , un transfo pour tétraode 6V6, impédance 5.000 Ω ? Tout simplement parce que, comme nous l'avons expliqué au cours du chapitre X, le tube 807 présente, en charge normale, une impédance d'anode de :

$$R = \frac{V}{I} = \frac{400}{0,080} = 5.000 \Omega$$

(400 V étant la tension anodique et 0,080 A le courant plaque en charge normale ; nous verrons cela tout à l'heure) (1).

Pour le fonctionnement en télégraphie, le modulateur est évidemment inutile, et on peut l'éteindre ; le manipulateur est simplement intercalé au point M de la figure XII-3

Passons à l'antenne, maintenant. Notre ami OM n'aime pas le complexe... Aussi a-t-il choisi une antenne Conrad-Wilson à feeder unique. Il est évidemment nécessaire de la tailler de façon qu'elle vibre exactement sur la fréquence des oscillations à rayonner.

(1) Cette prédétermination peut être faite à l'aide des caractéristiques du tube.

Mais tout cela a été soigneusement établi d'après les formules données au chapitre XIII et plus spécialement au paragraphe 9-A, se rapportant à ce genre d'aérien.

$$AB \text{ en mètres} = \frac{\lambda}{2,07}$$

λ étant la longueur d'onde en mètres de l'oscillation entretenue égale à 300.000/f, si f est la fréquence du quartz en kilocycles/seconde.

A chaque extrémité, de bons isolateurs pyrex sont placés. Ensuite, déterminons le point C d'attaque du feeder par la relation :

$$AC = 0,36 AB.$$

Nous soudons donc le feeder au point C sur le brin rayonnant. Ce feeder pouvant avoir une longueur quelconque, hissons le brin AB le plus haut possible ; mais veillons cependant à ce que le feeder s'éloigne du brin rayonnant dans une direction perpendiculaire (brin AB et feeder CF en fil de cuivre émaillé de 16/10 de mm.).

Et voici qu'arrive le moment des émotions ! Est-ce que ça va fonctionner ? Vérification du montage, câblage, etc. ; et, tout d'abord, ne branchons pas notre aérien.

Fermons Int_1 , et attendons une trentaine de secondes, temps nécessaire au chauffage de la 807. Ensuite passons à Int_2 ; cet interrupteur (dit « standing-by ») permet l'enclenchement de la haute tension sur l'émetteur. Il est indispensable, car, pendant le trafic, il est nécessaire de pouvoir exécuter l'arrêt et la mise en route de l'émetteur d'une façon instantanée sans avoir à attendre chaque fois le temps utile au chauffage des filaments.

Donc, fermons Int_2 ; le milliampèremètre dévie presque complètement : nous ne sommes pas accordés à la résonance ; aussi, dépêchons-nous de le faire, en manœuvrant le condensateur variable. Lorsque nous passons sur la résonance, l'aiguille du milliampèremètre accuse un minimum très brusque ; réglons-nous donc avec soin sur ce minimum (l'aiguille doit indiquer environ 50 mA) (2). Dès maintenant, l'oscillation peut être mise en évidence en couplant une boucle de Hertz, par exemple, dans l'axe de L.

Il ne reste plus qu'à connecter l'aérien ; on trouvera le maximum de rendement H.F. (puissance haute fréquence maximum)

(2) Il s'agit d'un oscillateur ; rappelons que dans un amplificateur H.F., le courant anodique de l'étage non chargé doit être le 1/9 ou le 1/10 de la consommation de l'étage chargé.

transférée à l'antenne) en branchant le feeder F sur la self L à la 6^e ou 7^e spire comptée à partir du côté + H.T. Le fait de brancher ainsi l'aérien *directement* sur la self anodique entraîne parfois un léger désaccord du circuit oscillant. (Nous expliquons cela et nous donnons le « remède » au cours du chapitre XIII, réservé aux antennes.) Mais avec notre petit émetteur, ce phénomène n'a pas grande importance, et nous nous bornerons simplement à *réaccorder* le circuit oscillant en manœuvrant très doucement C.V., toujours en recherchant le minimum de déviation du milliampèremètre. Mais attention ! le minimum de courant anodique, avec l'aérien connecté (on dit : en charge), est nettement supérieur au premier minimum indiqué précédemment. On doit avoir environ 80 mA comme lecture du courant anodique (ce qui fait bien $400 \times 0,080 = 32$ watts input, comme annoncé). En effet, maintenant, l'antenne « pompe » — et la

doit *légèrement* varier au rythme de la modulation ; sur une note tenue (coup de sifflet prolongé, par exemple), on constate facilement cet *accroissement* de l'éclairage.

Mais précisons bien qu'en aucun cas, l'aiguille du milliampèremètre ne doit vibrer avec la modulation. S'il n'en est pas ainsi, on peut être certain de surmoduler. En résumé, régler l'amplificateur B.F. par la manœuvre du potentiomètre de gain juste avant que ladite aiguille du « mA » ne varie avec la modulation.

Et voilà... ouf... ça marche ! Avec un tel émetteur convenablement réalisé, câblé avec soin, et antenne minutieusement accordée, notre ami OM pourra facilement prétendre *toucher* toute l'Europe sur 40 mètres... en attendant de faire quelque autre émetteur plus puissant.

Les O.M. « chevronnés » nous excuseront d'être entrés dans des détails qui leur paraîtront peut-être superflus ; mais ne faut-il pas songer aussi aux débutants ?

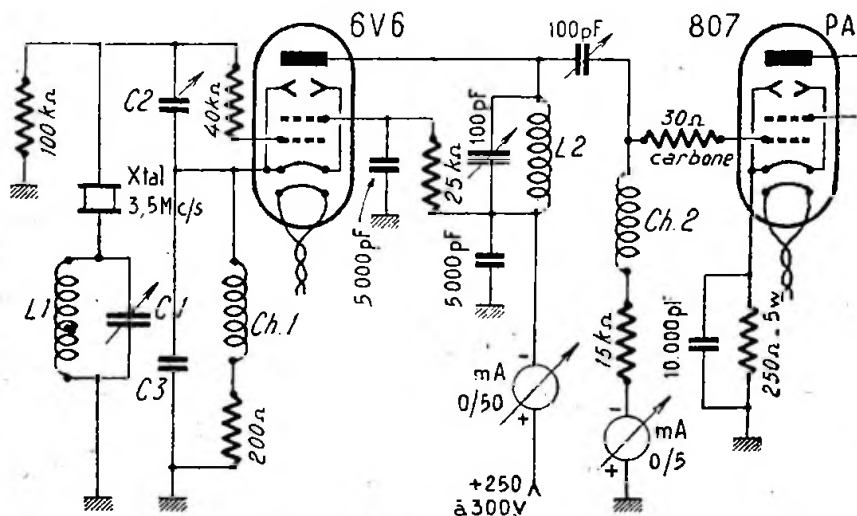


Fig. XII-4

meilleure preuve en est l'éclairage de la lampe de 300 mA branchée en série à la base du feeder (genre ampoule de cadran 0,4 A). A titre indicatif, disons que cette ampoule doit s'allumer d'une façon à peu près normale presque au blanc incandescent).

Pour la modulation, il est toujours intéressant de rechercher à moduler le plus profondément possible (sans toutefois surmoduler !). L'éclat de l'ampoule du feeder

3. — Emetteur pour débutants 6V6/807.

A) Cet émetteur pourra être construit après celui de la figure XII-3.

Nous ne redonnerons pas le schéma d'un tel émetteur comportant un tube 6V6 au pilote et un tube 807 au P.A. ; nous prions le lecteur de se reporter à la figure IX-4 et au texte s'y rapportant. Naturellement, pour le trafic en téléphonie, il n'est plus question de manipulateur, et les retours

de cathodes des deux tubes seront connectés directement à la masse (1).

Comme précédemment, l'amplificateur B.F. modulateur sera celui de la figure XI-6, et la modulation sera appliquée simultanément sur l'anode et l'écran selon le schéma de la figure X-7.

De plus, il convient d'ajuster les conditions de fonctionnement du tube 807 pour la modulation par contrôle d'anode : ces conditions maxima sont les suivantes :

Tension plaque = 600 V ; et en se reportant à la figure X-7, on a : $R = 50.000 \Omega$ 10 W, $C_2 = 10.000 \text{ pF}$, $C_3 = 2.000 \text{ pF}$; impédance secondaire du transformateur de modulation 7.000 ohms environ.

B) Au lieu d'utiliser à l'étage pilote, un oscillateur quartz tritot comme l'indique la figure IX-4, il est possible de monter un étage cristal à fréquence variable. La variation de fréquence possible sera très appréciée en cas de QRM.

Ce montage d'oscillateur à fréquence variable est dû à Franck C. Jones, promoteur de nombreux circuits utilisés dans les émetteurs ; comme cet oscillateur n'a pas encore été vu dans cet ouvrage, nous allons donner quelques détails sur son principe.

Le schéma de ce pilote est donné sur la figure XII-4. Afin d'obtenir la plus grande variation possible de fréquence sur l'onde de sortie de l'émetteur, il est nécessaire d'utiliser un cristal dans la bande 3,5 Mc/s. En effet, il est aisé d'obtenir, avec un tel cristal, une variation de 5 à 10 kc/s sur la fondamentale, ce qui fait 10 à 20 kc/s sur la bande 7 Mc/s, 20 à 40 kc/s sur la bande 14 Mc/s, et 40 à 80 kc/s sur la bande 28 Mc/s. D'ailleurs, cet oscillateur fonctionne, soit sur la fondamentale du cristal, soit en oscillateur multiplicateur de fréquence par le circuit anodique L_2 . La puissance d'excitation que peut fournir ce pilote est sensiblement la même sur la fondamentale que sur l'harmonique 2 ; mais sur l'harmonique 3 et 4, la puissance baisse rapidement. L'ensemble de l'oscillateur (circuits grille et plaque) fonctionne, en quelque sorte, comme un « Colpitts » ; la stabilité est excellente.

Si l'on place en série avec un quartz, un circuit antirésonant (L_1C_1), il est possible de faire varier légèrement la réactance du cristal ; c'est cette modification de réactance qui entraîne, bien entendu, la variation de fréquence recherchée. Dans son premier montage, Jones préconisait

l'emploi, en lieu et place de L_1C_1 , d'un petit variomètre. Sur la figure XII-4, on a : $L_1 = 50 \text{ mH}$ et $C_1 = 250 \text{ pF}$ (variable nain). Le condensateur de réaction grille cathode sera, de préférence, du type *ajustable à air* : le fonctionnement le meilleur est obtenu pour $C_2 = C_3/10$; avec un tube 6V6, on a $C_2 = 20 \text{ pF}$ et $C_3 = 200 \text{ pF}$.

Pour fonctionner en pilote normal, il suffit de court-circuiter le C.O. « L_1C_1 » ; l'étage oscille, alors, sur la fréquence fondamentale du quartz.

Ch_1 et Ch_2 sont des bobines de choc H.F. du type R 100 National (2,5 mH). La suite du schéma (amplificateur H.F./P.A. — 807) reste inchangée.

Bien que donné à titre d'exemple ici, il va de soi que ce pilote à fréquence variable peut équiper n'importe quel émetteur télégraphique ou téléphonique.

Rappelons enfin, qu'il est possible de piloter à fréquence variable également, tout émetteur, en lui ajoutant, à la place du quartz, un V.F.O., appareil étudié précédemment au chapitre V § 5.

C) Nous rappelons ici, dans ce chapitre consacré aux émetteurs pour radiotéléphonie, que toutes les fois que l'on utilise un tube à écran (tétraode 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 § 3 B (figure IX-5). 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 !).

§ 3. — Emetteur 2 étages (59 et push-pull 6L6) modulation par contrôle d'anode

Cet émetteur aurait pu être classé également dans la catégorie « débutant ».

Dans ce montage (figure XII-5), le pilotage est obtenu par un oscillateur E.C.O. muni d'un tube 59. Un tube 6L6, à défaut de 59, fera l'affaire également.

Le circuit grille-cathode de ce tube est accordé sur 80 mètres, afin de pouvoir mettre en évidence dans le circuit anodique une oscillation de même fréquence, ou de fréquence double ou quadruple, pour le travail sur les bandes 80, 40 ou 20 mètres.

En effet, l'étage amplificateur final équipé par deux tubes 6L6 en push-pull travaille toujours sur la fréquence du courant d'excitation. En d'autres termes, le

(1) Dans la cathode du 807, on intercalera une résistance de 250Ω 5 W shuntée par une capacité au mica de 10.000 pF.

choix de la bande de travail est déterminé par L_1 ; naturellement L_2 et L_3 sont établis selon cette bande. Pour la construction des bobinages, consulter le chapitre VII § 2.

La liaison entre le pilote et le P.A. est faite par ligne, une excitation généreuse étant nécessaire pour les tubes 6L6 modulés par l'anode et l'écran.

Pour le réglage du couplage de la ligne, intercaler un milliampèremètre au point P; le couplage correct entraînera un courant grille de 15 à 18 mA (pour les deux tubes).

L'amplificateur B.F. est celui de la figure XI-6 (ou encore, celui de la figure XI-12). L'impédance secondaire optimum du transformateur de modulation Tr_{mod} pour cet émetteur est de l'ordre de 3.000 Ω .

Avec une telle lampe et en ayant soin d'ajuster les tensions d'anode à 500 volts et d'écran à 275 volts, on obtient encore une puissance de sortie utile de 35 watts à 2,50 mètres de λ . En régime classe C télégraphie, nous avons obtenu :

- 80 watts sur 40 mètres;
- 65 watts sur 10 mètres;
- 60 watts sur 2,50 mètres.

La longueur d'onde limite d'un tel tube est d'environ 1,25 mètre. Aucun neutrodyne ne se révèle nécessaire, même en O.T.C., à condition que les circuits extérieurs soient efficacement séparés et ne présentent aucun couplage inductif ou statique.

Sur U.H.F., la S.F.R. recommande un refroidissement par circulation d'air forcée (ventilateur).

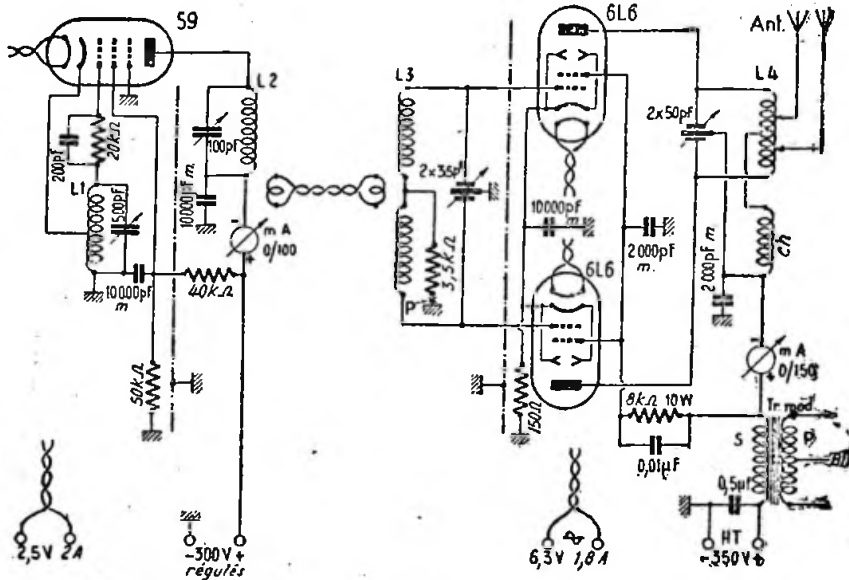


Fig. XII-5

L'alimentation comprend :

1° Un transformateur fournissant les chauffages 2,5 et 6,3 V des tubes 59 et 6L6;

2° Un redresseur muni d'une valve 80, pour la H.T. de l'étage pilote (300 volts);

3° Un redresseur muni d'une valve 5Z3 (ou, mieux, 83) pour la H.T. de l'étage amplificateur H.F. (350 volts).

Nota. — On peut remplacer les deux tubes 6L6 de l'étage ampli H.F. par une lampe pentode double à faisceaux dirigés de chez S.F.R.; en l'occurrence, la P 2/40.

§ 4. — Emetteur 2 étages (6L6 et push-pull 807) modulation plaque et écran

Le pilotage est réalisé, cette fois, par une 6L6 oscillatrice cristal à réaction cathodique (fig. XII-6).

La self d'anode, L_1 , est faite avec point médian pour l'alimentation, afin d'obtenir immédiatement le déphasage de l'oscillation nécessaire à l'attaque du P.A.; amplificateur H.F. push-pull équipé de deux

tubes 807 (liaison pilote-P.A. électrostatique).

Dans ce montage, nous avons adopté la modulation simultanée anode-écran, réalisée par un transformateur à double secondaire, Tr_{mod} . Ne voulant pas nous répéter, nous renvoyons le lecteur au chapitre X, § 4, pour la mise au point de ce procédé de modulation.

L'amplificateur B.F. utilisé est celui de

2° Un redresseur équipé d'une valve 80 (haute tension pilote: 300 volts);

3° Un redresseur équipé de deux valves monoplaques type 81 (haute tension P.A.: 600 V.).

Pour les selfs L_1 , L_2 et L_3 , voir tableaux du chap. VII § 2, suivant la bande de trafic.

Les C.V. sont du type split stator condensateur, 2 fois 35 pF.

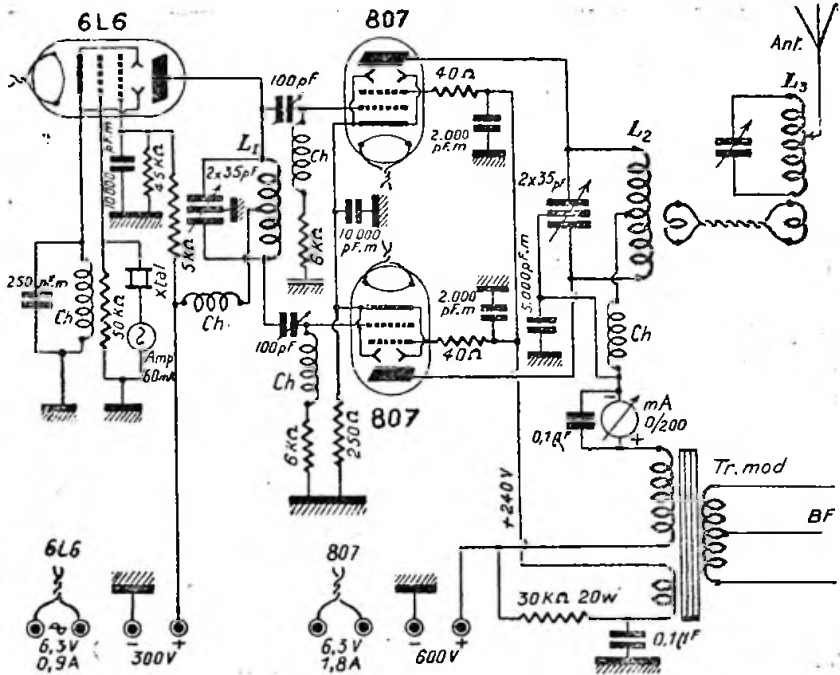


Fig. XII-6

la figure XI-15; point n'est besoin, cependant, d'utiliser les quatre 6L6 push-pull parallèle. Nous en conserverons seulement deux en push-pull classe AB2 délivrant une soixantaine de watts modulés, cette puissance B.F. étant suffisante pour la modulation à 100 % de notre émetteur. Revoir le texte se rapportant à cet amplificateur B.F. équipé de deux tubes 6L6 push-pull AB2. L'impédance optimum du secondaire modulant l'anode est de l'ordre de 2.700 Ω. Le secondaire modulant l'écran comporte environ 3 fois moins de tours que le secondaire modulant l'anode.

La section alimentation comporte :

1° Un transformateur fournissant :

- 6,3 V-0,9 A (chauffage 6L6, pilote);
- 6,3V-1,8 A (chauffage 807, P.A.);

§ 5. — Emetteur 2 étages (6N7 et RL12 P35) modulation par le suppressor

Cet émetteur utilise un oscillateur cristal symétrique équipé d'une 6N7 double triode (fig. XII-7).

L'oscillation de ce pilote est transmise à l'amplificateur H.F. par une ligne à basse impédance. On ajuste l'excitation H.F. par variation de couplage des boucles terminant la ligne, afin d'obtenir un courant grille de 5 mA environ (lecture d'un milliampèremètre inséré au point J).

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 6V6 finale comporte simplement une impédance Z (self à fer B.F. d'impédance 5.000Ω à 1.000 cycles/seconde) (2). La liaison à la grille suppressor s'effectue par un condensateur de $2 \mu\text{F}$, électrochimique ou papier, mais bien isolé (fort diélectrique).

Afin d'obtenir une modulation bien linéaire, la grille 3 de la RL12 P35 doit 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

La section alimentation comporte :

- 1° Un transformateur délivrant :
 - a) 6,3 V sous 0,8 A pour le chauffage de la 6N7 ;
 - 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_s , on doit avoir pour la RL12 P35 : $V_p = 600$ à 650 volts ; $I_p = 50 \text{ mA}$; $V_{g2} = 200$ volts ; $I_{g2} = 25 \text{ mA}$; $V_{g1} = -60$ volts ; $I_{g1} = 4 \text{ mA}$.

Rappelons que le RL12 P35, tube allemand, est fabriqué en France par S.F.R. sous le numéro P35.

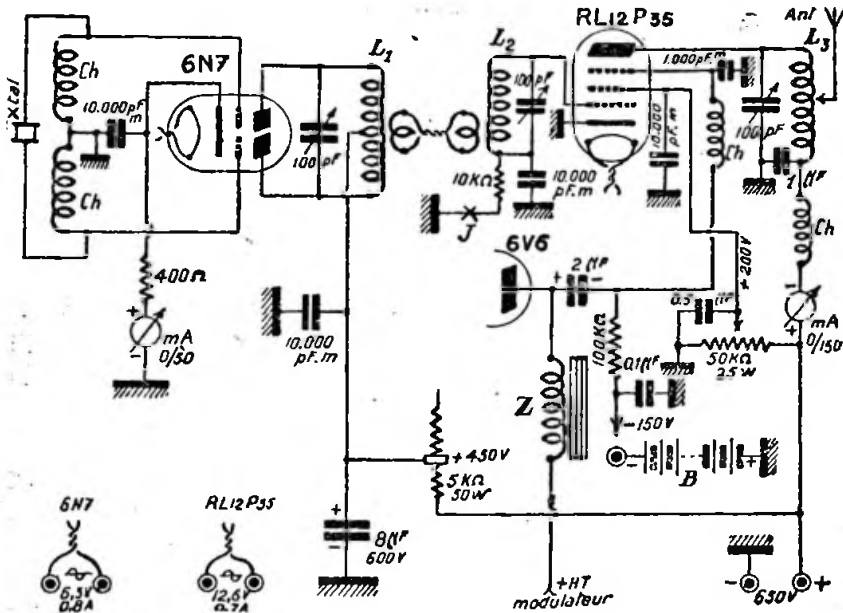


Fig. XII-7

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.

(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) Self d'environ 15 à 20 henrys.

§ 6. — Emetteur 4 étages 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,

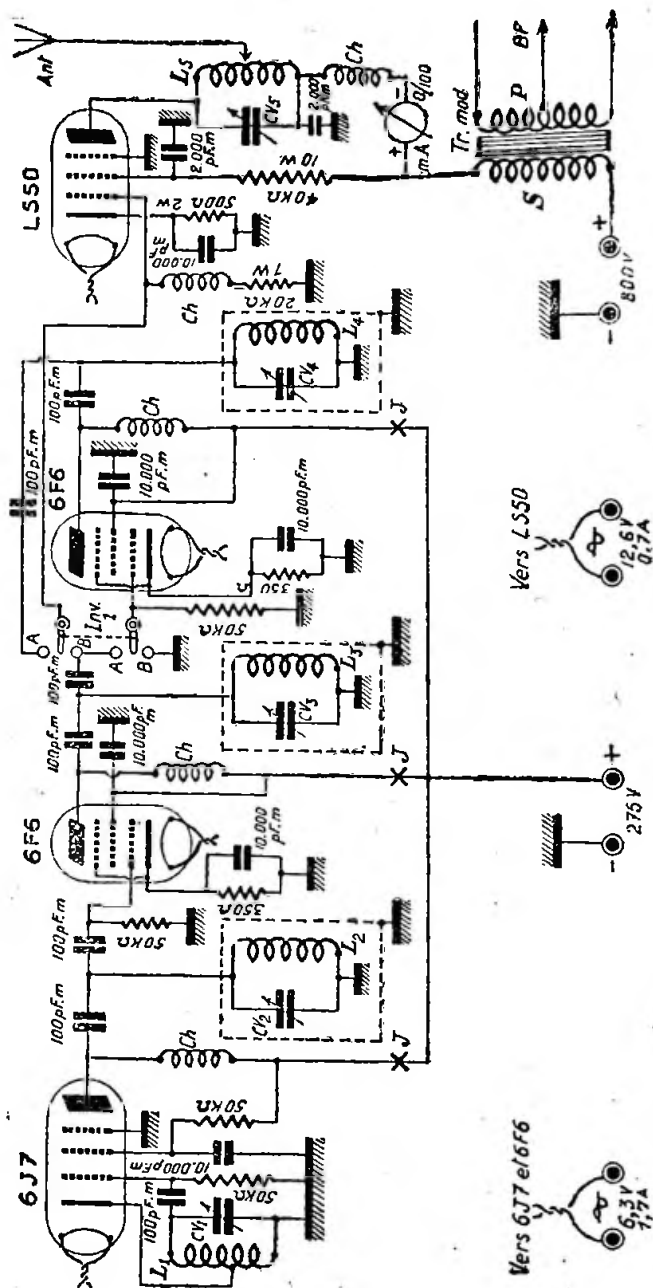


Fig. VII-8

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_1 - 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 de 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} . Contrairement à la figure XII-6, ici 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 μ F.

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 selfs 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.

Note. — 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 ; $V_{a1} = -130$ volts ; $I_{a1} = 5$ mA (pour un courant anodique de 120 mA).

§ 7. — Emetteur 2 étages 6F6/RK20 modulation grille suppressor

Cet émetteur, particulièrement simple, est pourtant d'une puissance déjà remarquable (fig. XII-9).

L'étage pilote comprend une 6F6 montée en oscillatrice quartz tritet. L'oscillation est transmise à l'amplificateur H.F. par un condensateur variable C_1 de 100 pF (liaison électrostatique). Un tube pentode RK20 équipe le P.A. Une excitation correcte, par le réglage de C_1 , devra amener le courant grille 1 de ce tube à une valeur de 8 mA. La polarisation négative de cette grille est obtenue, d'une part, par la batterie B et, d'autre part, par la chute de tension du courant grille dans la résistance R de 7.000 ohms (total —100 volts).

La modulation est injectée dans la grille 3 (grille suppressor) par l'intermé-

diare du transformateur de liaison Tr_{mod} , rapport 1 (impédances primaire et secondaire : 7.000 ohms). L'amplificateur B.F. nécessaire est relativement simple ; c'est celui que nous avons décrit précédemment, et qui est représenté sur les figures XI-4 et 5, mais équipé d'un tube final 6F6.

La grille suppressor est polarisée négativement à -45 volts par la batterie B. Cette batterie peut, d'ailleurs, être remplacée par une résistance chutant la tension nécessaire, et insérée dans le retour —H.T. (un montage de ce genre est donné sur la figure XII-13).

§ 8. — Emetteur 3 étages 6L6/807/211, modulation plaque

Avec le montage de la figure XII-10, nous abordons maintenant les émetteurs diis QRO ! (puissants).

Le pilote est réalisé par une 6L6 montée en oscillatrice quartz à réaction cathodique. L'enveloppe métallique de ce tube est reliée à la cathode, et non à la masse. L'oscillation H.F. disponible aux bornes de L_1 est appliquée à l'étage séparateur 807 par une capacité variable de 100 pF. Ce

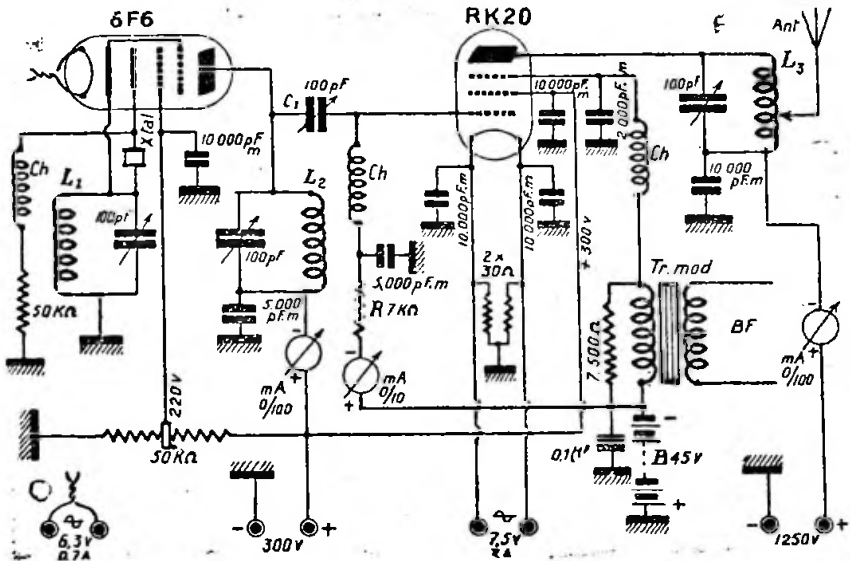


Fig. XII-9

Pour les selfs L_1 , L_2 et L_3 , se reporter au chapitre VII, § 2, suivant la bande de travail.

Pour l'alimentation, prévoir :

1° Un transformateur fournissant :

a) 6,3 V-0,7 A (chauffage 6F6) ;

b) 7,5 V-3 A (chauffage RK20) ;

2° Un redresseur équipé d'une valve 80, donnant 300 volts pour l'alimentation H.T. du pilote et la tension d'écran G_1 du tube RK20 ;

3° Un redresseur « bridge rectifier » muni de trois valves 83 (montage de la figure VI-8), pour l'alimentation anodique 1.250 volts de la RK20.

dernier étage fonctionne en tampon ou en doubleur de fréquence, suivant le cas.

L'oscillation H.F. amplifiée par cet étage est appliquée à l'amplificateur final de puissance par une ligne basse impédance. Cet amplificateur est équipé d'un tube triode 211, neutrodyné par C_n .

La polarisation convenable est obtenue, d'une part, par une résistance montée dans le retour du point milieu filament ; d'autre part, par une résistance dans le retour de grille de commande. L'excitation correcte du tube 211 doit donner une lecture de 25 mA au milliampèremètre de grille.

La modulation s'effectue par contrôle d'anode, par l'intermédiaire du transforma-

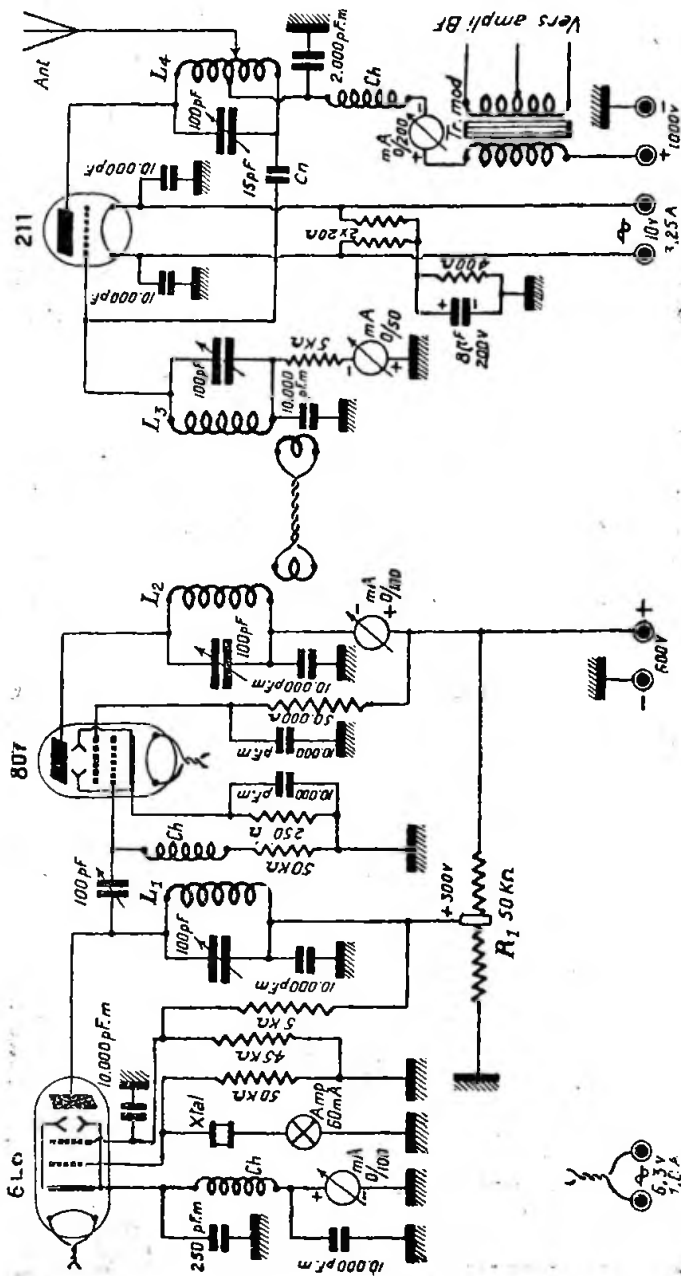


Fig. XII-10

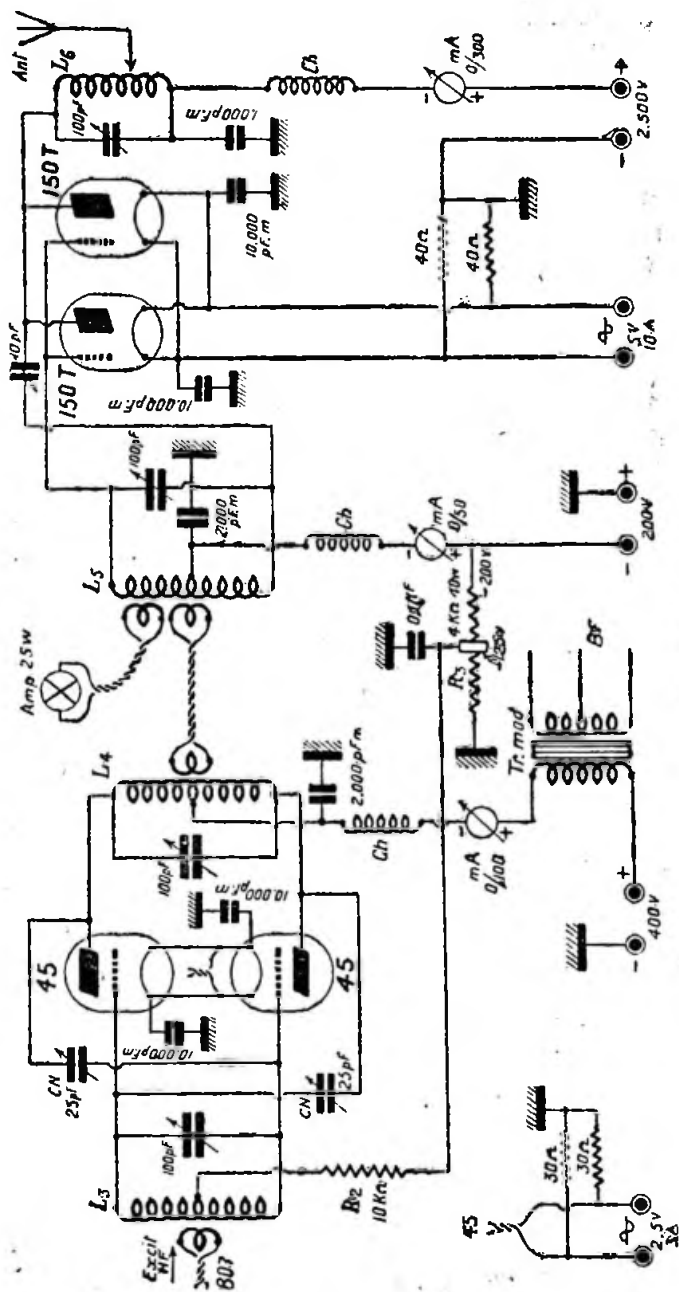


Fig. XII-11

teur de liaison Tr_{mod} . L'amplificateur basse fréquence nécessaire est assez puissant ; il s'agit, en l'occurrence, de celui qui a été décrit au § 3 E du chapitre XI, avec quatre 6L6 en push-pull parallèle (on obtient 80 watts modulés, fig. XI-15).

Les caractéristiques des selfs L_1 , L_2 , L_3 et L_4 sont données au chapitre VII, § 2, suivant les bandes de travail choisies.

La section alimentation comprend :

1° Un transformateur de chauffage donnant :

a) 6,3 V-1,8 A pour les tubes 6L6 et 807 ;

b) 10 V-3,25 A pour le tube 211 ;

2° Un redresseur équipé de deux valves monoplaques 81 pour la H.T. Pilote et étage séparateur (600 V).

La haute tension pilote proprement dite est ajustée à 300 volts par l'intermédiaire d'une grosse résistance à collier R_1 , de 50.000 ohms.

3° Un redresseur « brige rectifier » muni de trois valves 83, selon le montage de la figure VI-8, pour l'alimentation anodique de la 211 (1.000 volts).

Un tube 211 monté comme il est indiqué sur la figure XII-10 peut fournir une puissance de sortie de 100 watts ; en télégraphie, il atteint 130 watts.

§ 9. — Emetteur 4 étages à modulation par contrôle d'anode sur l'avant-dernier étage

Lorsque l'on est en présence d'un émetteur puissant, deux solutions se présentent pour la modulation, si l'on ne veut pas mettre en œuvre un modulateur exagérément important :

1° On peut moduler dans un étage intermédiaire par un système quelconque. Les étages amplificateurs H.F. suivants doivent alors fonctionner en classe B. C'est ce premier procédé qui fait l'objet de ce paragraphe.

2° On peut moduler l'étage final malgré tout, mais par un des procédés économiques de modulation grille (procédé n'exigeant qu'une faible puissance B.F. par rapport à la puissance H.F. de sortie). Ce système fera l'objet du paragraphe suivant (§ 10).

La dernière partie de cet émetteur quatre étages est donnée sur la figure XII-11. La première partie, comportant le pilote avec tube 6L6 et l'étage tampon avec tube 807, est absolument identique à celle de la figure XII-10.

L'oscillation H.F. disponible aux bornes de L_4 (C.O. anode 807) est appliquée, par

une ligne basse impédance, aux grilles d'un premier amplificateur H.F. push-pull équipé de deux triodes 45 neutrodynés.

C'est sur cet étage push-pull que l'on applique la modulation par contrôle d'anode, par l'intermédiaire du transformateur de liaison Tr_{mod} . L'amplificateur B.F. utilisé est celui de la figure XI-6.

L'oscillation H.F. modulée est ensuite transmise à l'amplificateur final.

Deux tubes 150T, montés en parallèle et convenablement neutrodynés, équipent ce dernier étage.

La polarisation est fournie par un redresseur auxiliaire : nous avons —200 volts sur les grilles de commande des 150T ; puis une tension de —125 volts, déterminée par un collier sur la résistance R_2 de 4.000 ohms, polarise partiellement l'étage push-pull 45. Une autopolarisation additive est fournie, pour cet étage, par la chute de tension du courant grille à travers R_2 , de 10.000 ohms.

Afin d'obtenir une meilleure régulation de l'excitation sur les grilles de commande d'un amplificateur H.F. modulé en classe B, il est recommandé de coupler une lampe d'éclairage formant charge variable. C'est le rôle de l'ampoule de 25 watts, charge variable de grille couplée à la self L_2 par une petite ligne torsadée.

Suivant la bande de travail, on adoptera pour les bobinages un nombre de tours et des diamètres adéquats en se reportant au paragraphe 2 du chapitre VII.

Outre les alimentations nécessaires à la première partie 6L6/807 et indiquées au paragraphe précédent, nous devons prévoir pour cette section finale :

1° Un transformateur de chauffage donnant :

a) 2,5 V-3 A pour les tubes 45 ;

b) 5 V-10 A pour les tubes 150T ;

2° Un redresseur de polarisation équipé d'une valve à vapeur de mercure type 83 (200 volts aux bornes de R_2) ;

3° Un redresseur H.T. pour l'alimentation du push-pull 45 (valve 83) ;

4° Un redresseur H.T. pour l'alimentation anodique des 150T (tension 2.500 volts), montage « brige rectifier » selon la figure VI-8, mais utilisant quatre valves à vapeur de mercure type 866 (1).

Pour un fonctionnement correct, les deux tubes 150T exigent un débit voisin de 200 mA.

L'étage P.A. ainsi équipé de deux tubes 150T en parallèle peut fournir 165 watts H.F. (régime de porteuse, classe B).

(1) Quatre valves sont nécessaires, au lieu de trois, puisque le tube type 866 est une redresseuse monoplaque. On peut également utiliser des valves monoplaques type 871.

MONTAGES D'ÉMETTEURS RADIOTÉLÉPHONIQUES

Nota. — Des résultats identiques ont été obtenus avec deux tubes HK354 à l'amplificateur H.F. final.

Un refroidissement par circulation d'air forcée est recommandée pour les tubes du P.A. (ventilateur).

§ 10. — Emetteur 3 étages

RK34 - 852

modulation sur la grille de commande

La figure XII-12 donne le schéma de montage de cet émetteur simple, mais puissant.

Un tube double triode RK34 équipe les deux premiers étages. Le premier élément triode de cette lampe fonctionne en pilote oscillateur cristal.

Pour les bandes 80, 40 et 20 mètres, le neutrodynage de cet étage séparateur ne s'est pas révélé nécessaire avec le tube RK34, la capacité interne grille-plaque n'étant que de 2 picofarads environ. Il n'en serait pas de même si l'on utilisait une double triode 6N7; le neutrodynage du second élément triode serait alors obligatoire.

L'oscillation H.F. disponible aux bornes de L_2 est transmise à l'amplificateur de puissance final par une ligne à basse impédance.

Un tube triode de puissance type 852 équipe cet amplificateur H.F. classe C, modulation grille de commande; il est neutrodyné par la capacité variable C.N. La polarisation nécessaire à ce tube est fournie par un redresseur auxiliaire. Une exci-

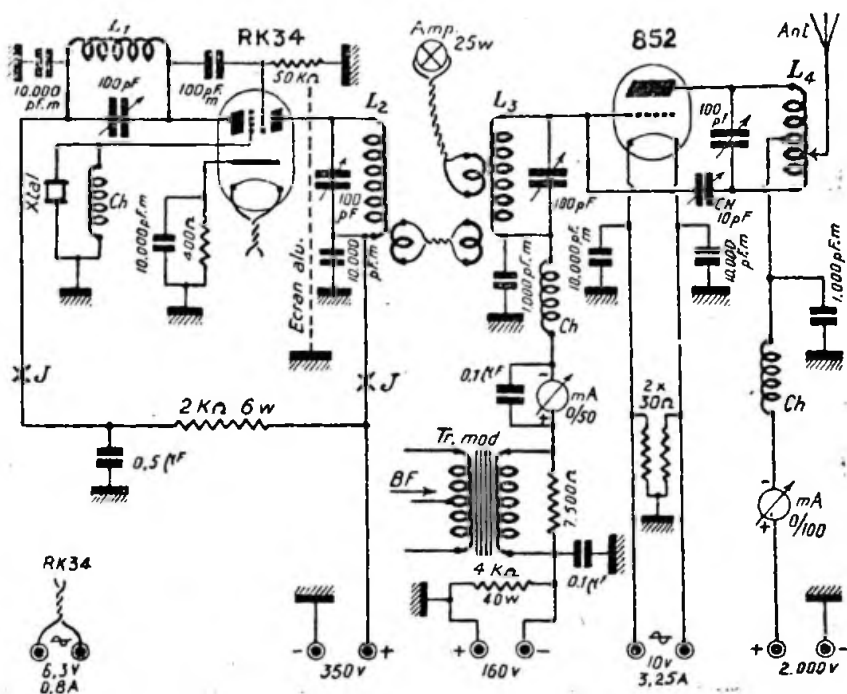


Fig. XII-12

L'oscillation est transmise directement par une capacité de 100 pF à diélectrique mica, à la grille du second élément triode fonctionnant en séparateur (tampon ou doubleur de fréquence, suivant le cas). Un écran vertical en aluminium supprime toute réaction entre les circuits anodiques de la RK34.

tation H.F. correcte doit donner naissance à un courant grille de 25 à 30 mA.

La modulation est appliquée dans la grille de ce dernier étage par l'intermédiaire du transformateur de liaison Tr_{mod} (impédance secondaire : 7.000 à 10.000 ohms). Nous avons utilisé l'amplificateur B.F. représenté sur la figure X-21; il s'est

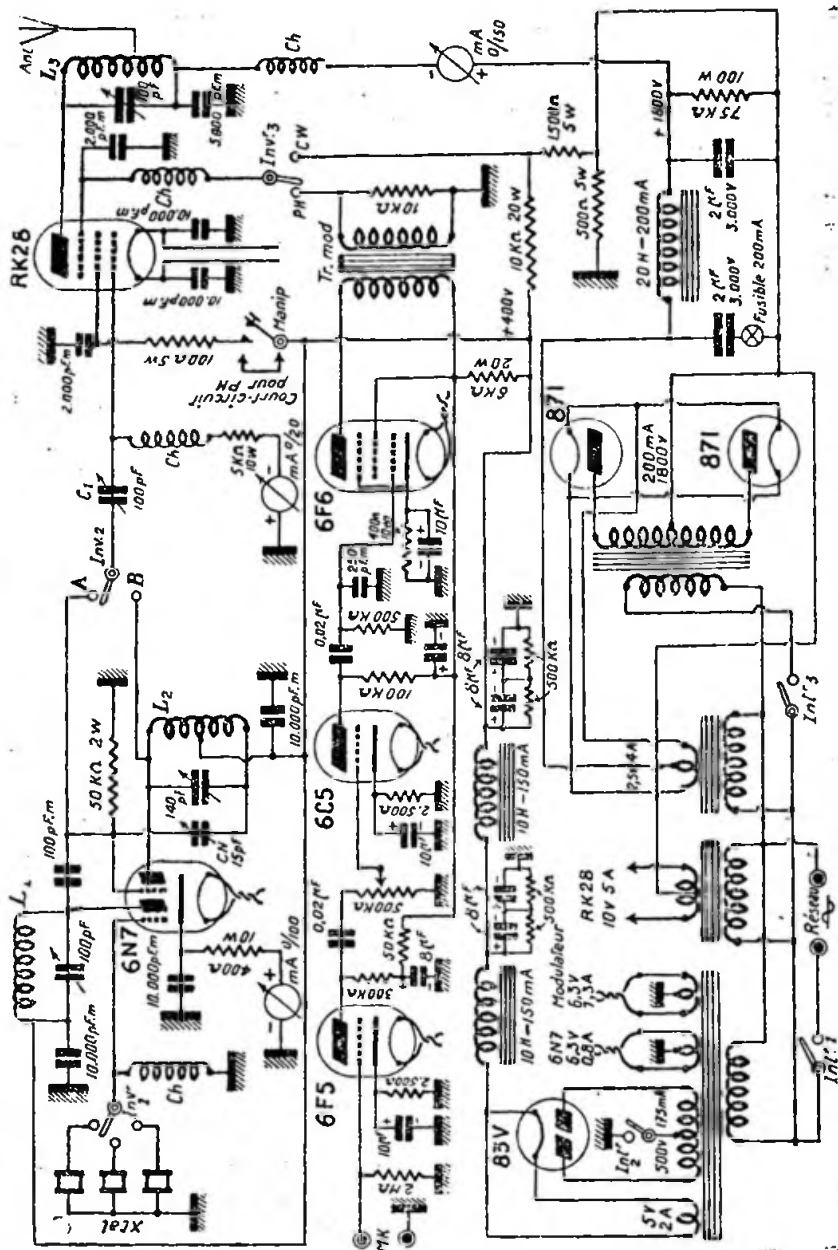


Fig. XII-13

montré naturellement très amplement suffisant pour ce procédé de modulation !

Pour la raison déjà exposée au paragraphe précédent, il est recommandé de prévoir, dans ce cas également, une charge variable de grille constituée par une ampoule de 25 watts couplée par une petite ligne torsadée à la self L_2 .

Pour les caractéristiques des bobinages L_1 , L_2 , L_3 et L_4 , consulter le chapitre VII, § 2, suivant la ou les bandes que l'on désire exploiter.

Pour les réglages des deux premiers étages (tube RK34), on peut intercaler un milliampèremètre de 0/100 mA par l'intermédiaire de jacks aux points J.

La partie alimentation comprend :

1° Un transformateur de chauffage donnant :

a) 6,3 V-0,8 A pour le chauffage du RK34 ;

b) 10 V-3,25 A pour le chauffage du 852 ;

2° Un redresseur H.T. muni d'une valve 5Z3, pour la tension anodique du tube RK34 ;

3° Un redresseur de polarisation équipé d'une valve type 83 et fournissant 160 volts aux bornes de la résistance de 4.000 ohms —40 watts ;

4° Un redresseur H.T. pour l'alimentation anodique de l'amplificateur H.F. final (2.000 volts) ; montage bridge rectifier selon la figure VI-8, mais utilisant quatre valves à vapeur de mercure type 866. Quatre valves sont nécessaires, puisque, rappelons-le, la 866 est une redresseuse monoplaque (1).

Pour un réglage normal, le tube 852 demande un courant de 75 mA pour 2.000 volts de tension anodique (aérien connecté charge normale sur L_4). On obtient ainsi une puissance effective de sortie de l'ordre de 50 watts H.F.

Prévoir le refroidissement du tube par ventilation.

§ 11. — Emetteur 3 étages 6N7 - RK28 modulation par la grille d'arrêt

Pour terminer cette série d'émetteurs radiotéléphoniques, nous donnons (fig. XII-13) le schéma d'un poste complet : section H.F. modulateur et alimentation, et permettant l'exploitation télégraphique également par la simple manœuvre d'un petit inverseur.

(1) On peut également utiliser des valves monoplaques type 871.

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 éléments sont prévus et commutables par cristaux 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 micro 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).

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 ($Inv.2$ sur PH), la grille 3 est au potentiel zéro par rapport à la masse, mais le filament est aux envi-

rons de +50 volts. De ce fait, G_2 est polarisée négativement à -50 volts par rapport à ce filament.

Par contre, en télégraphie (Inv. 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 selfs L_1 , L_2 et L_3 , nous renvoyons le lecteur au paragraphe 2 du chapitre VII.

§ 12. — Emetteur toutes bandes P.A. 813.

Avant de terminer ce chapitre, nous tenons à répéter, pour la gouverne du lecteur, les deux points suivants :

1° Tous les montages d'émetteurs radio-téléphoniques 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.

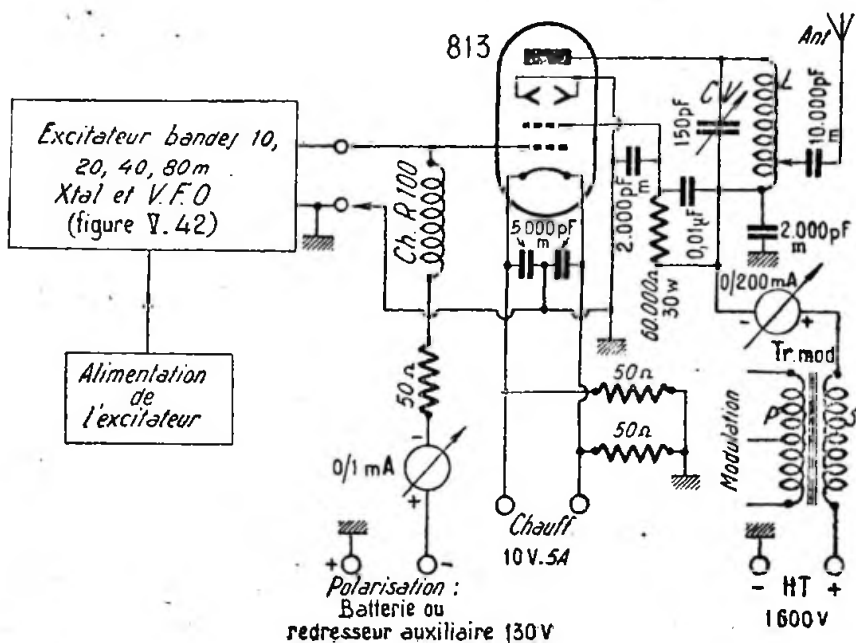


Fig. XII-14

La mise en route s'effectue, selon l'habitude, en deux temps :

1° Chauffage des filaments : fermer Int.;

2° Haute tension : fermer Int.₁ et Int.₂. 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.

au moyen d'un excitateur toutes bandes, si l'on veut effectuer des changements de bandes rapides (1).

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'oscilla-

(1) Ou les deux derniers étages, si le P.A. exige une excitation importante (cas des émetteurs des figures XII-10 et 11).

teur E.C.O. 6SJ7 et du tampon aperiodique 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.

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-14 attaquant un étage final H.F. équipé d'un tube 813, tube très répandu chez les O.M. Indiquons, en passant, que le tube Tungram OS-125-2.000 est similaire au tube américain 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 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.

Nous répétons que ces conditions de fonctionnement sont celles maxima offertes par le tube ; néanmoins, il convient de rester dans le cadre des puissances autorisées par l'administration.

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 ; 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 selfs 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.

§ 13. — Break-in radiotéléphonique

On peut réaliser du « trafic rapide » en radiotéléphonie en prévoyant, par exemple, le passage d'émission à réception et inver-

sement 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 (radiotéléphonie), 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 WSJJ.

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-15.

Les bornes I et II (primaire du transformateur B.F. ordinaire Tr, rapport 1) sont connectées en dérivation sur la sortie

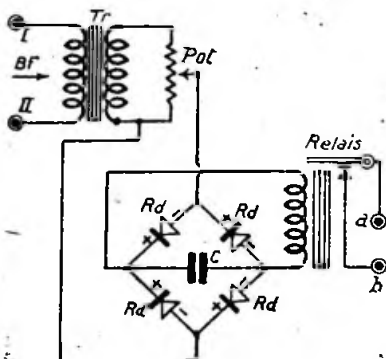


Fig. XII-15

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 μ F ; 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. Nous recommandons Servo-Contact ou Langlade.

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.

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.

Quant à l'équipement radiotéléphonique mobile sur voiture auto, nos lecteurs trouveront des exemples d'installation au chapitre XVII.

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 minimales.

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

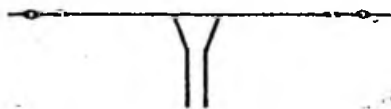


Fig. XIII-1

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 $2,1 \times l$, 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 $AB = 0,95 \lambda/2$, λ étant la longueur d'onde en mètres de la bande que l'on désire recevoir avec le maximum de sensibilité. Notons

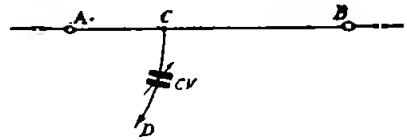


Fig. XIII-4

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-

une bande de longueur d'onde donnée λ , 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

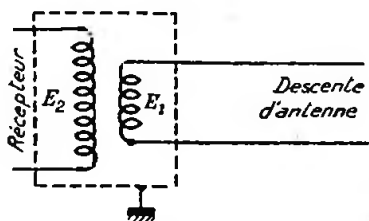


Fig. XIII-6

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

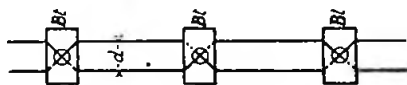


Fig. XIII-8

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, placés tous les 30 centimètres (fig. XIII-8). Un autotransformateur est utilisé à l'arri-

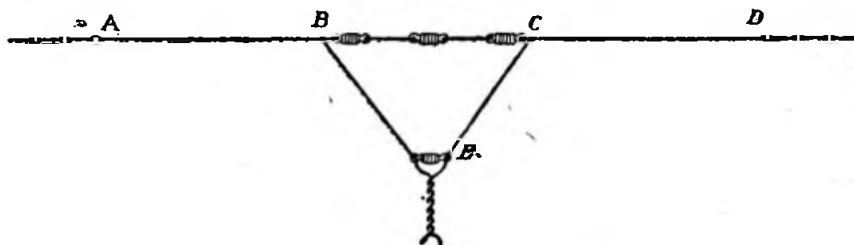


Fig. XIII-7

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

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

vue ; 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

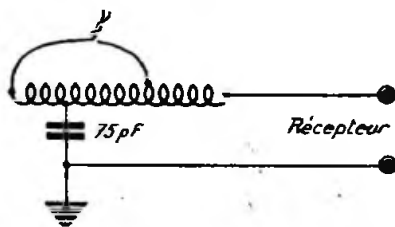


Fig. XIII-9

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

transfo 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 mégacycles. 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

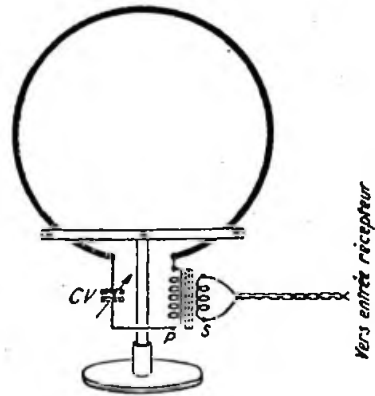


Fig. XIII-10

torsadé deux conducteurs. Il est préférable que la bobine d'entrée du récepteur soit isolée de la masse (voir récepteur de la figure VIII-5, par exemple) ; néanmoins, à défaut, il est possible d'attaquer le récepteur par les douilles « antenne-terre » classiques.

Pour terminer, nous dirons quelques mots sur les antennes de réception pour U.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 U.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 lon-

gueur 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

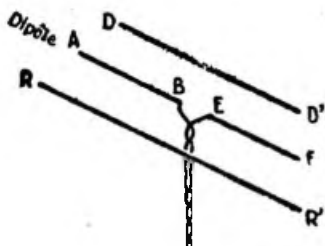


Fig. XIII-11

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 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 50 ou 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 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,

(1) En attendant la visite de l'Inspecteur de l'Administration!

(2) « Dummy antenna » des Américains.

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 self 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 ou capacité, suivant la lampe employée), mais il suffit de compenser le dérèglement par une légère retouche du condensateur variable d'accord C_1 .

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

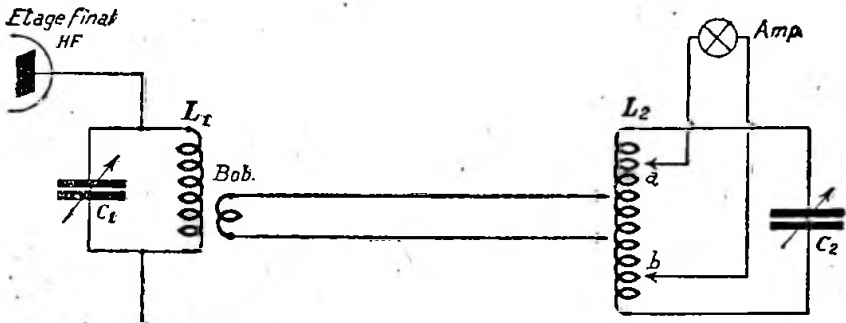


Fig. XIII-12

§ 2. — Antennes rayonnantes pour O.C. et O.T.C.

Considérations générales

On se rappelle que les ondes ordinaires de T.S.F., 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,

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'autres 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 $\lambda/2$, l'angle de radiation maximum a une valeur de 32° environ ; et si nous

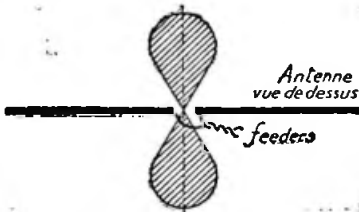


Fig. XIII-13

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 préférable sur U.H.F. à courte distance ; mais nous reviendrons sur cette ingrate question un peu plus loin. Elle peut, aussi, être utilisée sur des fréquences moins élevées à très grande distance et elle favorise nettement l'onde directe (l'onde de sol non réfléchiée par la couche d'Heaviside).

2° L'antenne horizontale, par contre, est recommandée pour le travail sur les bandes 10, 20, 40 et 80 mètres. On la fait travailler 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 points sont difficiles à respecter, si l'on veut faire travailler le même aérien sur plusieurs bandes.

§ 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 réfléchi 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).

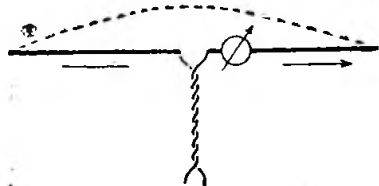


Fig. XIII-14

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_0 . Le courant instantané en ce point est :

$$I = I_0 \sqrt{2} \cos \omega t$$

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 β avec le courant ; il est alternatif comme lui, mais décalé dans le temps d'un angle ϕ .

En un point A de l'antenne, la longueur du vecteur représentatif du champ est donc donnée par la formule :

$$E_a = Ka I_0 \cos (\omega t - \varphi a)$$

(Ka et φa 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 β , la force électromotrice est seulement

$$E \cdot h \cdot \cos \beta$$

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) :

$$e \text{ (volts)} = A' A'' \times Ka \cdot I_0 \cdot \cos (\omega t - \varphi a) \cos \beta a$$

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 ($\sin \omega t \sin \varphi a$).

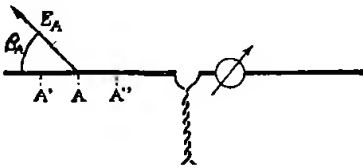


Fig. XIII-15

Voyons d'abord l'effet de la f.é.m. en phase avec le courant :

$$e_{\text{phase}} = A' A'' \cdot Ka \cdot I_0 \cdot \cos \omega t \cdot \sin \varphi a \cdot \cos \beta a$$

La puissance qui va être dissipée dans cet élément de courant du fait de la f.é.m.

e_{phase} est : $- I_a \cdot e_{\text{phase}}$

soit :

$$W_{\text{a phase}} = - I_a \times A' A' \times Ka \cdot I_0 \cdot \cos \omega t \cdot \sin \varphi a \cdot \cos \beta a$$

Or, I_a est, en tous points, proportionnel à $I_0 \sqrt{2} \cos \omega t$:

$$I_a = Ma \cdot I_0 \cos \omega t$$

$$W_{\text{a phase}} = - I_0^2 \times A' A'' \times Ka \cdot Ma \cos^2 \omega t \sin \varphi a \cos \beta a$$

On voit que tous les termes ne dépendent que de la position du point A ; on peut simplifier en écrivant :

$$W_{\text{a phase}} = I_0^2 A' A'' \times 2 r_a \cos^2 \omega t$$

La puissance active totale dissipée par l'antenne pourra, en additionnant tous les $W_{\text{a phase}}$, s'écrire :

$$W_{\text{ph}} = 2 I_0^2 R_r \cos^2 \omega t$$

dont la valeur moyenne est $R_r I_0^2$.

R_r est précisément la résistance de rayonnement de l'antenne au point où le courant a pour valeur efficace I_0 , 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 θ tel que

$$\text{tg} \cdot \theta = \frac{X_r}{R_r}$$

Et l'on peut trouver X_r et R_r par les formules :

$$R_r = Z_r \cos \theta$$

$$X_r = Z_r \sin \theta$$

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 :

$$\frac{1}{C\omega} = \frac{X_r}{2}$$

(1) f.é.m. = force électromotrice.

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

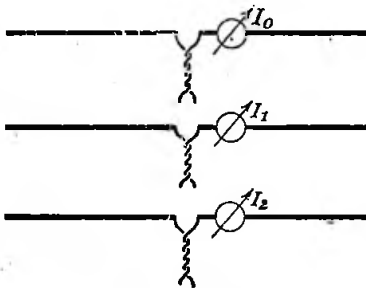


Fig. XIII-16

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.

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_n , 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 « quatrième » et θ_0 est le θ du même sous-titre : or, $Z_r \cos \theta = R_r$, le θ du même sous-titre : or, $Z_r \cos \theta = R_r$, 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. α_1 et α_2 sont les décalages de phase des courants I_1 et I_2 sur le courant I_0 .

θ_{01} et θ_{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 θ_{01} vers θ_0 .

L'énergie réactive est exprimée par une relation analogue :

$$Y = I_0^2 \cdot Z_{00} \sin \theta_0 + I_0 I_1 Z_{01} \sin (\alpha_1 + \theta_{01}) + I_0 I_2 Z_{02} \sin (\alpha_2 + \theta_{02})$$

où $Z_{00} \sin \theta_0 = X_{00}$ est la réactance de l'antenne 0 isolée.

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.

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

$$R_0 = R_{00} + Z_m \cdot \cos(\alpha + \theta_m).$$

De même, on définirait

$$X_0 = X_{00} + Z_m \sin(\alpha + \theta_m).$$

B) Un aérien accordé isolément est déréglé par le voisinage d'un autre aérien alimenté sur la même fréquence.

(En effet, si X_{00} est nul, il n'y a aucune raison pour que $Z_m \sin(\alpha + \theta_m)$ le soit.)

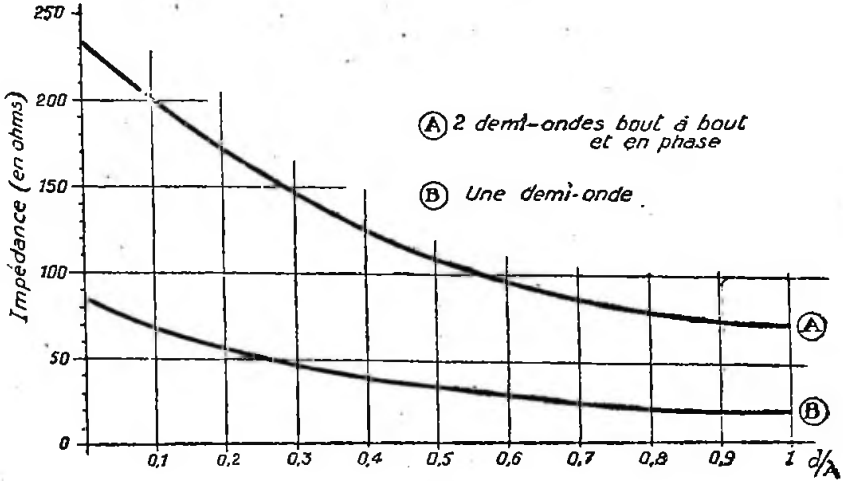


Fig. XIII-17

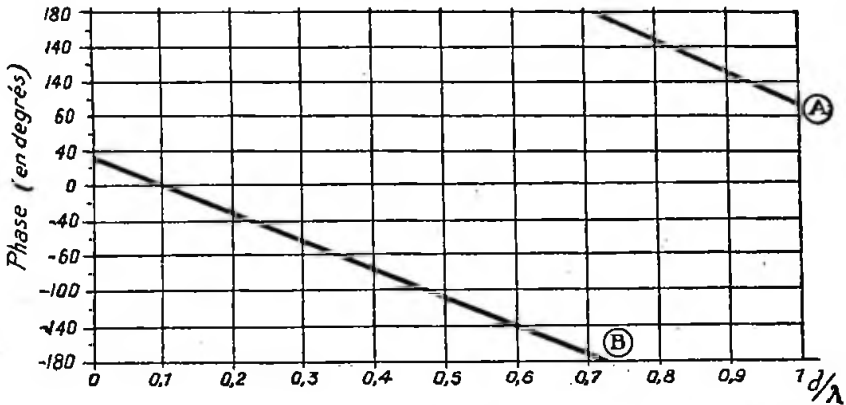


Fig. XIII-18

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.

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 selfs 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.

$Z_{11} = \sqrt{R_{11}^2 + X_{11}^2}$ 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

$$\alpha = 180^\circ + \theta_m - \theta_1$$

où θ_m est lu sur le graphique de la figure XIII-18 et où $\text{tg } \theta_1 = \frac{X_{11}}{R_{11}}$ représente

la phase propre du parasite.

On conçoit qu'en jouant sur la distance entre les brins (θ_m) et sur la longueur du parasite (θ_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:

$$\rho = \frac{R_r I_0^2}{R_r I_0^2 + R_p I_0^2} = \frac{1}{1 + \frac{R_p}{R_r}}$$

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 Φ dans le plan horizontal (azimut) et l'angle Θ 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 ($\Theta = 90^\circ$) ne signifiait pas grand'chose, mais qu'il fallait étudier le rayonnement d'un aérien pour toutes les valeurs de Θ , 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 Θ , à des valeurs aux environs de $20^\circ, 45^\circ, 80^\circ$.

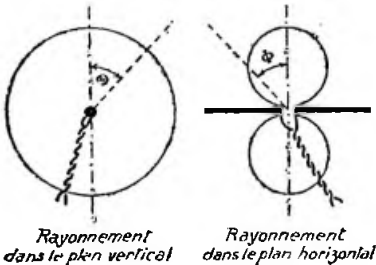


Fig. XIII-19

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 Θ , mais qu'il diminue quand Φ 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:

$$E \text{ (millivolts par mètre)} = \frac{60 I_0 \cos(90^\circ \sin \Phi)}{\cos \Phi}$$

où I_0 représente, en ampères, le courant efficace au centre. Le champ maximum a lieu pour $\Phi = 90^\circ$; on a alors:

$$E_{\text{max}} = 60 I_0$$

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:

$$73 \Omega \times I_0^2 = 73 \text{ W}$$

$$\text{d'où } I_0 = 1 \text{ ampère}$$

et $E_{\text{max}} = 60$ 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

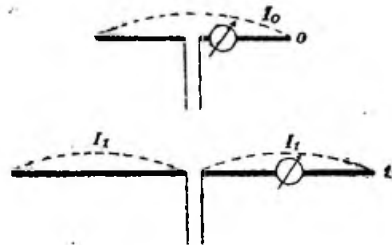


Fig. XIII-20

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,

de 202 ohms ; à courant égal, la seconde donne, perpendiculairement à sa direction, un champ double.

$$I_0 = \sqrt{\frac{73}{73}} = 1$$

$$I_1 = \sqrt{\frac{73}{202}}$$

$$E_0 = 60 \cdot I_0$$

$$E_1 = 120 \cdot I_1$$

$$G = \frac{E_1}{E_0} = 2 \sqrt{\frac{73}{202}} = 1,2$$

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

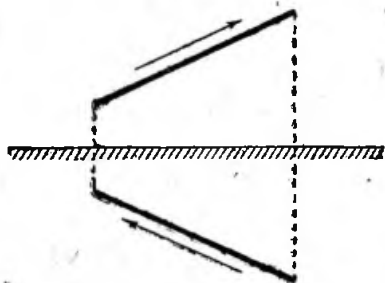


Fig. XIII-21

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 (Θ 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).

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).

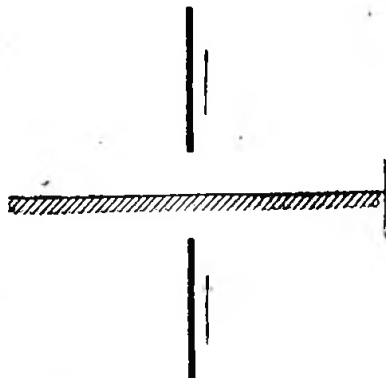


Fig. XIII-22

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.

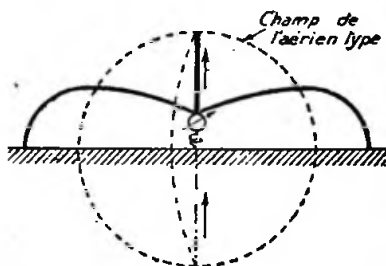


Fig. XIII-23

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.

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 :

$$E = 60 I_0 \frac{\cos(90^\circ \cos \Theta)}{\sin \Theta}$$

(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.

$$I_0 = \sqrt{\frac{W}{73}}$$

$$I_1 = \sqrt{\frac{W}{101}}$$

$$E_0 = 60 I_0$$

$$E_1 = 120 I_1$$

$$G = \frac{E_1}{E_0} = 2 \sqrt{\frac{73}{101}} = 1,7$$

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 :

$$E = 120 I_0 \frac{\cos^2(90^\circ \cos \Theta)}{\sin \Theta}$$

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) Self à la base.

L'antenne courte à une réactance capacitive (X_r est négatif) ; sa résistance de rayonnement R_r est faible.

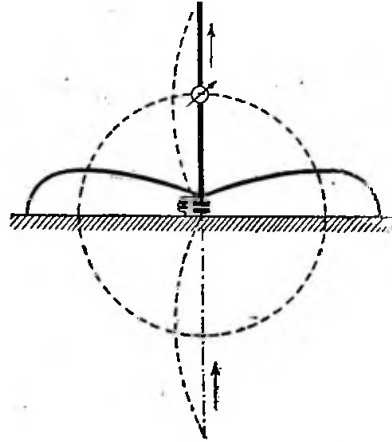


Fig. XIII-24

Pour compenser la réactance capacitive, on peut monter à la base une self, un circuit bouchon, ou mieux un filtre Collins, compensant cette réactance (fig. XIII-25).

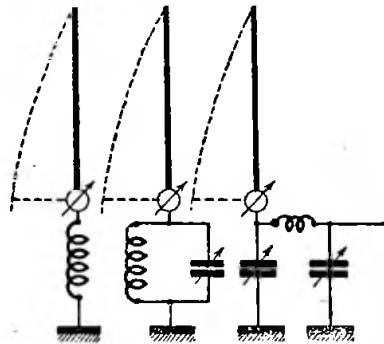


Fig. XIII-25

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 self :

$$L_0 = \frac{X_r}{2\pi f}$$

(formule dans laquelle L_0 est exprimée en microhenrys, X_r , en ohms et f en Mc/s) ou par un circuit bouchon ou Collins équivalent.

Les courants dans la self 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 self avec énormément de soin.

(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

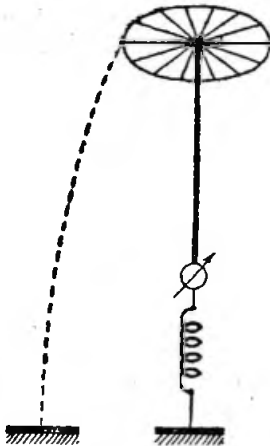


Fig. XIII-26

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'an-

tenne 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 :

$$E = K I_0 \sin \Theta$$

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.

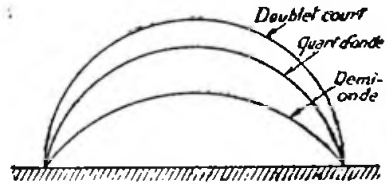


Fig. XIII-27

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

$$E = 60 I_0 \frac{\cos(240^\circ \cos \Theta) + \frac{1}{2}}{\sin \Theta}$$

donne pour $\Theta = 90^\circ$: $E = 90 I_0$.

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 Θ plus petites que 60° .

L'accord nécessite une self 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.

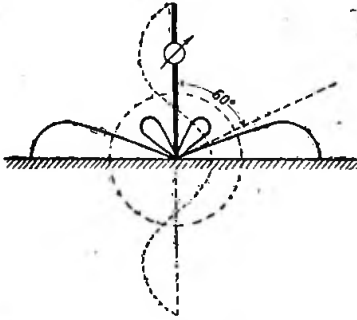


Fig. XIII-28

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 :

$$E_r = 120 I_0 \frac{AB}{\sin \Theta}$$

avec :

$$A = \cos \left(360^\circ \frac{H}{\lambda} \cos \Theta \right)$$

et :

$$B = \cos (90^\circ \cos \Theta)$$

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 mêmes.

Donc, pour cette antenne et $\Theta = 90^\circ$, on a :

$$G = 2.$$

On voit, sur le diagramme de la figure XIII-29, les folioles ; il y a rayonnement nul pour $\Theta = 60^\circ$; si H augmente, les folioles se multiplient et font apparaître une dangereuse diminution du rayonnement pour les angles favorables au DX (Θ de 70° à 90°).

Comme conclusion, nous voyons qu'une antenne verticale demi-onde gagne nettement en rayonnement DX si le sol est bien

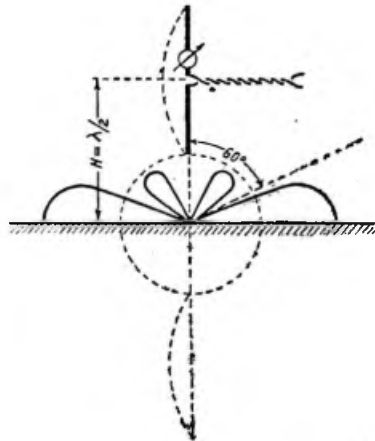


Fig. XIII-29

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

Jemi-onde est représenté par l'expression compliquée suivante :

$$E = 120 I_0 A \frac{\cos(90^\circ \sin \Theta \sin \Phi)}{\sqrt{1 - \sin^2 \Theta \sin^2 \Phi}}$$

avec :

$$A = \sin(360^\circ \frac{H}{\lambda} \cos \Theta)$$

où Φ et Θ représentent les angles de propagation dans le plan horizontal et dans le plan vertical (fig. XIII-30).

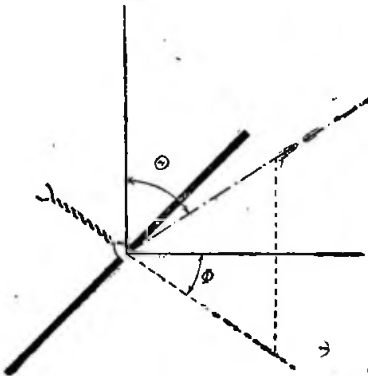


Fig. XIII-30

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 :

$$E = 120 I_0 \sin(360^\circ \frac{H}{\lambda} \cos \Theta)$$

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 !!

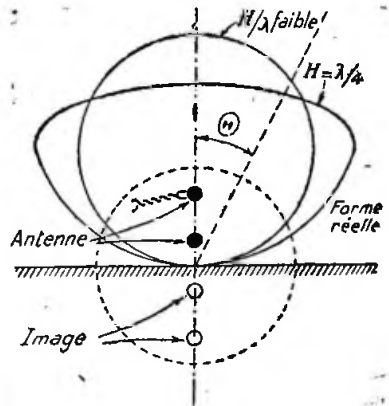


Fig. XIII-31

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 $H = \lambda/2$.

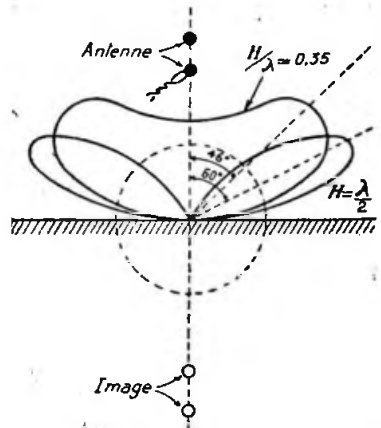


Fig. XIII-32

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

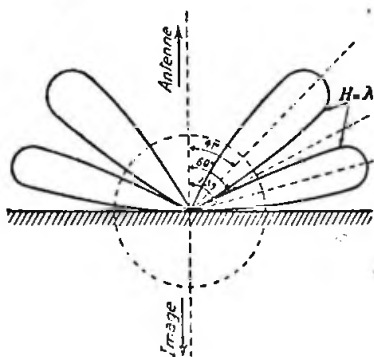


Fig. XIII-33

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

hauteur ne dépassant pas $\lambda/2$, et l'antenne horizontale jusqu'à une hauteur de λ .

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 340).

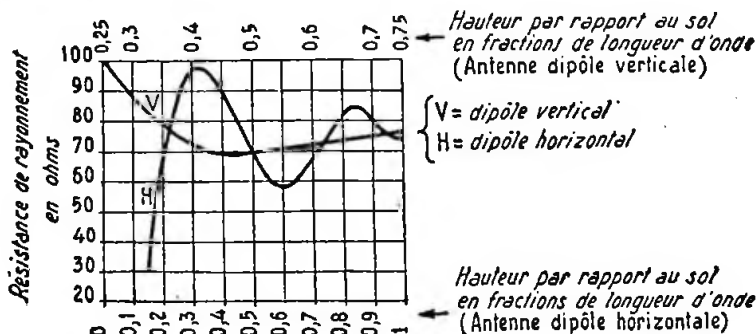


Fig. XIII-34

pour les petits angles Θ 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

B) Antenne onde entière.

On connaît le diagramme de cette antenne, avec ses folioles à 55° de la direction du brin.

$$E = 60 I_0 \frac{\sin(180^\circ \sin \Phi)}{\cos \Phi}$$

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. Doublet raccourci accordé à la base	202	1,2	1.200 à 3.400	0
Doublet raccourci avec capa- cité au sommet	variable	0,95	13 *	— 580 à — 1.140 *
Doublet raccourci avec capa- cité au sommet	variable	0,95	38 *	0 — 300 à — 620
Deux « 2/3 d'onde »	84	1,4	112	

* Cas de deux brins ayant chacun λ/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.

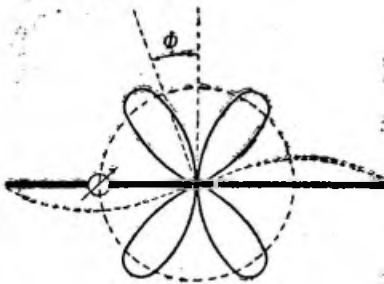


Fig. XIII-35

sommes fixées au début : I₀ en ampères et champ en millivolts par mètre, à 1 kilomètre.

Le diagramme le plus favorable a lieu pour d/λ = 0,625 (fig. XIII-36), où la

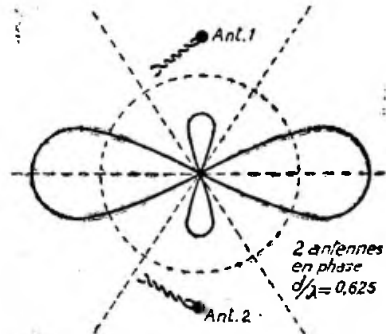


Fig. XIII-36

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 :

$$E = 120 I_0 \cos\left(180^\circ \frac{d}{\lambda} \cos \Theta\right)$$

et, pour φ = 90°, E = 120 I₀, en utilisant toujours les conventions que nous nous

résistance de rayonnement de chaque antenne vaut 46 ohms et où le champ a toujours pour valeur, pour Θ = 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 × 46 · I₀², le gain est :

$$G = 2 \sqrt{\frac{73}{2 \times 46}}, \text{ soit : } G = 1,78.$$

Pour d/λ = 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.

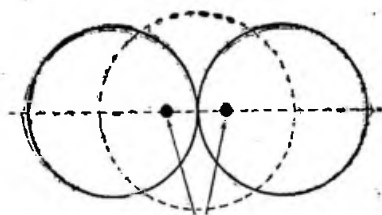
B) Deux fils parallèles en opposition.

Cet agencement est généralement appelé « aérien W8JK flat top beam ». La distance entre les fils n'est pas critiquée ; 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 :

$$E = 2 E_0 \sin \left(180^\circ \frac{d}{\lambda} \sin \Theta \right)$$

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/λ reste petit.



2 antennes en opposition
 $d/\lambda < 0,25$
(flat top beam)

Fig. XIII-37

La distance admise généralement est $0,125 \lambda$, 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 supprimée réglable (fig. XIII-38) : on démontre que le gain maximum, dans le sens AB

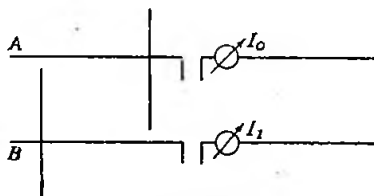


Fig. XIII-38

ou dans le sens BA, n'est pas obtenu pour des courants en phase ou en opposition, mais pour un déphasage dépendant de d/λ .

Pour d/λ petit, les courants doivent être déphasés de

$$180^\circ \pm 146^\circ \times \frac{d}{\lambda}$$

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} ($X_u = 0$). 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 :

$$Z_m = 68 \text{ ohms} \quad \text{et} \quad \varphi_m = 6^\circ$$

Nous avons vu (se reporter page 331, 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 $\alpha = 180^\circ + \varphi_m - \varphi_1$;

$$\text{Ici, } \alpha = 180^\circ + 6^\circ - 0^\circ \\ \alpha = 186^\circ$$

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 :

$$R_0 = 73 + 68 \times 0,93 \cos(186^\circ + 6^\circ) \\ R_0 = 11,5 \text{ ohms.}$$

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

$$E_0 = 60 \times 2,52A \text{ et } E_1 = 60 \times 2,34A.$$

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 $360^\circ \times \frac{d}{\lambda} = 36^\circ$ due aux positions.

Donc, avance de E_1 sur $E_0 = 186^\circ + 36^\circ$.

b) En sens inverse, on aurait de même : avance de E_1 sur $E_0 = 186^\circ - 36^\circ$.

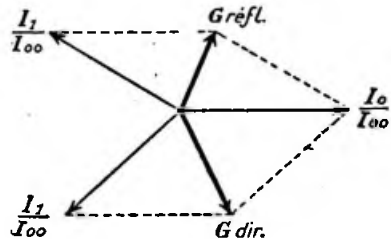


Fig. XIII-39

La figure XIII-39 donne la construction et permet de lire les champs résultants :

$$G_{arr} = \frac{E_{arr}}{E_{00}} = \frac{60 \times 1,76}{60}$$

$$\text{Parasite en directeur} = G_{arr} = 1,76$$

$$G_{av} = \frac{E_{av}}{E_{00}} = \frac{60 \times 1,27}{60}$$

$$\text{Parasite en réflecteur} = G_{av} = 1,27$$

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

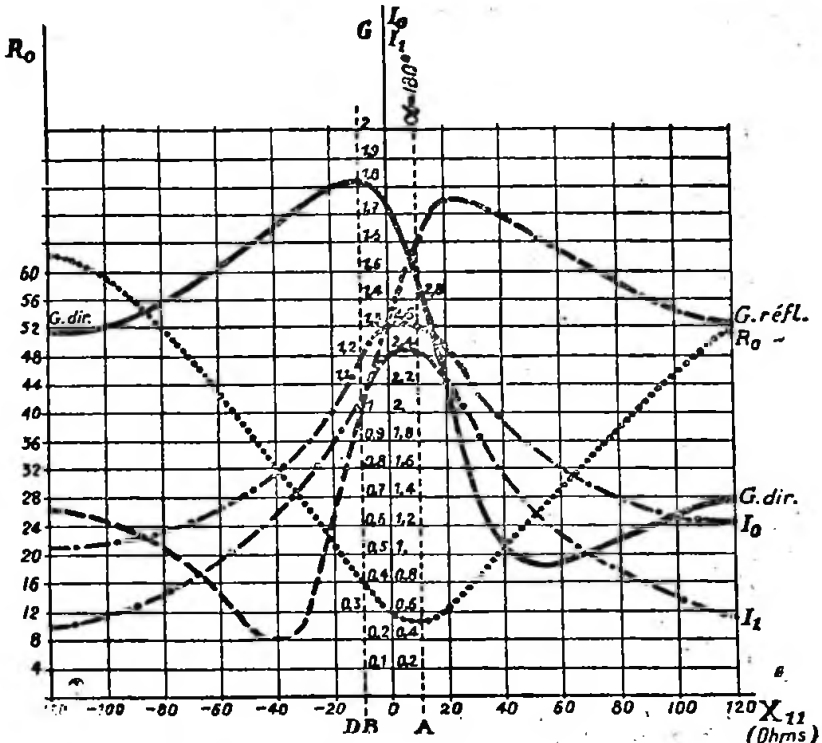


Fig. XIII-40

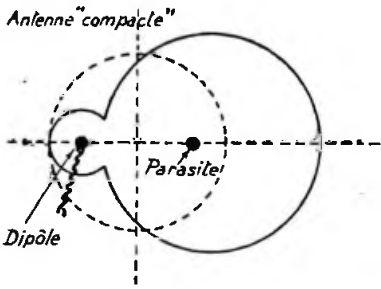


Fig. XIII-41

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.

$$2^\circ \text{ Deux demi-ondes à } \frac{\lambda}{4}$$

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.

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-

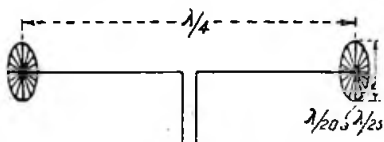


Fig. XIII-42

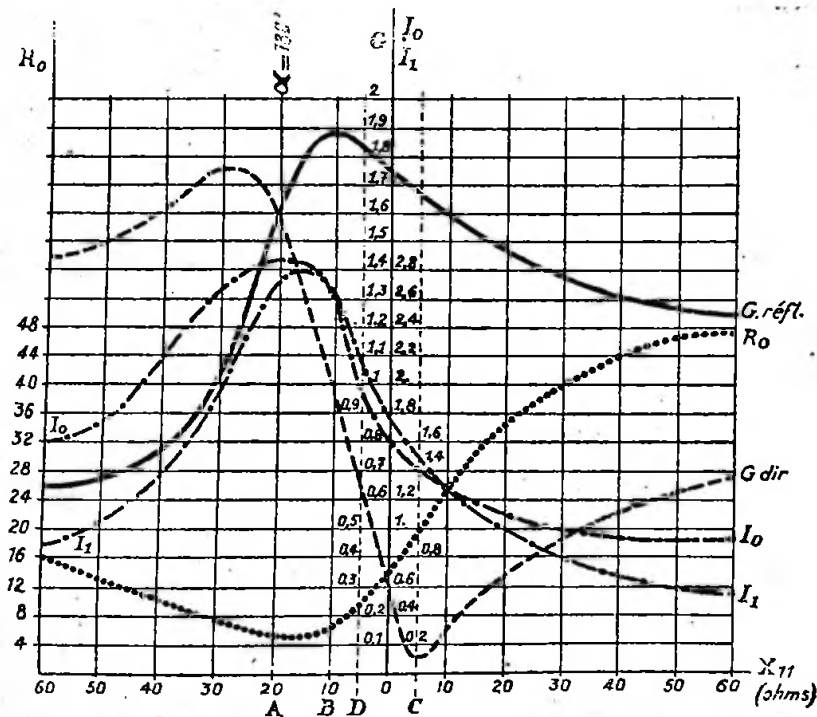


Fig. XIII-43

tenne « compacte » ; elles montrent que le parasite fonctionne mieux en réflecteur qu'en directeur.

Pour ceux qui voudraient refaire les calculs (1), on a :

$$R_{01} = 38,5 \text{ ohms}, \quad Z_m = 40,3 \text{ ohms}$$

$$\text{et } \theta_m = -27^\circ.$$

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 $0,25 \lambda$ et de deux directeurs en ligne, avec des espacements de $3/8 \lambda$ (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

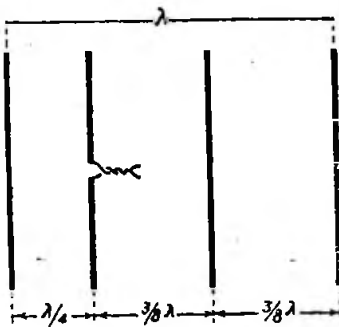


Fig. XIII-44

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.

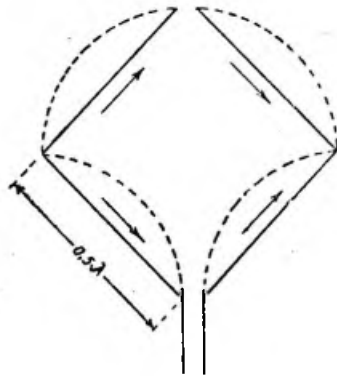


Fig. XIII-45

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 :

$$E_1 = 120 I_0 = 60 \sqrt{\frac{W}{58}}$$

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).

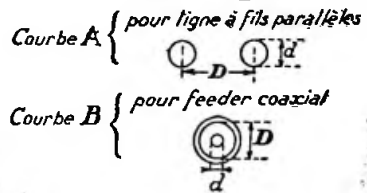
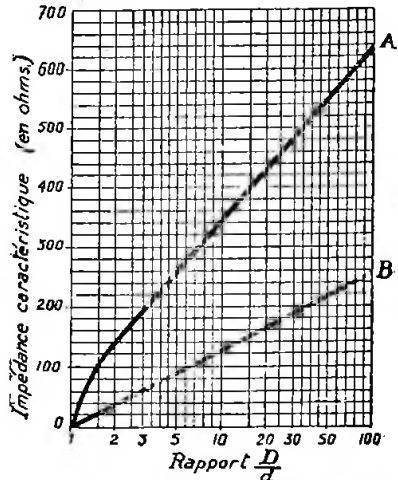


Fig. XIII-46

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.

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 fee-

ders). 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.

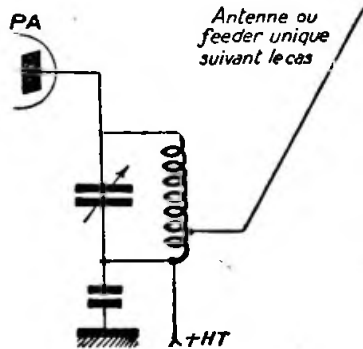


Fig. XIII-47

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.

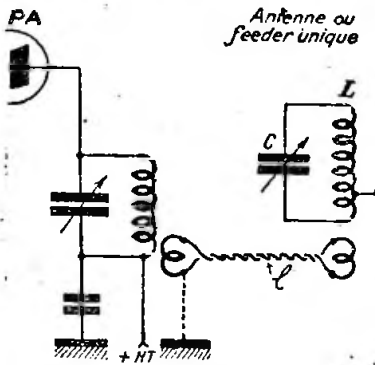


Fig. XIII-48

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 har-

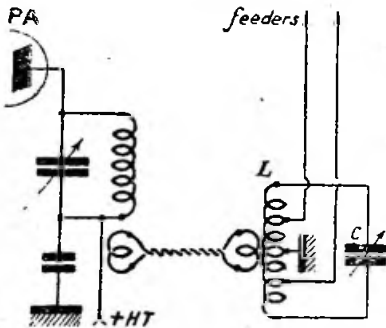


Fig. XIII-49

moniques 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 poly-

thène), et les bobines de couplage comportent chacune 1 à 2 spires seulement.

Si l'on est en présence d'une antenne quelconque monofil, ou d'une antenne accordée à feeder unique, un circuit de

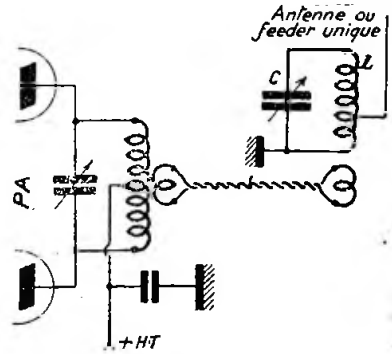


Fig. XIII-50

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.

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

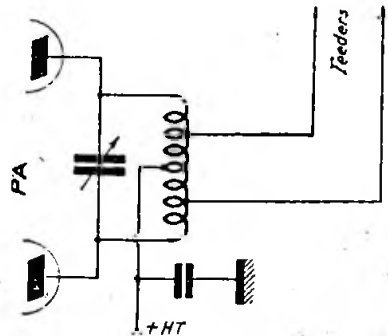


Fig. XIII-51

la ligne sont, comme d'habitude, couplés aux « parties froides » des selfs des C.O.

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).

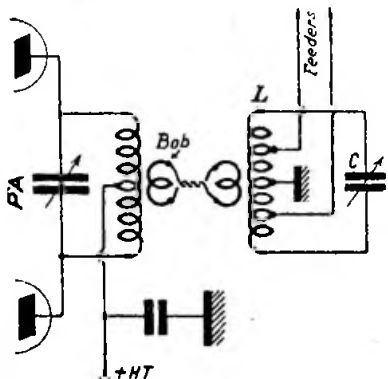


Fig. XIII-52

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 self 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.

§ 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 self, 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 self/capacité (self trop importante — effet de la réactance apportée par l'aérien dans le cas du couplage direct). Diminuer alors le nombre de tours de la self 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 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).

(1) Ou un thermo-couple débitant sur un milliampèremètre ordinaire.

§ 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 self 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).

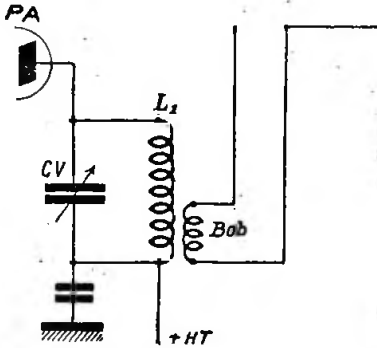


Fig. XIII-53

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 le Zeppelin à titre d'exemple.

Cette adaptation des impédances découle du rapport de transformation entre L_1 et Bob.

Si nous appelons Z_0 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 :

$$N = \sqrt{\frac{Z_0}{Z_f}}$$

(1) Rappelons que nous verrons les réalisations pratiques des aériens proprement dits au paragraphe 9.

Dans ce cas, on admet l'impédance de charge Z_c (en ohms) comme étant égale à :

$$k \frac{E}{I} \left\{ \begin{array}{l} k = \text{facteur empirique égal à } 500 \\ E = \text{tension anodique, en volts} \\ I = \text{courant anodique, en milli-ampères.} \end{array} \right.$$

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 :

$$Z_c = 500 \times \frac{1.200}{80} = 7.500 \text{ ohms.}$$

Nous avons alors un rapport de transformation de

$$N = \sqrt{\frac{7.500}{600}} = 3,5 \text{ environ}$$

Et si la self L_1 comporte 15 tours (par exemple), la self de couplage Bob. devra avoir :

$$\frac{15}{3,5}, \text{ soit } 4 \text{ tours environ.}$$

Filter 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

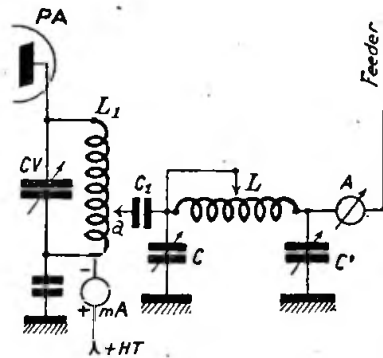


Fig. XIII-54

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 self de 15 tours de fil 20/10 sur air, diamètre 65 mm., et non couplée à L_1 . (1)

Deux condensateurs variables C et C', de 250 pF chacun, encadrent cette self.

A est un ampèremètre thermique placé en série à la base du feeder.

C₁ 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.

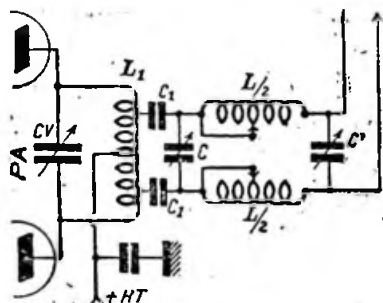


Fig. XIII-55

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).

(1) D'une manière générale, on fait L identique à L_1 (nombre de tours, fil, diamètre, etc.).

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.

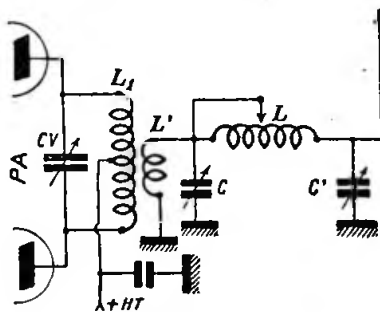


Fig. XIII-56

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).

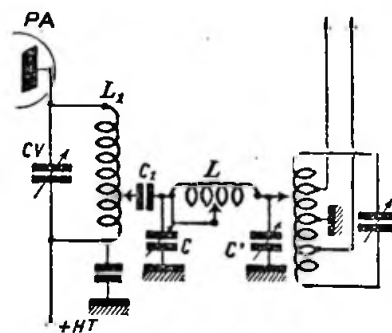


Fig. XIII-57

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.

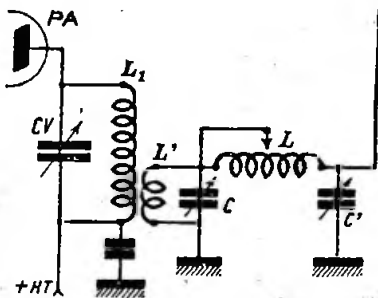


Fig. XIII-58

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 self L.

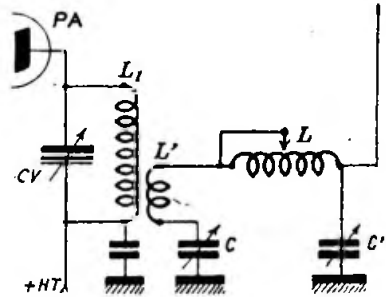


Fig. XIII-59

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 self anodique du C.O. et la self de couplage.

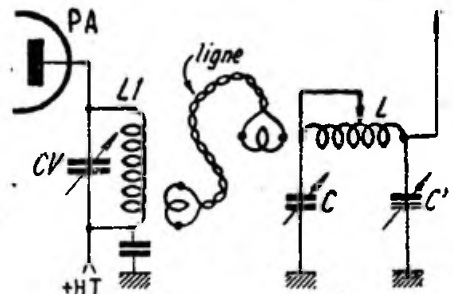


Fig. XIII-60

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 », 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. L'alimentation

plaque du tube final P.A. est obligatoirement faite en parallèle ; d'où nécessité de la self 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.

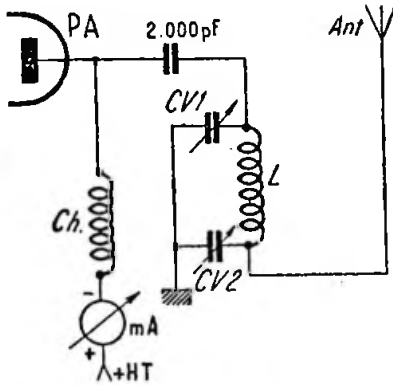


Fig. XIII-61

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 »).

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 :

$CV_1 = CV_2 = 250 \text{ pF}$ (en capacité maximum) ;

$L = 30$ spires de fil 20/10 de mm. sur une 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... même plus ou moins soigneusement accordée ; cela, notamment sur la bande 40 mètres (antenne Conrad de 20 mètres environ).

§ 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

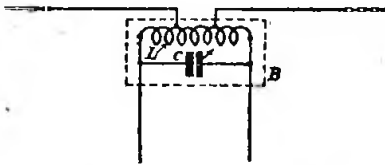


Fig. XIII-62

de cette énergie est alors réfléchi 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).

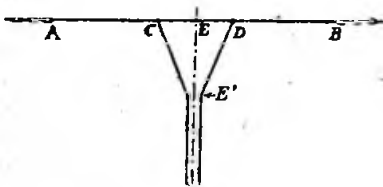


Fig. XIII-63

Le procédé qui vient tout de suite à l'esprit est, évidemment, le circuit oscillant préalablement accordé et dont la self 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.

(1) Evolution de l'opérateur sur les toits !

Un autre système (fig. XIII-63) consiste à prendre sur l'aérien AB 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 provoquée par le système de couplage.

Pour un feeder symétrique à impédance caractéristique de 600 ohms, nous avons :

$$CD = \frac{150 K}{F}$$

CD 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.

Enfin, pour toutes les bandes,

$$EE' = \frac{150}{F} \times 0,3$$

Cette attaque est dite en Δ (delta).

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

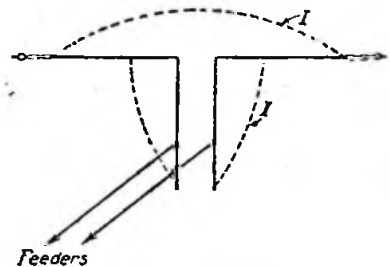


Fig. XIII-64

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 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.

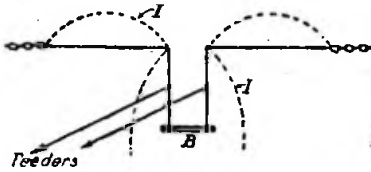


Fig. XIII-65

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 moment des réalisations pratiques des divers aériens (paragraphe suivant).

Nos lecteurs peuvent également consulter le § 9 du chapitre XV : procédé du twin-lamp.

§ 9. — Réalisations pratiques d'aériens O.C.

Nous étudierons sous ce titre les seuls aériens réalisables par l'amateur.

Considérons un fil AB tendu et isolé dans l'espace (fig. XIII-66) de longueur l .

En résumé, nous devons faire osciller ce fil AB 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 AB 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 $\lambda_2 = l$;

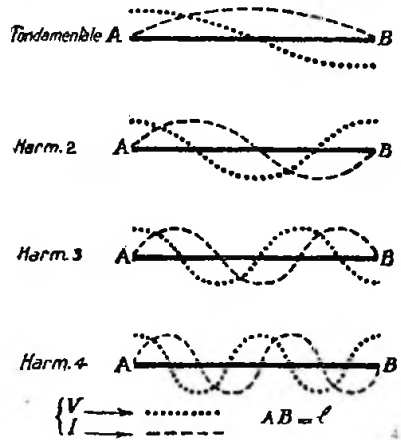


Fig. XIII-66

- c) Sur l'harmonique 3, lorsque $\lambda_3 = 2 l/3$ ($l = 3 \lambda_3/2$);
- d) Sur l'harmonique 4, lorsque $\lambda_4 = 0,5 l$ ($l = 2 \lambda_4$).

λ étant la longueur d'onde d'émission, en mètres.

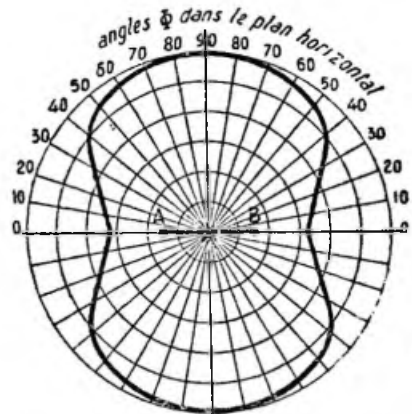
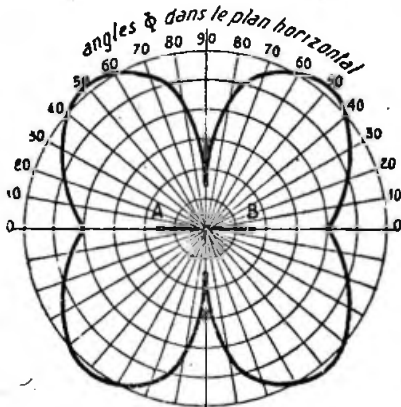


Fig. XIII-67

De toutes façons, nous avons toujours, aux extrémités du brin rayonnant AB, 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*.



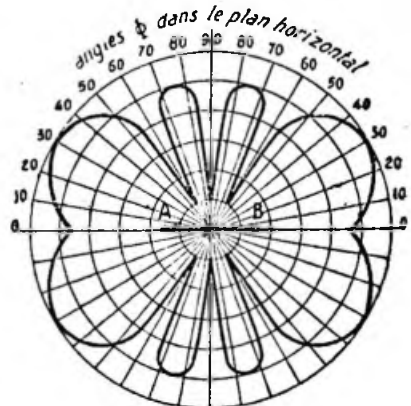
Antenne AB vibrant en onde entière

Fig. XIII-68

Les figures XIII-67, 68, 69 et 70 montrent le diagramme de rayonnement dans le plan horizontal d'un fil AB vibrant suc-

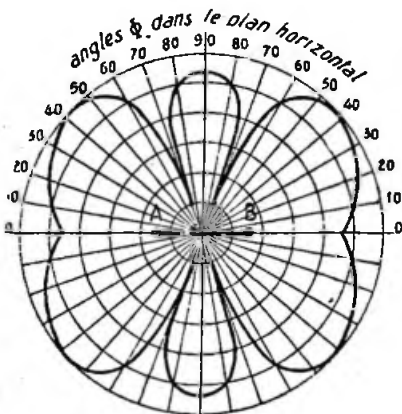
gle Φ mesuré dans le plan horizontal. Ces quatre diagrammes de rayonnement ont été établis pour un angle de radiation de 20° dans le plan vertical (revoir le « neuvième » du § 3).

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



Antenne AB vibrant en $3/2$ onde

Fig. XIII-69

cessivement en demi-onde, onde entière, $3/2$ onde et double onde.

Les cercles concentriques représentent les valeurs relatives du champ, selon l'an-

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-Window 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 = 4,158
- 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).

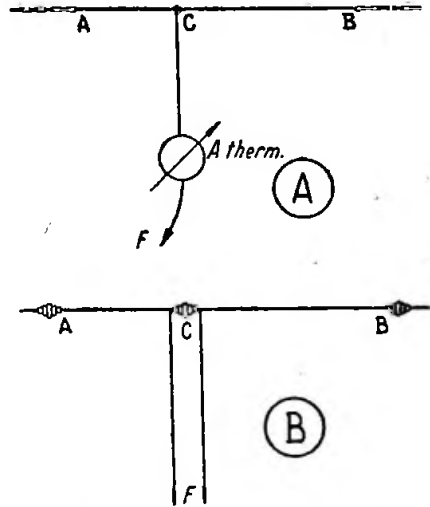


Fig. XIII-71

Cette antenne est la plus simple qui soit. Elle comprend un brin rayonnant AB d'une longueur telle que :

$$AB = \lambda/2,07$$

λ 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 (AB = λ/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 AB « 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, nul part, des *coudes brusques*.

Le point d'attaque du feeder sur l'antenne se détermine approximativement par la formule (1) :

$$AC = AB \times 0,36$$

D'une manière générale, il n'y a jamais lieu de revenir sur la longueur du brin rayonnant AB, 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 CF 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'énergie 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 ($\lambda/4$).

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.

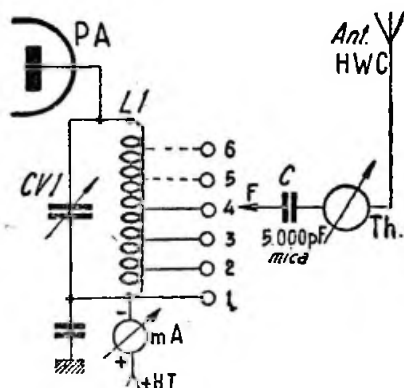


Fig. XIII-72

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 self 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.).

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

(1) Si l'antenne doit travailler sur plusieurs bandes, on fait $AC = 0,33 \times AB$.

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.

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.

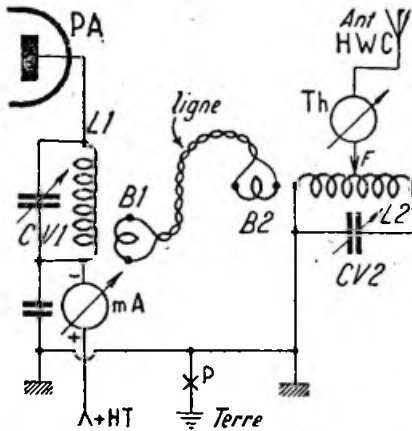


Fig. XIII-73

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 self 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 selfs 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 feeder d'une antenne Conrad correctement établie, on peut avoir approximativement (1) une idée de la puissance rayonnée W_{nr} par la relation :

$$W_{nr} = 400 I^2 \begin{cases} W \text{ en watts,} \\ I \text{ en ampères.} \end{cases}$$

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 de la figure XIII-13, le rayonnement harmonique est minime (voire négligeable). Dans le cas

(1) Théoriquement, la puissance rayonnée est $W_{nr} = 600 I^2$, 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 : $E_{nr} = \sqrt{600 W}$.

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.

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 λ et le diamètre du conducteur utilisé pour la construction de l'antenne (diamètre exprimé en mètre!); ce rapport établi, le tableau ci-dessous donne les valeurs de k correspondantes.

Rapport λ/Φ	Facteur de correction k
10	0,925
20	0,945
50	0,955
100	0,965
500	0,970
2.000	0,975
10.000	0,978
20.000 et au-dessus ..	0,980

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 modifient 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 WOWO (MD2AC).

Il est possible de réaliser une antenne Conrad comme il est montré sur la figure XIII-71 B. C'est l'antenne WOWO. Elle fonctionne en multibande également et le brin rayonnant AB est calculé comme précédemment; mais ce brin AB est *couplé* en C par un isolateur pyrex, de façon que $AC = 1/3 AB$. 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.

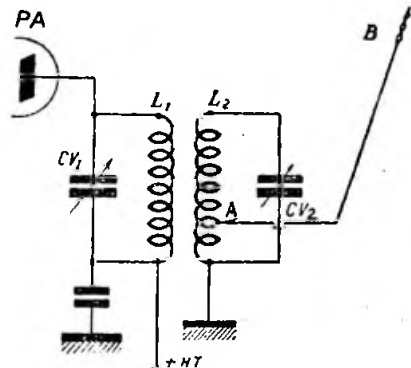


Fig. XIII-74

Comme pour toutes les antennes multibandes, le brin AB 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.

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.

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.

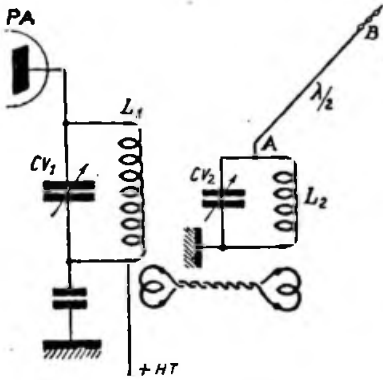


Fig. XIII-75

Remarques. — 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, il est possible d'utiliser un fil tendu A B de longueur quelconque : 25 à 30 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. Ainsi un fil de 30 mètres, avec CV_2 à la base de 250 pF, permet l'exploitation commode des bandes 40, 20 et 10 mètres.

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.

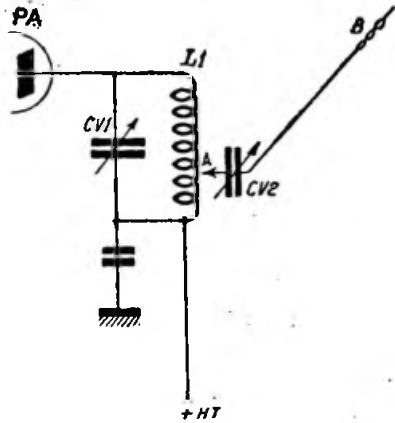


Fig. XIII-76

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.

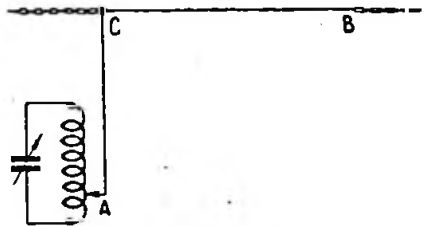


Fig. XIII-77

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, inconvenant au point de vue efficacité de ces systèmes.

Note. — Les antennes « center-loaded » utilisées dans l'équipement des émetteurs mobiles (sur voiture) en ondes décamétriques, seront décrites au cours du chapitre XVII, § 11-1.

C) Antenne doublet 1/2 onde (fig. XIII-78 et 79).

C'est une antenne demi-onde alimentée au centre par un feeder double.

La longueur en mètres du brin rayonnant AB 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.

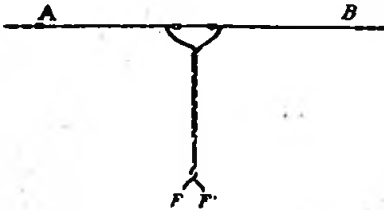


Fig. XIII-78

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 AB 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 AB, on ne tient pas compte de cet écartement. Généralement, les feeders torsadés

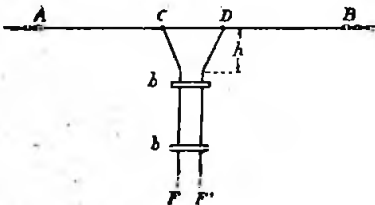


Fig. XIII-79

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 constante (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 self 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 AB a une valeur égale à la demi-longueur d'onde ; plus exactement :

$$AB = \frac{0,95 \lambda}{2}$$

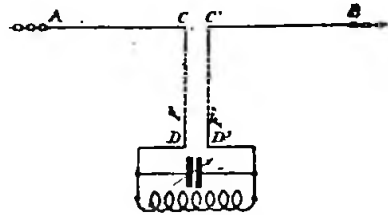


Fig. XIII-80

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 CD = C'D' = λ/4 (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'.

On peut également utiliser des feeders $CD = C'D' = \lambda/2$ (fig. XIII-81). Dans ce dernier cas, l'alimentation se fait par circuit série. (En DD' , alimentation en courant, afin d'avoir deux ventres de courant également en CC' .)

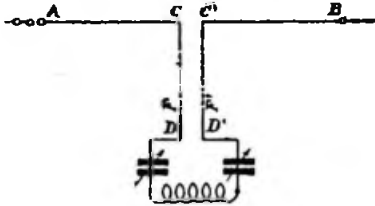


Fig. XIII-81

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 CC' , à la coupure centrale de AB, est maintenu par des isolateurs.

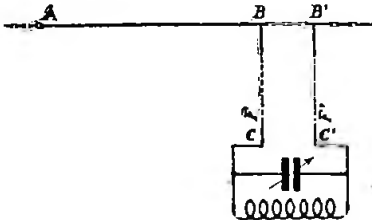


Fig. XIII-82

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 AB 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 FF' travaille en ondes stationnaires en opposition de phase. On peut faire le feeder d'une longueur $CB = C'B' = \lambda/2$ (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).

Si l'on fait le feeder FF' d'une longueur $CB = C'B' = \lambda/4$ (fig. XIII-83), nous avons encore un ventre de tension en B, mais il y a un ventre de courant en C;

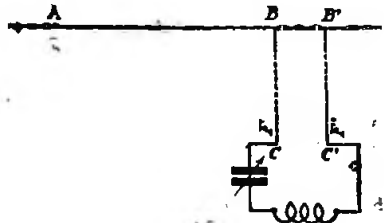


Fig. XIII-83

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.

Note. — Les antennes Lévy et Zeppelin classiques 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

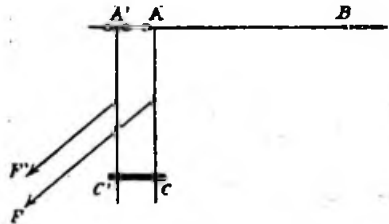


Fig. XIII-84

quelque peu, puisqu'on est maître de leur « longueur électrique », entre certaines limites, au moyen du circuit d'accord nécessaire à la base. Mais il est facile de tourner la difficulté en montant une ligne de correction quart d'onde (voir § 8).

On peut alors utiliser un feeder double d'impédance caractéristique 600Ω de

longueur quelconque. Nous donnons un exemple avec l'antenne Zeppelin (fig. XIII-84). La ligne de correction AC A'C' est court-circuitée par une barrette CC', de manière que l'on ait $AC = \lambda/4$.

FF' est le feeder de 600 ohms.

Dans le cas de l'antenne Lévy (demi-onde attaquée au centre), la ligne de correction doit être ouverte.

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 selfs.

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 selfs. 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.

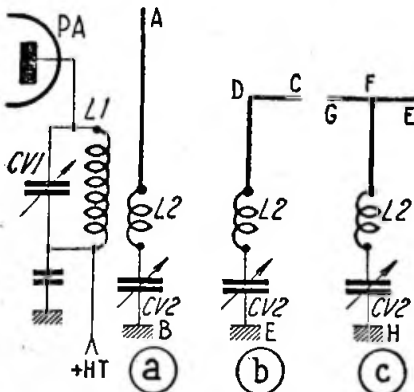


Fig. XIII-85

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.

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'étudions plus loin.

G) Antenne Folded dipôle (fig. XIII-86).

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.

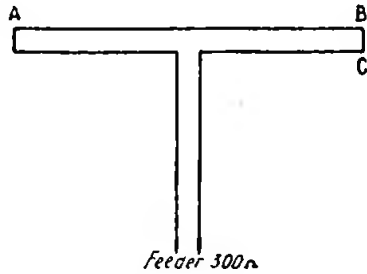


Fig. XIII-86

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) 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.

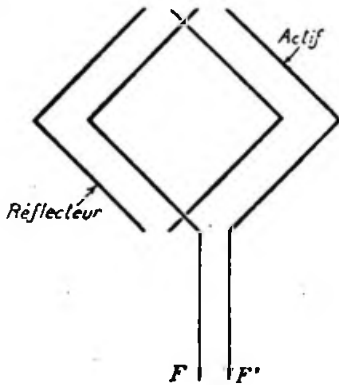


Fig. XIII-87

1° « Antenne-carreau » dirigée Chireix-Mesny (fig. XIII-87).

Ce système, étudié § 3, ne peut guère être utilisé que sur U.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.

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 (brins radiateurs) et sont placés derrière ceux-ci à une distance de $\lambda/4$.

Comme nous l'avons vu, le gain en champ dû au réflecteur est de 1,50 environ.

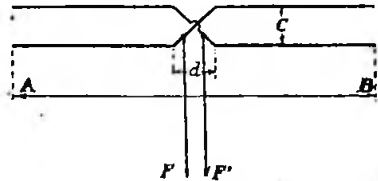


Fig. XIII-88

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 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 :

- AB = 0,5 λ ;
- d = environ 30 cm. ;
- C = λ/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 demande 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 abaiss-

sent 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 :

$$\frac{R_0^2 + R_{c1}^2 \times 0,04}{R_0} = 600$$

où R_{c1} représente l'impédance caractéristique des bouts de ligne servant au croisement des alimentations ; R_{c2} , celle de la ligne d'adaptation ; R_0 vaut 5 ohms. On voit tout de suite que R_{c1} et R_{c2} doivent être petits, ce qui peut exclure l'emploi de tubes parallèles. Supposons-les égaux : on trouve $R_{c1} = R_{c2} = 54$ 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 :

$$\text{tg. } 360^\circ \times \frac{l}{\lambda_1} = \frac{R_{c2}}{0,2 R_{c1}}$$

$$\text{d'où } \frac{l}{\lambda_1} = 0,219$$

λ_1 représente la longueur d'onde sur le feeder et vaut environ 0,98 λ .

On voit que les premiers éléments du feeder longs de $\lambda/16 = 0,0625 \lambda$ ne comp-

tent 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 Squissher » (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.

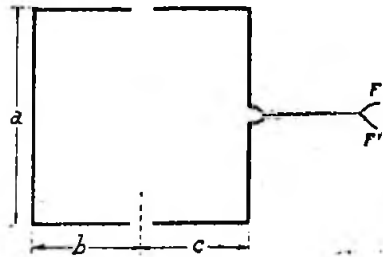


Fig. XIII-89

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 :

$$a = \lambda/4 \text{ environ ;}$$

$$b = c = \lambda/8 \text{ environ.}$$

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 AB de dimension égale à environ 0,5 λ et un brin parasite-directeur D, monté devant AB, 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.

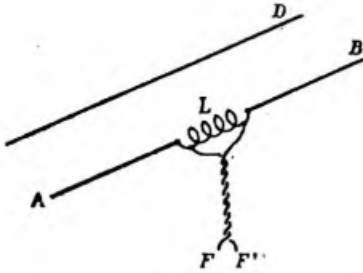


Fig. XIII-90

A titre indicatif, voici, pour la bande 14 Mc/s, les caractéristiques de cette self :

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 self 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 réglages 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.

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 cerclees 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

triale et Nouvelle-Zélande) comparativement à l'aspect qu'on leur connaît par les atlas classiques.

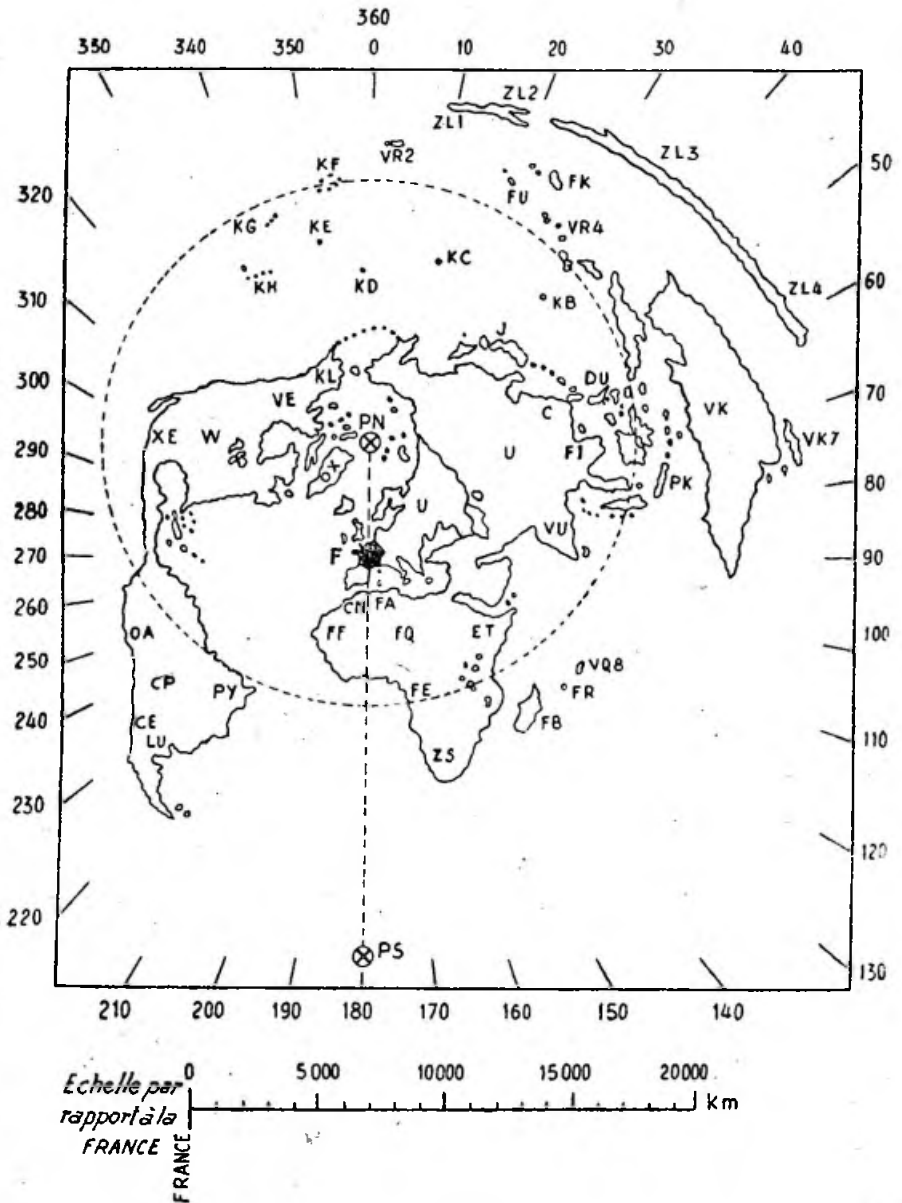


Fig. XIII-91

pointillée simili-circulaire, elle représente l'équateur. Il convient de noter la déformation de certains pays (notamment Aus-

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 10° 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.

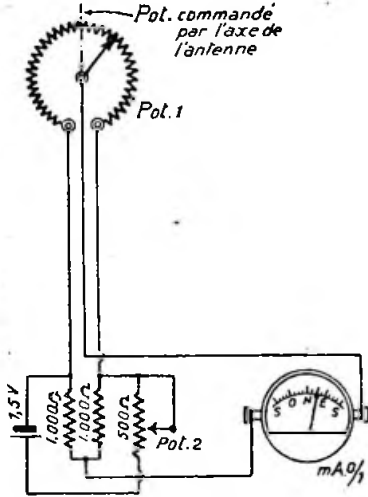


Fig. XIII-92

3° Un autre procédé de transmission à distance de l'orientation de l'aérien découlant du pont de Wheatstone, très en vogue actuellement aux U.S.A., est donné sur la figure XIII-92.

Outre-Atlantique, on trouve tous les organes spécialement prévus pour cet usage (Rex L. Munger, Ohmite, etc.). Néanmoins, nous pourrions 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

(1) Cet angle est, d'ailleurs, légèrement variable dans le temps.

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.

§ 10. — Antennes spéciales pour ondes 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.

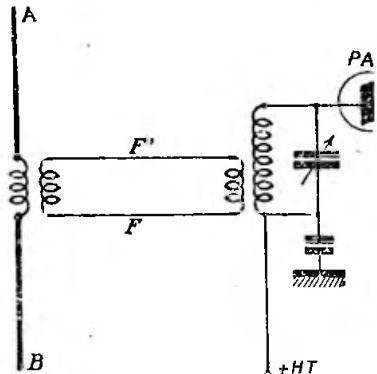


Fig. XIII-93

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).

(2) Moins de 10 mètres.

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 $AB = 0,5 \lambda$.

B) Doublet quart d'onde vertical (fig. XIII-94 et 95).

Cette antenne est spécialement étudiée pour les transceivers (émetteurs-récepteurs) 72 Mc/s. Néanmoins, elle peut convenir aussi pour tout autre montage — émetteur seul (ou récepteur), ou pour toute autre

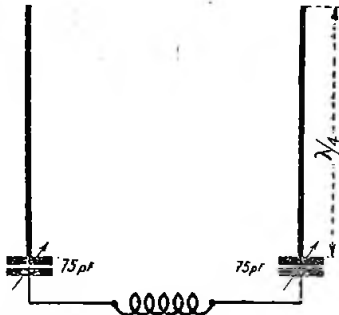


Fig. XIII-94

fréquence (en modifiant les dimensions). Elle fonctionne sans feeder et doit être montée directement sur le coffret émetteur (solution intéressante pour les émetteurs mobiles).

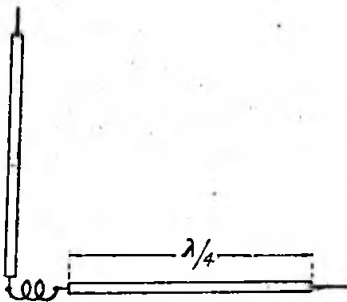


Fig. XIII-95

L'antenne est constituée par deux tiges verticales en cuivre ou alu, de 1 mètre, formant ainsi les deux branches d'un doublet vibrant en $1/4$ d'onde sur 4 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 contrepois, somme toute. On obtient ainsi une antenne en L dont le rayonnement est assez directif.

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.

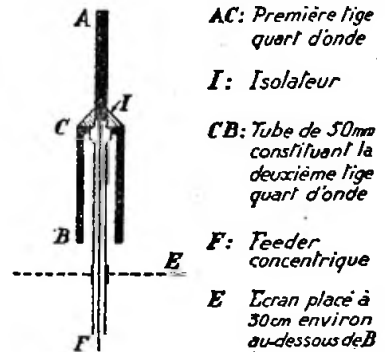


Fig. XIII-96

Le doublet est constitué par une tige AC quart d'onde supportée par un isolateur I; ce dernier supporte un autre quart d'onde, CB, constitué par un tube de 50 mm. de diamètre.

A l'intérieur de ce tube BC pénètre le feeder concentrique, F. Le conducteur central du feeder est connecté en C à l'élément AC; tandis que le conducteur extérieur de F est branché également en C, mais au quart d'onde inférieur, BC. Choisir un feeder concentrique d'impédance égale à l'impédance centrale du doublet, soit 72 ohms environ.

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 $0,35 \lambda$. Cet écran joue le rôle de terre parfaite.

Une variante de l'antenne précédente est donnée sur la figure XIII-97 ; elle porte le nom d'antenne « Ground Plane ». La radiation de cet aérien dans le plan vertical est voisine de l'horizon (donc, favorable aux DX).

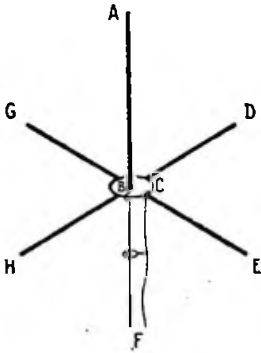


Fig. XIII-97

La partie rayonnante est constituée par la tige verticale AB ; une terre fictive est obtenue par les quatre éléments CD, CE, CG et CH, disposés en croix dans un plan horizontal. Ces éléments, ainsi que le brin rayonnant, ont une longueur voisine de $\lambda/4$. 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 36Ω (ou à défaut, deux feeders coaxiaux de 72Ω connectés en *parallèle*).

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.

On a :

$$A = \frac{143}{f}$$

$$B = \frac{71,5}{f}$$

A et B en mètres ;
 f = fréquence d'émission en Mc/s.

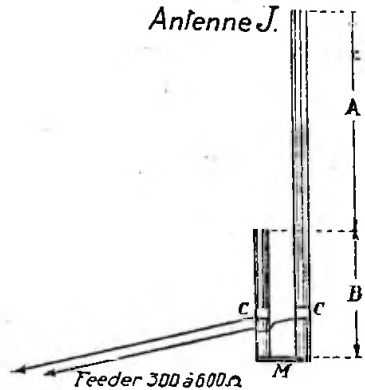


Fig. XIII-98

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 ».

Un exemple, comportant trois éléments, est donné sur la figure XIII-99 (l'antenne est supposée vue de dessus).

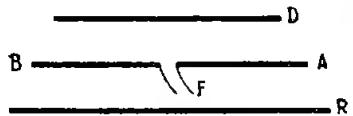


Fig. XIII-99

On détermine, tout d'abord, le dipôle rayonnant AB 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 $0,15 \lambda$, et celle entre dipôle et directeur d $0,1 \lambda$.



Fig. XIII-100

On pourra installer, éventuellement, un deuxième élément directeur d'une longueur égale à $134/f$ et à une distance de $0,1 \lambda$ en avant du premier; on obtient alors un aérien dit « beam à 4 éléments ».

Il est possible de concevoir une antenne plus simple, comportant seulement deux éléments (fig. XIII-100). Le dipôle actif AB est calculé comme précédemment ($143/f$), et le brin parasite DR aura la même longueur que le dipôle.

Lorsque la distance entre les deux éléments est inférieure à $0,14 \lambda$, le parasite fonctionne en directeur; pour une distance supérieure à $0,14 \lambda$ entre les deux éléments, le parasite fonctionne en réflecteur; si cette distance est exactement de $0,14 \lambda$, l'antenne est bidirectionnelle. On se rappelle (§ 3) que plus on installe d'éléments parasites, plus l'impédance centrale du pôle 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 AB du folded se fait comme il a été dit précédemment ($0,95 \lambda/2$ 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 par exemple, la « beam » 4 éléments 144 Mc/s décrite page 784 du *Haut-Parleur*, n° 880.

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.

F) Antennes U.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. 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.

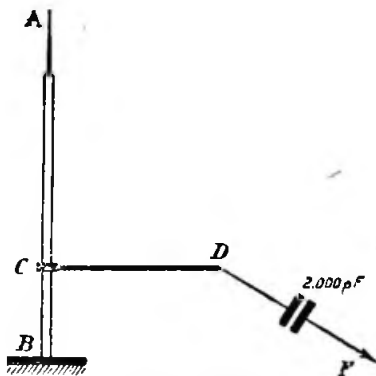


Fig. XIII-101

On peut fixer cet aérien sur le bouchon du radiateur, 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 :

$$AB = \lambda/4;$$

$$BC = 0,07 \lambda.$$

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 CD égale au moins à $0,14 \lambda$.

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) ; 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.

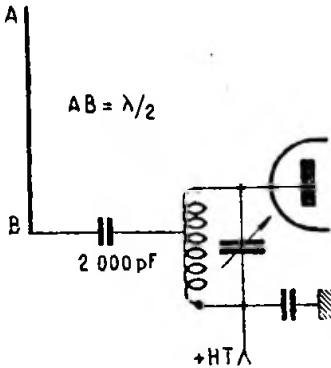


Fig. XIII-102

La figure XIII-103 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, C₁ doit avoir une capacité maximum de 100 pF ; sur 72 Mc/s, 50 pF suffisent.

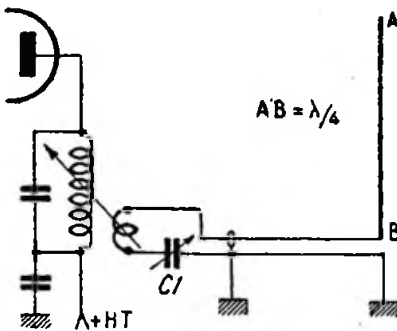


Fig. XIII-103

§ 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.

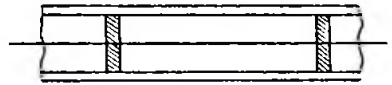


Fig. XIII-104

Outre la ligne coaxiale courante (fig. XIII-104) dont le conducteur central est maintenu dans sa position correcte par des perles étoilées en stéatite, de loin en loin, on peut réaliser des conducteurs coaxiaux selon le principe de la figure XIII-105. Ce

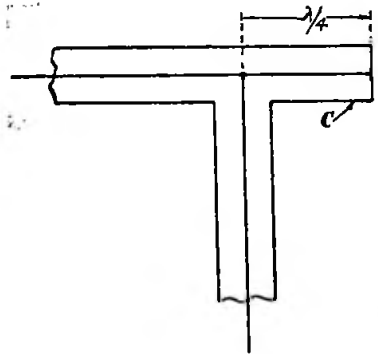


Fig. XIII-105

dernier procédé permet d'obtenir une grande rigidité mécanique ; une cavité C accordée sur λ/4 présente une impédance excessivement élevée faisant office d'isolant. 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.

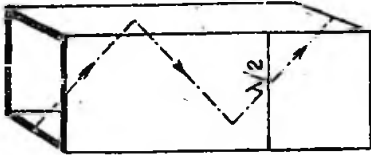


Fig. XIII-106

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.

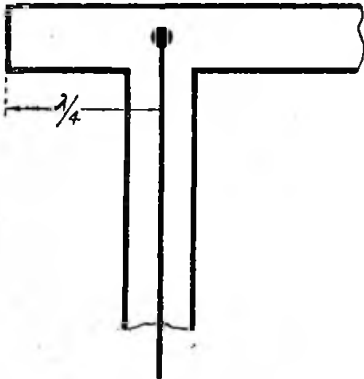


Fig. XIII-107

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 λ 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?

Solution: Remplacer provisoirement l'émetteur par un simple oscillateur E.C.O. équipé d'une 6F6, 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).

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.

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 le λ d'émission primitive par le fatidique facteur 2,07, pour l'antenne Conrad-Window 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

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.

Nota. — Disons en passant, qu'un « grid-dip-oscillator » permet, par le même procédé de couplage à L, de déterminer la

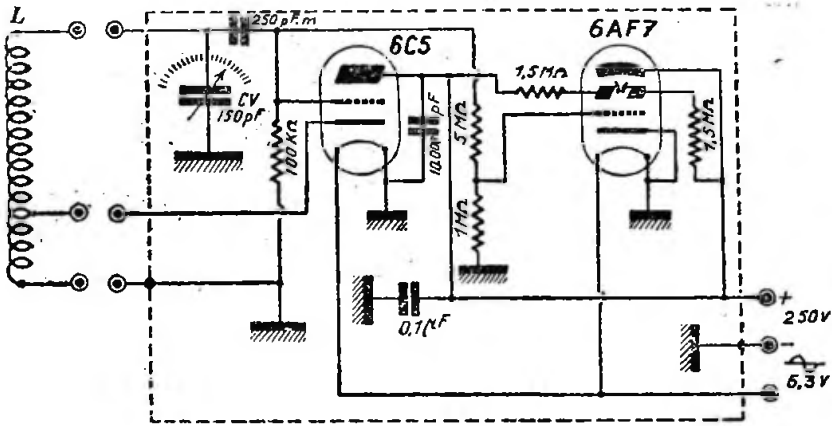


Fig. XIII-108

un tube cathodique indicateur d'accord genre 6AF7, par exemple. L'ensemble est entièrement blindé, sauf la self L, qui est fixée extérieurement au coffret (mandrin 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

fréquence de résonance d'une self, 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.

§ 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 ?

Sur 28 Mc/s et sur les fréquences inférieures (14, 7 et 3,5 Mc/s), l'antenne horizontale est, et restera vraisemblablement longtemps encore, la reine.

Par contre, sur 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 demi- λ au-dessus de la terre (et en U.H.F., c'est vite fait !!) ; toutefois, à la suite de nombreux essais sur 2 mètres (traverseurs à l'intérieur d'appartements ou installés sur des toits-terrasses), il a été constaté que, souvent, le rôle de la terre est joué par autre chose que le sol lui-même... En tous cas, si le rendement ne se révèle pas très OK, essayez alors l'antenne horizontale.

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 S1 à S9 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 S6 avec 10 watts H.F., il faudra envoyer 40 watts H.F. pour être coté S7.

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 S9 + + ou des augmentations de S de 3 ou 4 points bien souvent illusoire.

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 « signolage » 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 résistance plus élevée pour la H.F., nous conseillons l'emploi d'un fil de cuivre émaillé.

(1) Est-il besoin de rappeler que les points de connexion antenne-feeder doivent être *obligatoirement soudés* ?

Choisir comme isolateurs d'extrémités, des bons pyrex (1) par exemple, reliés par de la forte corde goudronnée.

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.

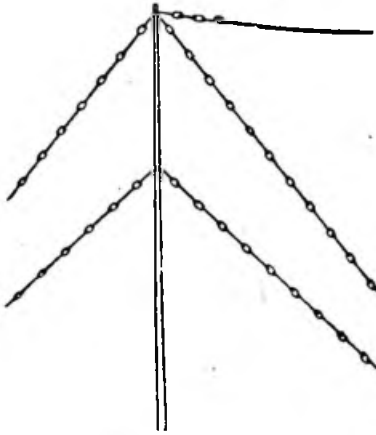


Fig. XIII-109

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 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 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).

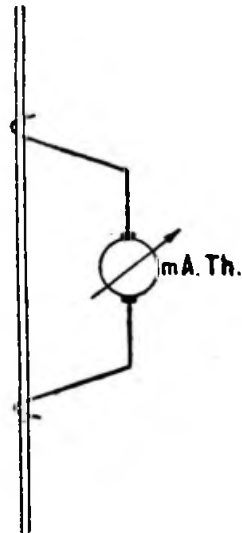


Fig. XIII-110

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.

(1) Isolateurs « tiblas » en verre pyrex.

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.

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

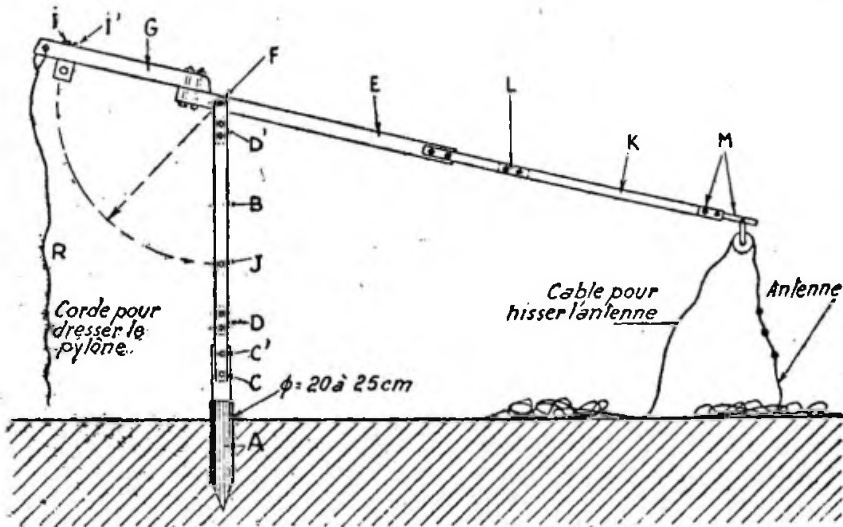


Fig. XIII-111

Les figures XIII-111 et 112 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 (vue de face), il s'agit d'un mât articulé rendant l'érection très commode. Sur la figure XIII-112 (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,

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 centimètres ; 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 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 mâtreau 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

né à hisser l'aérien, et on attachera une forte corde R à l'extrémité du contre-mât G.

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

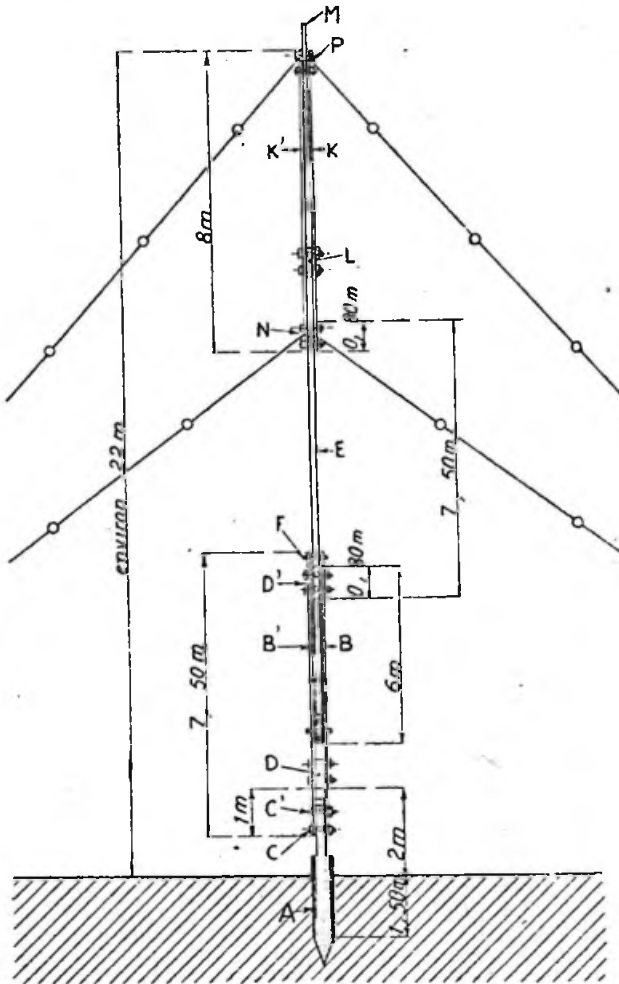


Fig. XIII-112

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 mâtreau M, desti-

sage, préalablement, de passer à la créosote, 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.

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 « aluminium » apporte au bois, également, une excellente préservation ; de plus, ce qui ne gêne rien, elle donne au pylône, un aspect métallique d'un très bel effet.

ment le même aérien à la réception et à 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

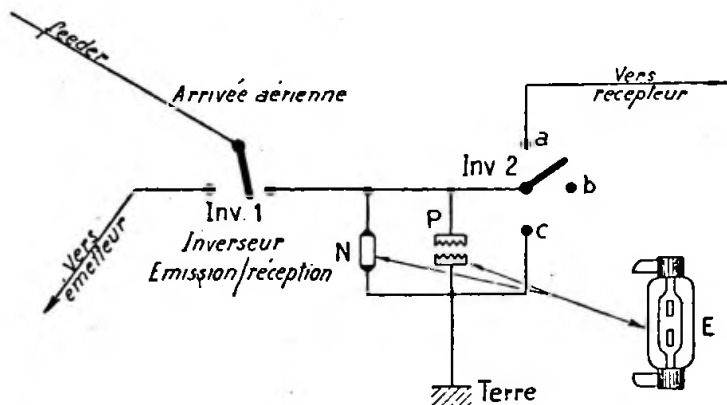


Fig. XIII-113

Naturellement, l'amateur demeurant en ville, ou à proximité d'un aérodrome, et envisageant l'installation de pylônes importants, 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 !).

Inverseur « émission-réception » et parafoudre.

Comme nous l'avons dit au début de ce long chapitre, l'amateur utilise générale-

seront, soit du type à commande manuelle (*inverseur* à couteaux), soit du type électromagnétique à relais de contact-*inverseur*, soit encore, du type électromagnétique à basculeur à mercure.

Par sa construction même, une antenne O.C. (réception ou émission) est particulièrement bien isolée. Aussi par temps d'orage, les charges électrostatiques recueillies par l'antenne sont-elles très importantes. En conséquence, pour éviter la destruction de certains éléments des appareils d'émission ou de réception, il est

recommandé de prévoir un système parafoudre à l'entrée de l'arrivée aérienne.

La figure XIII-113 nous donne un exemple appliqué à l'entrée de poste d'une antenne Conrad-Windom. Normalement, l'inverseur parafoudre Inv₂ est en position *a*. Si des charges électrostatiques s'accumulent dans l'antenne, elles peuvent s'écouler vers la terre par l'intermédiaire d'un tube au néon N (genre tube d'essais de bougies automobiles — distance inter-électrode : 20 à 25 millimètres). Si la décharge opérée par le tube n'est pas suffisante, des étincelles éclatent entre les dents des peignes P (4 à 5 dents par peigne, en regard, à une distance de 1 millimètre).

De toutes façons, dès l'amorçage du tube au néon ou dès l'approche d'un temps orageux, il est prudent d'ôter le couteau de l'inverseur Inv₂ de sa position *a*, et de le placer dans la position libre *b*. Il est possible également de relier l'aérien directement à la terre : Inv₂ en *c*.

Comme on le voit sur la figure XIII-113, le système parafoudre est en fonction, à condition que Inv₁ soit en position « réception ».

La figure indique aussi que l'ensemble tube au néon N et éclateur à peigne P peut être remplacé par une ampoule unique E. Cette ampoule assure les fonctions de décharge de l'aérien par ionisation du gaz interne, ou par éclatement d'étincelles si la tension est trop importante. L'amorçage de l'ampoule (ionisation) a lieu pour une tension de l'ordre de 400 volts seulement ; c'est dire l'efficacité du dispositif. Ces ampoules-parafoudres (type 400 V) sont d'ailleurs très utilisées sur les lignes téléphoniques (fabrication Lutèce-Lumière).

§ 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 prati-*

que, 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.

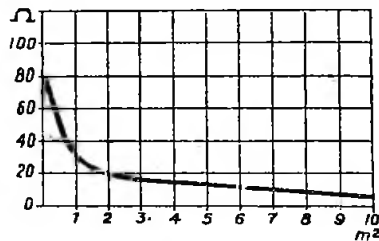


Fig. XIII-114

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).

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 délaissions 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 prévient de telles difficultés en intercalant une bobine d'arrêt H.F. 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!

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 17 tubes, dont les détails seront donnés plus loin.

Côté *émission*, le poste comprend 3 étages : MO Xtal/FD/PA ; puissances possibles de sortie : 50 watts phonie et 175 watts graphie sur 3 bandes ; commande à distance (l'émetteur pouvant être situé à plusieurs mètres de l'opérateur ; relais de sécurité rendant les fausses manœuvres impossibles, préservant les pièces vitales de l'émetteur et assurant, de ce fait, toute tranquillité à l'opérateur).

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 (divers relais assurant toutes les commutations nécessaires).

(1) Voir signification du diplôme WAC, chapitre XXII, § 9.

Sur le tableau de commande, deux autres réglages sont prévus : volume-control micro et volume-control pick-up.

Une seule antenne Conrad-Windon est utilisée alternativement à l'émission et à la réception, et est commutée automatiquement également.

Pour l'exploitation de la bande 10 m., c'est une antenne doublet demi-onde qui a été prévue.

Notons enfin la possibilité aisée de faire des liaisons en duplex avec cette station (1). Dans ce cas, le récepteur utilise simplement une petite antenne intérieure de 2 mètres. (Liaisons duplex, voir chapitre XII, § 13.)

§ 1. — Le récepteur, type « BC-Ham 17 R »

Nous débuterons par la description du récepteur de trafic à 17 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.).

(1) C'est ainsi que de multiples QSO duplex ont été réalisés entre notre station et celle de notre ami suisse HB 9 CL, de Bâle d'une part, et entre notre station et la station amie F3VF, d'autre part.

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-dessous donne la liste des tubes utilisés ; nous indiquerons certaines récentes modifications par la suite.

Amplificatrice H.F. à gain élevé	1852 ou 6AC7
Oscillatrice H.F.	6J7
Stabilisatrice à gaz (H.T. oscillatrice)	VR 150-30
Convertisseur mixer	6L7
Première M.F.	6K7
Deuxième M.F.	6L7
DéTECTrice B.F. et antifading	6H6
Amplificatrice parasites	6J7
DéTECTrice parasites	6H6
Première amplificatrice B.F.	6C5
Deuxième amplificatrice B.F.	6C5
Amplificatrices de puissance	} 6L6
Redresseuse	5Z3
Amplificatrice « S mètre »	6C5
Amplificateur visuel cathodique	6E5
Oscillatrice de battement (télégraphie)	6C5

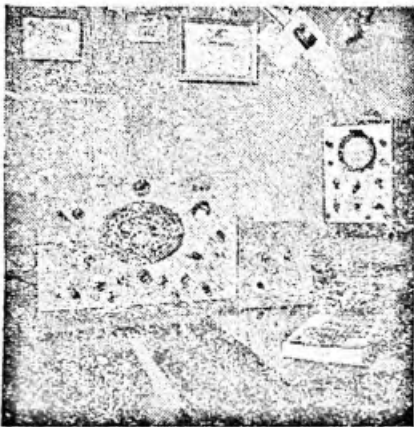


Fig. XIV-1

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 « 17 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, 3 et 4).

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 tube Meissner (made in U.S.A.) type 7512 dont le schéma est donné sur la figure XIV-2. Il comporte 5 gammes pouvant toutes être 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, ce bloc est livré avec un tube 6K7S en amplificateur H.F. ; il s'agit d'un tube spécial américain, de caractéristiques semblables au tube courant 6M7, mais avec base et sommet sur stéatite.

Par la suite, nous avons modifié ce bloc, comme il sera indiqué plus loin (fig. XIV-4).

Le retour de la cathode aboutit au potentiomètre de réglage de la sensibilité, ligne 1 (fig. XIV-3).

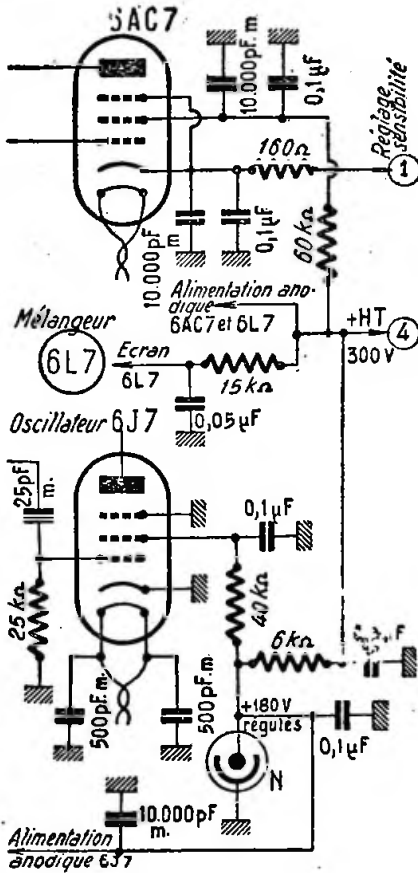


Fig. XIV-4

Le changement de fréquence se fait par deux lampes : oscillatrice séparée pentode 6J7 et modulatrice heptode 6L7. L'oscillation locale est obtenue par couplage entre le circuit accordé de grille de la 6J7 et le circuit d'anode, cette dernière étant alimentée en série. La liaison entre les deux tubes se fait par injection, dans la troisième grille de la 6L7, de la tension d'oscillation locale, à partir de l'anode de la 6J7, et à travers un condensateur mica de 100 pF.

Au lieu d'un tube mélangeur 6L7, nous avons essayé un tube 6E8 ; la plaque de l'élément triode est laissée libre et l'injection de l'oscillation locale se fait sur la grille de l'élément triode. La résistance de cathode est alors de 350 Ω, et la résistance d'écrans de 50.000 Ω. On obtient ainsi une pente de conversion de 0,65 mA/V (au lieu de 0,3 mA/V avec le tube 6L7) et le pulling est extrêmement réduit, même à 30 Mc/s.

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 6J7, 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 déplaie 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 = 6E8 (avec oscillatrice séparée).

Après moult essais, c'est finalement cette dernière solution qui a été retenue pour le récepteur de trafic à la station F3AV.

Par ces deux modifications, la partie H.F. du récepteur bénéficie d'un gain très net en sensibilité. Le reste du schéma est inchangé : se reporter à la figure XIV-2.

Nous profitons de la figure XIV-4 pour montrer le système de régulation de tension du tube oscillateur 6J7, non plus à l'aide d'un VR 150, mais au moyen d'un simple tube au néon N dont on a enlevé la résistance du culot (voir chapitre VI, § 6-2°). Les nouvelles valeurs des résistances chutrices sont indiquées sur le schéma ; on obtient une tension suffisamment bien régulée de l'ordre de 180 volts.

Section M.F. (fig. XIV-5).

L'amplification M.F. est assurée par deux étages. Le premier est équipé d'un tube 6K7 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 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 M.F. est équipé d'une 6L7, afin de pouvoir faire agir la tension de blocage antiparasite, le cas échéant, sur la grille 3 de ce tube.

Les transfo MF_1 , MF_2 et MF_3 sont de fabrication Meissner également, et réglés sur 456 kc/s (fréquence intermédiaire pour laquelle le bloc est calculé).

Le dispositif antiparasite employé est le montage dû à l'ingénieur américain J.-J. Lamb. Nous ne rappelons que brièvement le principe de ce dispositif, déjà étudié au chapitre IV, § 10.

Il consiste à bloquer le récepteur par son amplification M.F. pendant la durée du parasite ; ce temps de suppression de l'amplification est à peine de l'ordre du centième de seconde, ce qui passe inaperçu à l'oreille dans l'audition B.F. Les signaux parasites dépassant le niveau de l'émission, niveau réglable par le potentiomètre de 10.000 ohms bobiné du seuil d'écrêtage, sont amplifiés par la pentode 6J7 et appliqués aux plaques de la diode 6H6, pour y être détectés. A chaque impulsion de parasites, une tension négative apparaît aux bornes de la résistance de détection

de 100.000 ohms ; et c'est cette tension qui, appliquée à G_2 de l'heptode 6L7 M.F., bloque le récepteur.

L'utilisation de l'antiparasite ne se manifeste que pendant les périodes perturbées ; aussi a-t-on prévu sa mise en route facultative par le commutateur K_2 coupant le chauffage des deux tubes adéquats. Par la manœuvre de K_2 dans la position « antiparasite », on supprime également l'action de l'antifading sur le tube 6L7, cela afin d'obtenir un seuil d'écrêtage absolument stable, quelle que soit l'intensité du fading. Notons que le commutateur K_2 peut couper la H.T. de la partie antiparasite, si l'on préfère, au lieu de couper le chauffage.

La self de choc Ch découplant la ligne de tension de blocage, ligne à constante de temps minimum, est placée à la broche même du culot de la lampe 6L7 et a pour valeur 20 millihenrys (petite bobine nid d'abeille de 700 tours environ).

Il est possible de supprimer la bobine d'arrêt Ch et le condensateur de découplage de 50 pF, *si l'on ne se produit pas d'accrochages*. La constante de temps du dispositif est alors nulle ; cependant le réglage du seuil d'antiparasitage est moins souple.

Le transfo M.F. a été réalisé de la façon suivante : nous avons pris un transfo identique à M.F.. Le circuit accordé primaire 456 kc/s a été conservé sans aucune modification, et le secondaire purement et simplement enlevé. Sur le tube carton et contre le bobinage primaire, nous avons bobiné 2 fois 40 tours, et ainsi a été fait le secondaire à prise médiane non accordé.

Au cours des essais, nous avons constaté, par ce dispositif, une amélioration du rapport signal-parasite pouvant atteindre 25 db, amélioration vraiment appréciable.

Au lieu de deux étages M.F., on peut en prévoir un seul en employant un tube amplificateur à grande pente type 6BA6. Naturellement, on conserve la régénération M.F. sur ce tube. Quant au circuit antiparasite (le tube 6L7 disparaissant), on pourra utiliser celui de la figure IV-43, plus simple et tout aussi efficace que le circuit Lamb. Pour un tube 6BA6, on doit avoir $V_{a1} = 250$ V, $V_{a2} = 100$ V ; la résistance de cathode est de 68 Ω et l'écran est alimenté à partir de +250 V au moyen d'une résistance en série de 36 k Ω .

Détection et annexes (fig. XIV-6).

La détection s'opère par une double diode type 6H6, la première diode assurant :

a) La détection normale des signaux destinés à être amplifiés par les étages B.F. (figure 11) ;

Prises pour contrôles oscilloscopique et panoramique.

La douille marquée « Co » (fig. XIV-6) permet le branchement d'un oscillographe pour le contrôle oscilloscopique des émissions par la méthode de la courbe enveloppe à la sortie du récepteur.

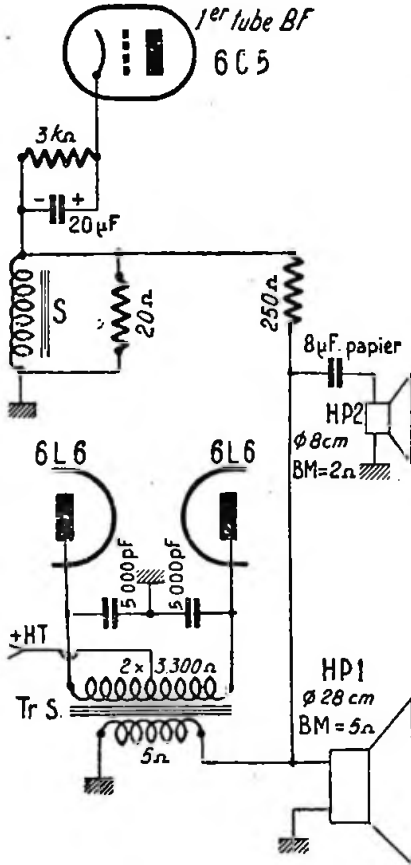


Fig. XIV-8

D'autre part, une connexion dérivée de la ligne 2, figure XIV-5, connexion non représentée sur cette figure, 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 B.F. (fig. XIV-7 et 8).

Notons tout de suite, à l'entrée, l'inverseur Inv.₁, permettant de passer de radio à pick-up et inversement. Le potentiomètre P₁, de 1 mégohm commandant le gain B.F., est d'un modèle spécial à prise supplémentaire, comme le montre le schéma. A cette prise est branché l'ensemble de résistances et condensateur (20 kΩ, 500 kΩ et 0,05 μF) formant le résonateur sur les graves et le médium du registre musical, en leur donnant de l'alto.

La capacité de 30 pF, en tête du potentiomètre P₁, contribue à apporter davantage d'aiguës lorsque Int.₂ est fermé.

Ensuite vient une première amplificatrice B.F. type 6C5, d'un montage courant. Dans l'anode de ce tube, un inverseur Inv.₂ permet l'écoute soit en H.P., soit au casque.

En série dans la liaison grille sur le tube suivant, le condensateur de 500 μF coupe toutes les basses, si son effet n'est pas court-circuité par Int.₄. Remarquons également P₂ qui, au contraire, permet de couper progressivement les aiguës en amenant le curseur du côté masse.

On attaque alors le deuxième tube B.F. 6C5. La résistance de cathode de ce tube a pour valeur 3.000 Ω (et non 1 kΩ, comme il est indiqué par erreur sur la figure).

Dans l'anode du deuxième tube 6C5 est monté Tr. D, transformateur déphaseur U.T.C., type CS-2W haute fidélité, connecté en parallèle sur la résistance de charge de 50.000 ohms, mais avec une résistance de 1.750 ohms et capacité de 0,2 μF en série, réalisant un circuit résonnant et assurant ainsi une suramplification des fréquences basses inférieures à 100 périodes/seconde.

Le transfo déphaseur attaque, à son tour, le push-pull de 6L6 (classe A, résistance de 200 ohms, polarisation cathode), qui alimente, par l'intermédiaire du transformateur de sortie Tr. S, — impédance primaire 2 x 3.300 Ω; secondaire 5 Ω — un haut-parleur Utah de 28 cm., placé à l'intérieur d'un baffle infini Jensen combiné à un labyrinthe acoustique (bobine mobile 5 Ω).

Par la suite, nous avons ajouté un second haut-parleur type tweeter, en l'occurrence un Audax 8 cm., bobine mobile 2 Ω, monté sur un petit baffle-plan de 25 x 25 centimètres, installé à 2 m. 50 du premier haut-parleur (voir fig. XIV-8). Avec la ca-

capacité série de $8 \mu\text{F}$ papier, type P.T.T., H.P., reproduit les fréquences supérieures à 3.500/4.000 c/s, et H.P., les fréquences inférieures. On obtient ainsi un relief musical absolument remarquable.

Un système de contre-réaction de tension est appliqué sur l'ensemble de la partie B.F. (fig. XIV-8); il réduit les distorsions à un taux minime et assure une plus grande indépendance du push-pull vis-à-vis de la charge (voir études du chapitre IV, § 13 et du chapitre XXI, § 5).

Cet ensemble B.F. assure une reproduction parfaite de la musique; la fidélité en est incontestable. Nous verrons, d'ailleurs, plus loin, les courbes de réponse basse fréquence et l'utilisation des diverses commandes de musicalité: Int., Int., et P.

Pour réaliser un schéma homogène et compréhensible, nous avons dessiné au bas de la figure XIV-7, une partie de la section alimentation. Remarquons le diviseur de tension donnant la tension d'écrans de 100 volts, sérieusement filtrée et découpée, puis l'excitation de 1.500 ohms du

par une capacité de $16 \mu\text{F}$, au sortir de la redresseuse, et par une self de filtrage, SF.

L'interrupteur Int., du secteur peut fort bien être combiné avec le potentiomètre P, de la figure XIV-7, par exemple. Deux condensateurs de $0,1 \mu\text{F}$ 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;

$2 \times 425 \text{ V} - 250 \text{ mA}$.

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'ailleurs, prévoir un interrupteur Int., figuré en pointillé sur le schéma. En fait, la mise en route en deux temps du récepteur présente le gros avantage de « soigner » les

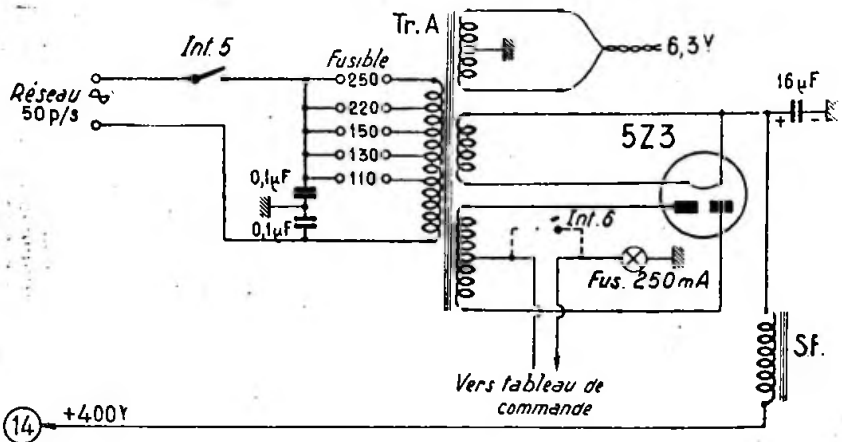


Fig. XIV-9

haut-parleur, encadrée de deux condensateurs de $16 \mu\text{F}$ formant la seconde cellule de filtrage H.T.

L'alimentation des plaques 6L6 est prise avant l'excitation, c'est-à-dire seulement après la première cellule de filtrage.

Section alimentation (fig. XIV-9).

L'alimentation du récepteur est tout à fait classique: une valve 5Z3 assure le redressement de la haute tension préfiltrée

condensateurs de filtrage, en évitant les tensions de pointe de départ. D'autre part, cet interrupteur Int. est parfois nécessaire dans le cas où émetteur et récepteur doivent fonctionner ensemble (liaison duplex, par exemple).

Alignement.

Pour le réglage des transfos M.F., on peut utiliser une hétérodyne modulée en amplitude, avec un oscillographe compor-

tant un wobbler, ou une hétérodyne modulée en fréquence avec un oscillographe normal.

Court-circuiter le C.V. d'hétérodyne ; attaquer par le générateur, réglé sur la fréquence intermédiaire adéquate (456 kc/s), la grille 1 de la 6L7 convertisseuse-mixer.

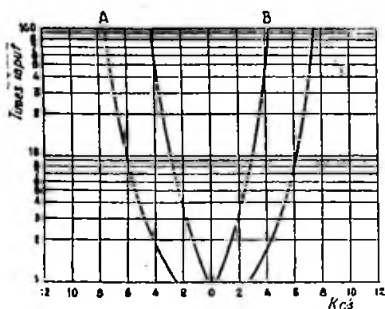


Fig. XIV-10

Connecter le tube de l'oscillographe à la sortie de détection et procéder au réglage, en commençant par M.F.

A défaut d'oscillographe, on peut, évidemment, employer un outputmeter bran-

Nous donnons (fig. XIV-10), le tracé des courbes de sélectivité relevées sur le récepteur réalisé. La courbe A correspond au fonctionnement normal et la courbe B à une sélectivité plus poussée par le système de régénération M.F. L'échelle horizontale est graduée en kc/s de la bande passante, et l'échelle verticale logarithmique en « times-input », suivant la méthode américaine, c'est-à-dire en multiples décimaux de la tension d'entrée nécessaire à l'obtention d'une même tension de sortie (1).

Quant au réglage H.F., il diffère naturellement suivant le bloc employé ; mais les constructeurs livrent habituellement une notice donnant toutes indications utiles à ce sujet (points d'alignement).

Voici la sensibilité à l'entrée antenne mesurée sur notre récepteur, pour 50 milliwatts de sortie : bande P.O. = 5 microvolts ; bandes O.C. = 0,5 microvolt, en moyenne.

Réponse B.F.

Nous donnons (fig. XIV-11) la courbe de réponse de l'amplificateur B.F. Cette courbe a été relevée point par point dans les diverses positions des commandes de musicalité. Pour cela, il suffit d'attaquer

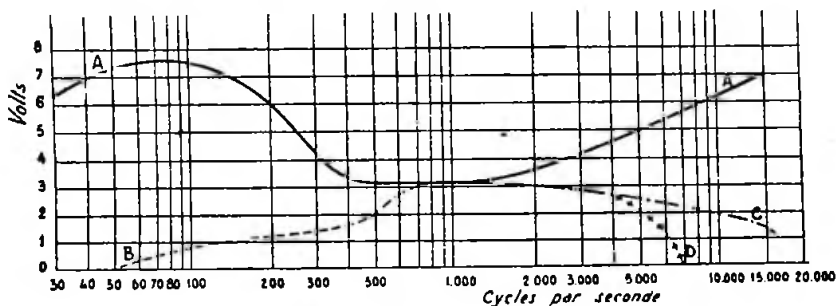


Fig. XIV-11

ché à la sortie B.F., mais nous conseillons fortement le premier procédé, afin de réaliser une bande passante correcte.

Pour régler M.F., il suffit de relier la grille d'un indicateur visuel quelconque (genre 6E5 ou 6AF7) à la grille 3 de la 6L7 M.F. et d'accorder le primaire dudit transfo, afin d'obtenir la déviation maximum de cet indicateur. Il va sans dire que, pour cela, les tubes antiparasites seront chauffés, et que le potentiomètre de réglage du seuil d'écrêtage aura son curseur côté masse.

l'entrée P.U. avec un hétérodyne B.F. à tension de sortie constante, de faire varier graduellement la hauteur de sa note, et de relever l'indication d'un voltmètre à lampe

(1) Nota. — Il est assez difficile d'établir une correspondance rigoureuse de cette échelle avec l'échelle graduée en db que l'on emploie fréquemment aussi, les principes mêmes de la mesure étant différents. Mais les deux systèmes donnent, grosso modo, une courbe analogue, au moins aux environs de la résonance ; et en première approximation, on peut considérer 10 times input correspondant à -20 db et 100 times input correspondant à -40 db.

monté en parallèle sur la bobine mobile du haut-parleur.

Voyons maintenant les diverses positions de musicalité :

1° La courbe A en trait plein est celle qui procure une audition vraiment agréable ; en effet, elle tient compte de l'isosensation de l'oreille. Dans cette position (se reporter à la figure XIV-7), Int.₂ est fermé, Int.₁ également, et P₂ a son curseur du côté opposé à la masse ;

2° Suppression des basses, courbe B ; ouvrir Int.₁ ;

3° Suppression des aiguës, courbe D ; amener le curseur de P₂ du côté masse ;

4° Position « normale », courbe C ; amener le curseur de P₂ du côté opposé à la masse et ouvrir Int.₂.

Des positions intermédiaires peuvent être réalisées, notamment par combinaisons, et cet ampli B.F. ne manque pas d'assurer le régal des oreilles des dilettanti.

§ 2. — L'émetteur,
type « TX-75-125-R »

Généralités.

Après avoir étudié le récepteur à 17 lampes équipant notre station, nous verrons maintenant l'émetteur qui, lui, ne comprend pas moins de 25 tubes ! Comme pour le récepteur, les mêmes motifs guidant notre description, nous donnerons le schéma fragmenté par étapes successives.

L'émetteur 3 étages est présenté sous une forme compacte, en un seul meuble (rack métallique peint).

Il peut donner une puissance H.F. de sortie de 50 watts phonie et 175 watts graphie sur les bandes 20, 40 et 80 mètres. Toutefois, la puissance alimentation sera limitée à 50 watts en phonie comme en CW, en vertu de la réglementation en vigueur sur ces bandes.

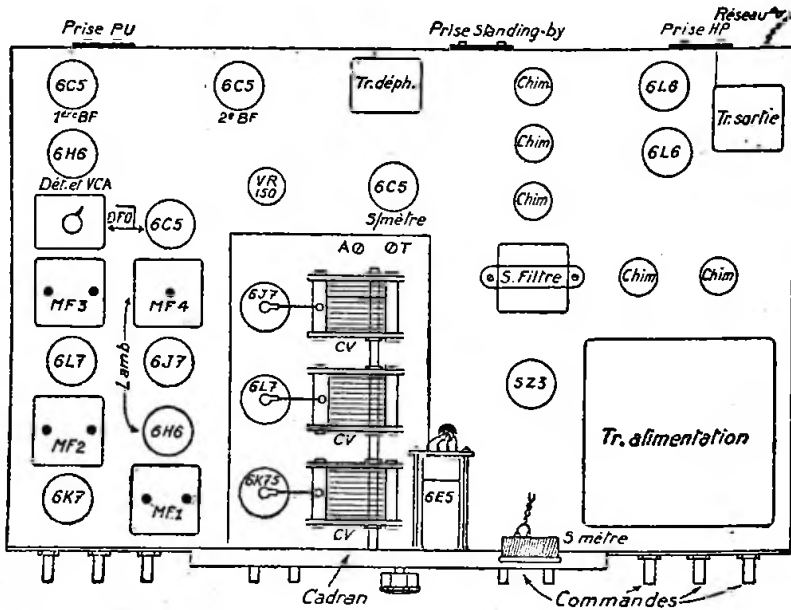


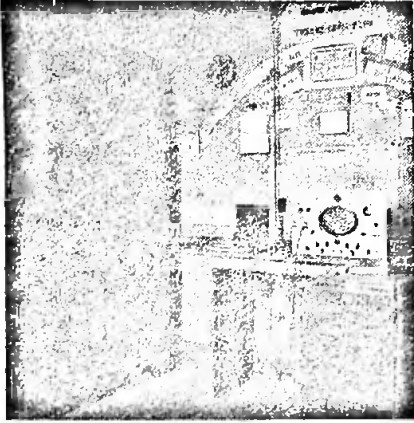
Fig. XIV-12

Enfin, la figure XIV-12 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. plaques et grilles, depuis l'entrée du potentiomètre P₁ (fig. XIV-7) jusqu'à la sortie de la deuxième 6C5, transformateur déphaseur.

Il utilise une P75B/S.F.R. à l'étage final H.F., modulée dans sa troisième grille pour le fonctionnement en téléphonie (antenne Conrad-Window).

Pour la bande 10 mètres, un étage P.A. différent est utilisé ; il comporte un tube OS125-2.000 capable de délivrer une puissance H.F. de 60 watts en phonie (modulation dans le suppressor, également) et

250 watts en télégraphie. Néanmoins, la puissance alimentation sera limitée à 100 watts, puissance maximum permise actuellement sur la bande 10 m. Sur cette bande,



F⁴g. XIV-13

c'est une antenne dipôle doublet qui est employée.

Pilote, doubleur, amplificateurs H.F. et B.F., redresseurs H.T. et de polarisation sont contenus dans le même meuble. Les seuls accessoires extérieurs sont : le microphone à cristal Brush, les pick-up magnétique Webster et cristal Brush, le manipulateur, le tableau de commande à distance et... évidemment, les antennes.

L'aspect de l'émetteur est montré sur la figure XIV-13 (où l'on a également une vue d'ensemble de la station).

Les bandes des 20, 40 et 80 mètres peuvent être exploitées par simple changement des selfs des circuits oscillants.

L'amplificateur basse fréquence peut fournir une puissance modulée maximum de 30 watts (push-pull 6L6 classe AB₁, sans courant grille). 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 d'une contre-réaction sélective.

La modulation peut atteindre une profondeur de 100 %. A 90 %, la distorsion en amplitude est de 5 % maximum.

Tubes utilisés.

Section H.F.	V.F.O.	6SJ7, 6SJ7, 6C5 et 6V6
	Maître oscillateur quartz (M.O.)	6L6
	Etage doubleur de fréquence (F.D.)	807
	Etage de sortie H.F. (P.A.)	OS 125/2000 et P75B
Section B.F.	Préamplificatrice micro	6J7
	Amplificatrice de tension micro	6F5
	Amplificatrice de tension pick-up	6C5
	Mélangeuse	6C5
	Commande automatique de volume, étage amplificateur de compensation	6J7
		6L6
	Etage de sortie B.F. push-pull	6L6
Contrôle	Monitor diode	6H6
Alimentations	Alimentation M.O.	80
	Alimentation F.D.	83
	Alimentation P.A.	871
		871
	Alimentation B.F.	80
		80
	Polarisation P.A./G ₁	83
	Polarisation P.A./G ₂ et manipulation par blocage de grille	80
	Alimentation V.F.O.	5Y3GB

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 micro, l'autre sur le gain pick-up.

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.

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.

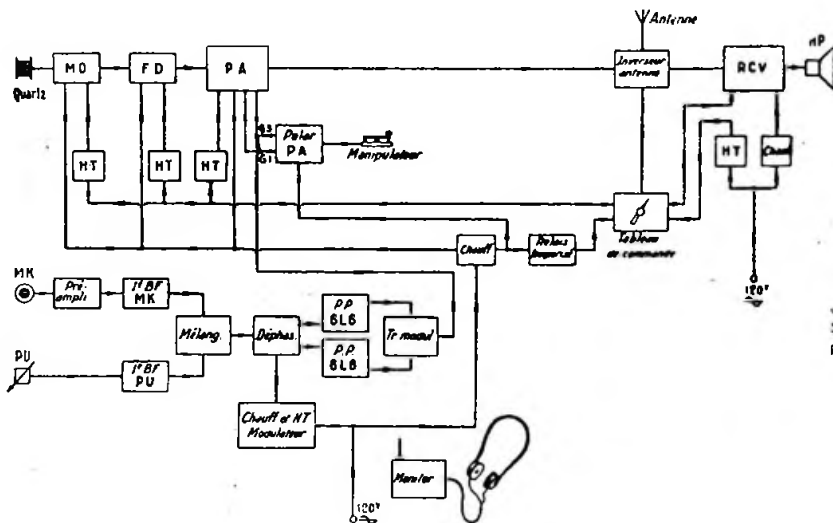


Fig. XIV-14

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.

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

(1) Appellation française : baie.

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.

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).

10.000 picofarads *et au-dessous* sont du type à diélectrique mica. D'autre part, toutes les selfs de choc 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 self 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.

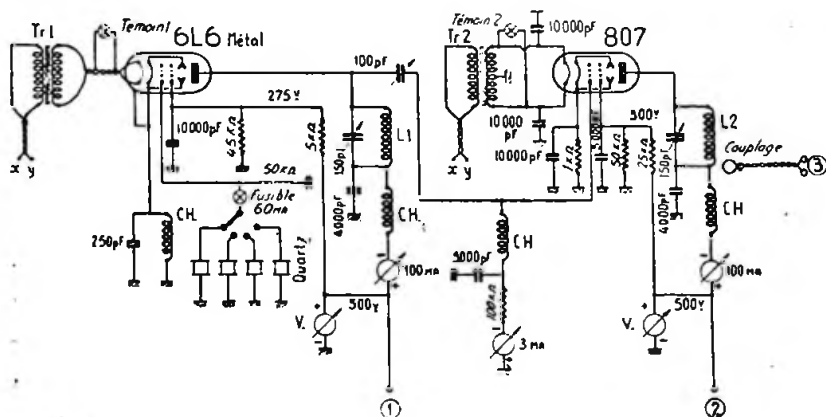


Fig. XIV-15

Témoins.

Une rampe de neuf témoins, située sur le panneau avant, permet de localiser rapidement le ou les circuits défectueux, 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 9 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. XIV-14), pour bien fixer les idées, le schéma synoptique de l'ensemble de la station (organes principaux).

Construction.

Maître-oscillateur quartz et étage doubleur de fréquence (fig. XIV-15).

Nous signalerons, tout d'abord, que toutes les capacités employées dans le montage de l'émetteur ayant une valeur de

Quatre 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.

La sortie du V.F.O. est connectée à la place de l'un des quartz ; on passe du pilotage cristal au pilotage V.F.O. par simple manœuvre de l'inverseur sur stéatite de la figure XIV-15.

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 *fréquence*mètre 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 100.000 ohms.

L'excitation H.F. provenant du pilote est transmise à cet étage séparateur par un condensateur variable à air de 100 pF,

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 L₂ 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 100.000 ohms par une de 6.000 ohms seulement.

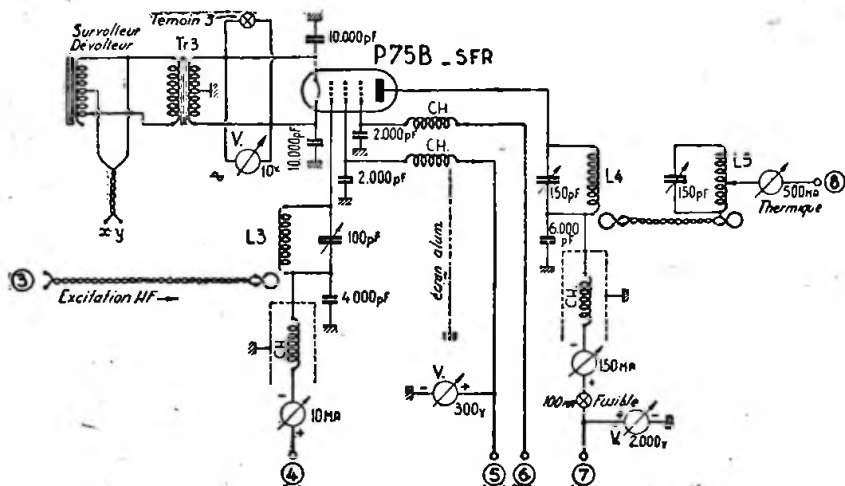


Fig. XIV-16

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.

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. XIV-16).

Il est équipé d'un tube pentode P75B 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 transfo de

chauffage, afin de pouvoir compenser soigneusement les variations de tension du réseau.

La grille 1 est polarisée à environ —150 volts par la ligne 4, et son excitation H.F. doit faire monter le milliampèremètre inséré dans son retour, aux environs de 8 à 10 mA.

La tension d'écran est amenée par la ligne 5 découplée à l'arrivée par une capacité de 2.000 pF.

La manipulation se fait par blocage de G_0 (—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 selfs de choc de ces circuits sont placés 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.

La liaison d'antenne s'effectue par le système link-coupling (bobines L_1 et L_2

sensiblement identiques). Notons que le C.O. constitué par L_2 et le CV de 150 pF est en l'air (c'est-à-dire non relié à la masse). On obtient, par ce système de liaison, un réglage plus souple du couplage et de l'adaptation de l'antenne, et aussi une diminution importante du rayonnement des harmoniques.

Un milliampèremètre thermique, gradué de 0 à 500 mA et placé en série dans la ligne-feeder (8), donne une indication relative de la valeur de l'énergie H.F. rayonnée.

Nous donnons maintenant les caractéristiques du tube P75B communiquées par la S.F.R. : utilisations en ampli H.F. classe C, télégraphie, et en ampli H.F. modulé par la grille suppressor. Mais nous conseillons aux amateurs d'être prudents et de ne pas oublier, sous peine de retrait de leur autorisation, que sur les bandes 20, 40 et 80 mètres, la puissance alimentation autorisée actuellement est seulement de 50 watts. Il sera donc sage de réduire les tensions indiquées, afin de s'en tenir à la valeur permise. Une légère ventilation du tube P75B est recommandée (fan-motor).

● P75B-S.F.R. ● Chauffage 10 volts, 2 ampères.	Ampli H.F. Classe C télégraphie	Ampli H.F. modulation par G_2 . Régime de porteuse pour 90 % de modulation	Unités
Tension continue de plaque	1.500	1.500	V
Courant continu de plaque	150	84	mA
Puissance appliquée à la plaque	225	125	W
Puissance de sortie	150	50	W
Puissance dissipée	75	75	W
Tension continue d'écran G_2	330	230	V
Courant continu d'écran G_2	22	26	mA
Amplitude de tension H.F. G_1	250	260	V
Polarisation de base grille 1	— 150	— 140	V
Courant moyen de grille 1	6	8 à 10	mA
Puissance de commande de G_1	1,5	2,5	W
Tension continue appliquée sur la grille d'arrêt G_2	0	— 150	V

Penchons-nous un peu, maintenant, sur le problème de la modulation par la grille suppressive.

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_1).

Donc, en l'absence de modulation, G_2 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_2 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 por-

teuse 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.

Bobinages.

Nous publions maintenant le tableau des selfs à utiliser suivant la bande que l'on désire exploiter. Notons, à ce sujet, que les quatre 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.

	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_1	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 mm. (accordé sur 20 mètres; second doublage de fréquence).
L_1	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_1	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_1^*	Identique à L_1 . *	Identique à L_1 . *	Identique à L_1 . *

* A ajuster, cependant, selon les indications du chapitre XIII, § 5.

Polarisation et manipulation (fig. XIV-17).

Dans notre réalisation, nous avons adopté primitivement un seul redresseur de polarisation pour les grilles 1 et 3 de l'étage final P.A. Il fut remplacé, par la suite, par deux redresseurs séparés.

Le premier système présente quelques petits inconvénients que l'on verra plus

loin, mais possède le gros avantage d'exiger moins de matériel (point très important actuellement, vu le prix de nombreuses pièces détachées). Aussi, c'est ce procédé que nous décrirons.

G_1 et G_3 du tube P75B sont donc polarisées par un redresseur commun, aux environs de -140 volts. Cette tension est

produite par la somme de la tension de base de polarisation du redresseur et de la chute de tension dans les diverses résistances du retour de G_1 (courant dû à l'excitation H.F.). Le redresseur est équipé d'une 83, avec filtrage sur le moins. Les quatre interrupteurs et commutateurs situés en haut du schéma, figure XIV-17, nécessaires pour passer de téléphonie PH à télégraphie CW, sont commandés par un seul bouton (contacteur à galettes). Un cinquième et un sixième inverseurs, représentés respectivement figure XIV-18, pour la variation de tension d'écran, et figure XIV-19, pour la coupure de l'alimentation du modulateur, sont également commandés en même temps.

La ligne (4) donne la polarisation de la grille de commande du tube P75B ; quant à la grille d'arrêt, elle est reliée à la ligne (9), mais avec le secondaire du transfo de modulation en série.

à l'anode (50 W alimentation seulement, rappelons-le). Donc, pas de risque d'endommagement du tube ! Ceux de nos lecteurs qui désirent, comme nous, chercher la petite bête et éviter cela, peuvent construire deux blocs de polarisation séparés. L'un pour G_3 , l'autre pour G_1 , comme indiqué plus haut. Ces redresseurs, d'un montage tout à fait ordinaire, comportent, le premier une valve type 80, le second une valve type 83. Une résistance de saignée de faible valeur ohmique sera prévue à la sortie du redresseur polarisant G_1 ; pour celui qui polarise G_3 , la valeur de cette résistance de saignée a moins d'importance, pourvu que la grille d'arrêt soit polarisée à la tension requise, puisque aucun courant ne circule dans cette électrode.

Pour terminer avec cette partie, remarquons le relais magnétique de sécurité qui coupe le primaire du transfo haute tension P.A., en cas de suppression de la polari-

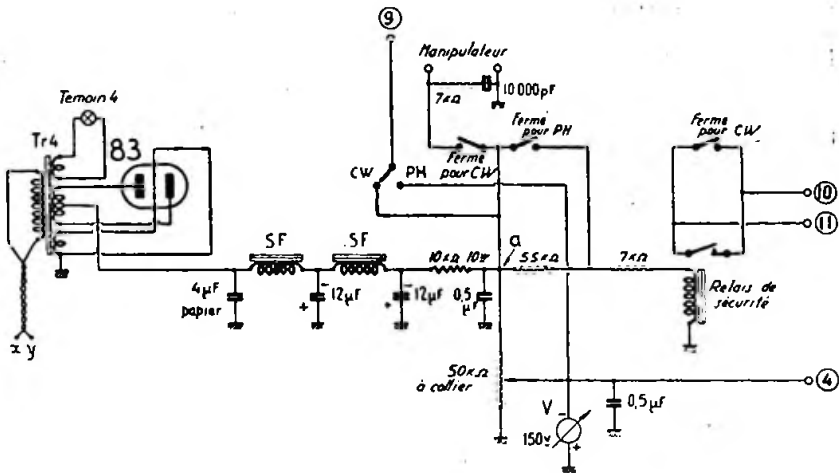


Fig. XIV-17

Dans la position CW, le point a se trouve à un potentiel de —300 volts par rapport à la masse (la résistance de 55.000 ohms n'étant pas court-circuitée). La grille G_3 est donc polarisée à —300 volts, d'où blocage de la lampe. Lorsqu'on abaisse le manipulateur (signaux Morse), G_3 est à zéro volt et le tube consomme. Durant cet instant, G_1 est uniquement polarisée par la chute de tension du courant grille dû à l'excitation H.F. dans la résistance à coller de 50.000 ohms ; c'est encore bien suffisant, puisqu'en vertu des règlements, nous ne pouvons pas appliquer 1.500 volts

(lignes 10 et 11). Mais en CW, lorsqu'on abaisse le manipulateur, le point a étant au potentiel zéro, le relais ne fonctionne plus. Aussi son effet est-il court-circuité dans cette position.

Dans le cas de l'utilisation de deux tensions de polarisation distinctes, cet inconvénient disparaît, le relais de sécurité étant alors monté sur le redresseur polarisant G_1 .

Les étincelles de rupture du manipulateur sont absorbées par un petit filtre constitué par une résistance de 7.000 ohms et un condensateur de 10.000 pF au mica.

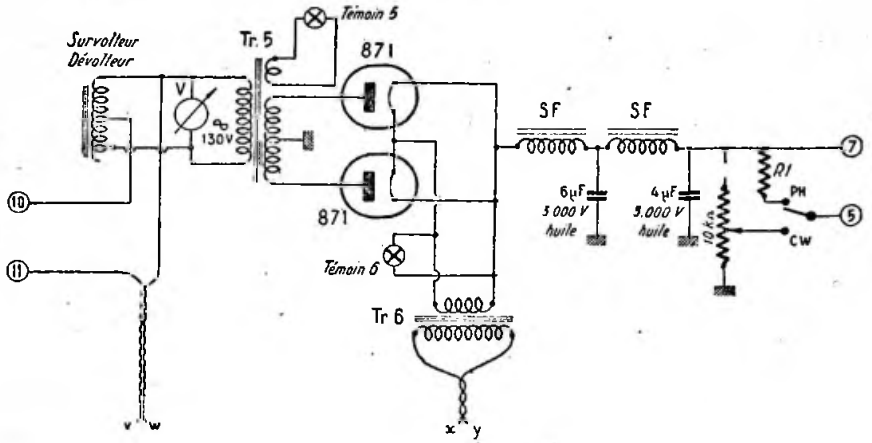


Fig. XIV-18

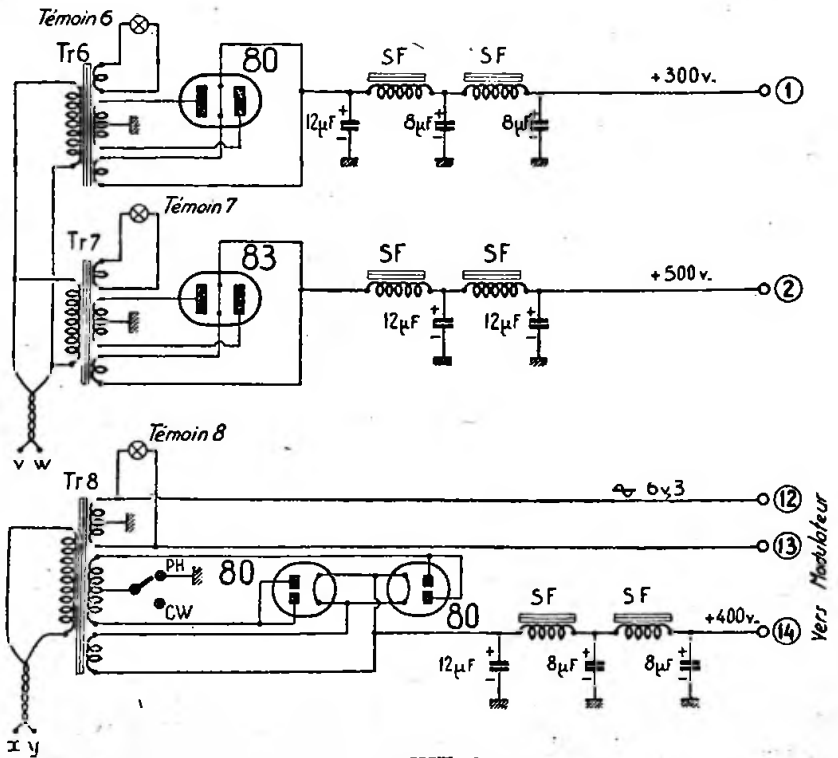


Fig. XIV-19

Alimentation haute tension P.A. (fig. XIV-18).

C'est un redresseur du type classique utilisant deux valves monoplaques type 871 à vapeur de mercure (chauffage 2,5 V-2. A), avec self de filtrage en tête. Notre redresseur peut fournir jusqu'à 2.000 volts; néanmoins, un survolteur-dévolteur commandant l'alimentation des plaques permet de faire tomber la tension redressée jusqu'à 750 volts. Les capacités de filtrage, de 6 μF et 4 μF , sont isolées à 3.000 volts tension de service (condensateurs du type à l'huile).

Nota. — Le témoin 6 doit être fortement isolé, car il se trouve au potentiel de la H.T.

Alimentations M.O., F.D. et modulateur (fig. XIV-19).

Pour ces alimentations, pas de commentaires : les trois redresseurs sont d'un type absolument courant. L'alimentation du modulateur utilise deux valves type 80 montées en monoplaques.

Notons, au passage, que toutes les lignes secteur rencontrées jusqu'ici et marquées x y, sont reliées et connectées aux bornes

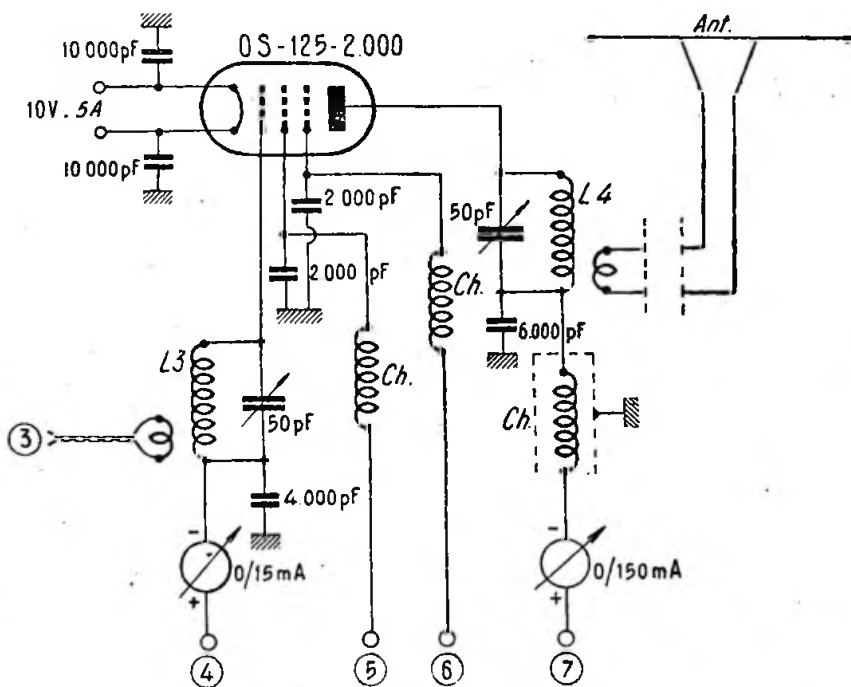


Fig. XIV-20

En CW, l'écran du tube P.A. est alimenté à la tension voulue au moyen d'une prise sur la résistance de saignée de 10 k Ω ; tandis qu'en téléphonie, l'écran est alimenté comme il est recommandé de le faire, c'est-à-dire par une simple *résistance série* R_1 . La valeur de cette résistance est évidemment fonction de la tension écran requise pour la tension anodique appliquée. A titre indicatif, lorsque le tube P75B travaille à plein régime, on a : $V_p = 1.500 \text{ V}$; $V_{gr} = 230 \text{ V}$ et $R_1 = 48.000 \Omega$ 40 watts.

x y du châssis de distribution (fig. XIV-24). Même remarque pour les lignes marquées v w, qui sont reliées, elles, aux bornes v w de la figure XIV-24.

L'alimentation du V.F.O. est représentée sur la figure V-40.

Etage P.A. 28 Mc/s.

Cet étage est représenté sur la figure XIV-20; il est équipé d'un tube OS 125-2.000 Tungfram. En fait, la longueur d'onde limite du P75B se situe aux environs de 12 mètres. Pour la bande 10 m.,

il a donc été nécessaire d'avoir recours à un autre type de lampe. Le tube OS125-2.000 est une pentode également, avec filament thorié, culot en céramique et anode en graphite, dont la longueur d'onde limite se situe vers 5 m.

Il est à noter que, puisque ce tube convient sur 28 Mc/s, il donne, à plus forte raison, entière satisfaction sur 14, 7 et 3,5 Mc/s. Pour l'exploitation des quatre bandes, il est donc possible de prévoir la construction d'un seul P.A. muni d'un tube OS125-2.000.

Voici les caractéristiques d'utilisation *maxima* de ce tube en amplificateur H.F.

L'antenne utilisée est un dipôle demi-onde (antenne doublet) calculé pour la bande 28 Mc/s : voir figure XIII-63 et le texte s'y rapportant.

Modulateur.

Le modulateur que nous décrivons (fig. XIV-21) peut fournir une puissance maximum de 30 watts, avec une courbe de réponse de 30 à 10.000 périodes-seconde variant de plus ou moins 2 db. Cette puissance est nettement supérieure à celle qui est exigée pour la modulation d'un P.A. de 50 watts par la grille suppressor. Avec un ampli H.F. limité à cette puis-

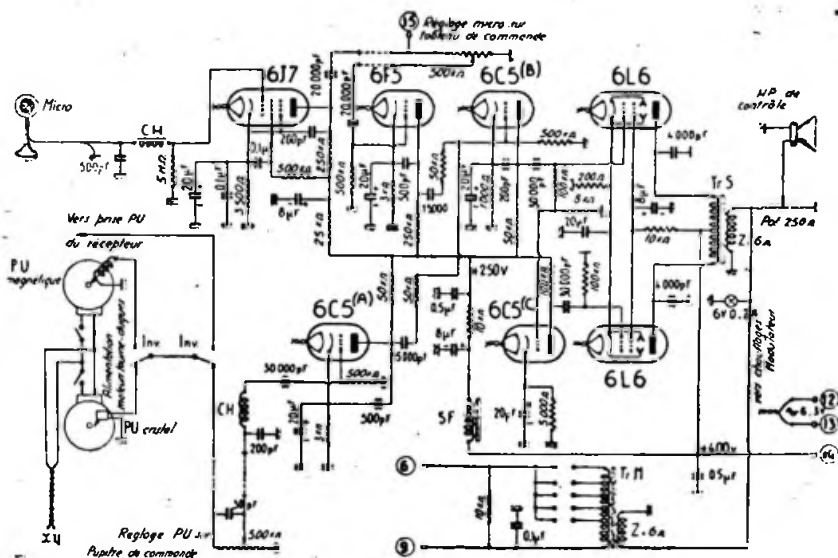


Fig. XIV-21

modulé par la grille suppressor : $V_p = 2.000 \text{ V}$; $V_{g2} = 400 \text{ V}$; $V_{g3} = -45 \text{ V}$; $V_{g1} = -100 \text{ V}$; $I_a = 90 \text{ mA}$; $I_{g2} = 52 \text{ mA}$; $I_{g1} = 11,5 \text{ mA}$; puissance d'excitation H.F. = 1,5 w ; tension de crête d'attaque H.F. = 165 V ; résistance à intercaler dans l'alimentation de l'écran (R_1 de la figure XIV-18) = 30.000 Ω 100 w ; puissance H.F. de sortie = 60 watts.

Pour travailler sur 28 Mc/s, le cristal est choisi dans la bande 7 Mc/s (ou la sortie du V.F.O. prévue sur 7 Mc/s). Puis, le circuit anodique du tube 6L6 est accordé sur 14 Mc/s ; ensuite, l'étage 807 double encore, et l'on dispose du « 28 Mc/s » nécessaire à l'excitation de l'étage final (ligne 3 basse impédance).

sance, nous pourrions donc très bien *moduler par contrôle d'anode*. Mais n'oublions pas que sur la bande 28 Mc/s, nous pouvons travailler avec 100 watts ; la modulation serait alors un peu « juste » ! Aussi, dans cette prévision, nous avons préféré nous en tenir à la modulation par la troisième grille ; mais néanmoins... nous laissons libre choix au lecteur.

Le microphone est un cristal Brush multicellulaire (niveau de sortie : -48db). Il attaque la 617 préamplificatrice, puis une 6F5 amplificatrice de tension microphonique.

D'autre part, nous avons deux pick-up : un magnétique Webster-Racine, impédance 36.000 ohms, et un piézoélectrique Brush.

On peut passer de l'un à l'autre par un petit inverseur et, éventuellement, les utiliser également pour passer des disques « en local », en les aiguillant, par un autre inverseur, sur la grise P.U. du récepteur.

Le tube 6C5 (A) effectue une première amplification de tension de la lecture des disques.

Le tube 6C5 (B) est attaqué sur sa grille, simultanément, par les signaux B.F. du pick-up et du microphone; il en effectue le mélange éventuellement, en les amplifiant une dernière fois.

Enfin, le push-pull de sortie classe AB1 est équipé de deux tubes 6L6 ($V_a = 400$ volts; $V_g = 300$ volts; polarisation cathode automatique = 23,5 volts).

Le déphasage est effectué par le tube 6C5 (C), montage déphaseur à très faible distorsion préconisé par Curtis R. Hammond.

H.F. », ce qui ne fait que faciliter les accrochages de toutes sortes.

Le transformateur de sortie Tr. S comporte un primaire de 2 fois 3.300 ohms d'impédance et un secondaire à basse impédance de 6 ohms.

Par son scintillement au rythme de la modulation, une ampoule de 6 V-0,1 A montée en parallèle sur ce secondaire indique visuellement la bonne marche de la partie B.F.

Un petit haut-parleur à aimant permanent, réglable par un potentiomètre de 250 ohms, permet également un contrôle auditif.

Entre le secondaire 6 Ω de Tr. S et la cathode du tube 6C5 (B), nous avons prévu, également, un dispositif de contre-réaction sélective Tellegen réglable; le montage a déjà été donné sur la figure XI-13. Mais nous avons prévu les résis-

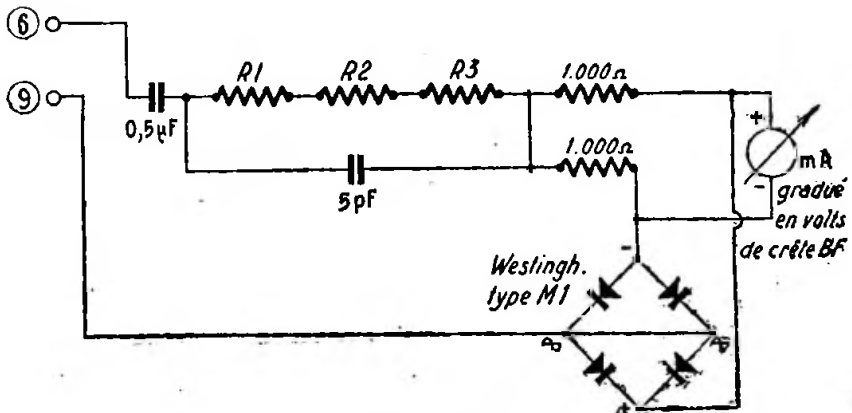


Fig. XIV-22

Les deux potentiomètres 500.000 ohms de réglage du gain micro et pick-up sont fixés au tableau de commande, sur la table de trafic.

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 plaques seront blindées soigneusement, depuis l'entrée micro et l'entrée pick-up jusqu'à la sortie anode de la 6C5 (B) mélangeuse. Blinder également les tubes, à moins d'utiliser des lampes métalliques.

Les découplages sont prévus abondants et énergiques, et des selfs de choc haute fréquence CH sont placées en série dans les deux entrées. N'oublions pas que notre amplificateur travaille dans un « bain de

tances R_1 et R_2 variables (se reporter à cette dernière figure); si bien, que l'on peut modifier aisément la courbe de réponse B.F. du modulateur, mais en se réservant, néanmoins, un taux de contre-réaction correct sur tout le registre.

Revenons, maintenant, à la figure XIV-21; la sortie 6 ohms de Tr.S. attaque le primaire de même impédance du transformateur de modulation Tr.M. Au secondaire, plusieurs impédances d'adaptation ont été prévues (à savoir : 10.000, 8.000, 6.000, 4.000 et 2.500 ohms). Pour la modulation par la grille d'arrêt, c'est la sortie 8.000 ohms qui s'est révélée la meilleure, après de nombreux essais. Cette sortie est reliée, d'une part, à la polarisation (ligne 9), d'autre part, à la grille d'arrêt (ligne 6); elle

est shuntée par une résistance de 10.000 ohms, type aggloméré 5 watts, afin de maintenir la charge du modulateur sensiblement constante au cours de la modulation.

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 XIV-22. 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 : $R_1 = 150$ k Ω , $R_2 = 15$ k Ω et $R_3 = 1$ k Ω . En réalité, en effet, le cadre mesure les ten-

volume de son, dont le principe a été exposé au chapitre X, § 9.

Le modulateur a été alors modifié selon la figure XIV-23, à partir du tube 6C5 (B). Le tube déphaseur 6C5 (C) est alors supprimé et remplacé par un transformateur de déphasage, Tr.d. Les étages d'entrée et de sortie de l'amplificateur B.F. restent inchangés. Naturellement, les connexions sensibles (grilles et plaques) doivent toujours être blindées depuis les entrées pick-up et micro jusqu'à la sortie plaque du tube 6C5 (B). Sur une note tenue, les lampes à filament de tungstène étant éclairées au blanc incandescent, on règle la profondeur de modulation à 100 %, par ajustage du potentiomètre de grille de la 6J7 amplificatrice de compensation.

Rappelons, également, que des résultats intéressants peuvent être obtenus en inter-

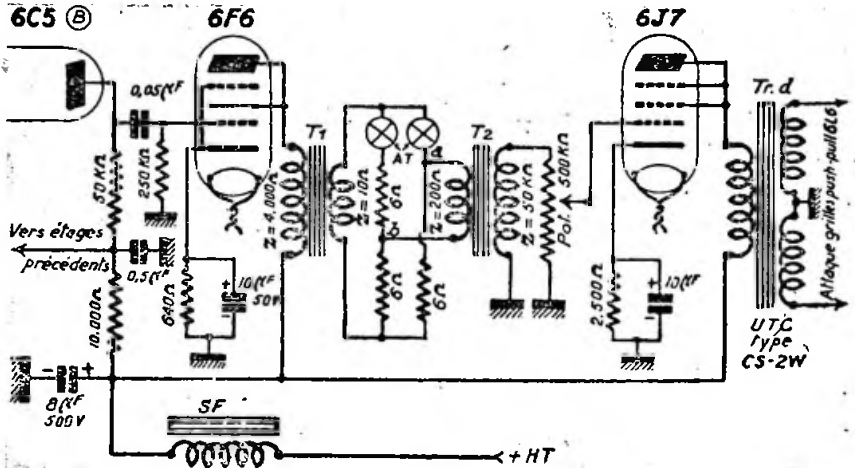


Fig. XIV-23

sions 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.

La figure XIV-21 donne le schéma du premier modulateur utilisé à la station (modulateur classique). Par la suite, nous avons adopté la commande automatique du

calant simplement une petite ampoule à filament de tungstène convenable, en série dans la ligne 6 ohms (entre Tr.s. et Tr.M. de la figure XIV-21).

Avec le montage de la figure XIV-23, la contre-réaction Tellegen mentionnée plus haut opère entre la ligne 6 ohms et le retour de cathode du tube 6J7 monté en triode.

Distribution du réseau à la station (fig. XIV-24).

Ce châssis comporte toutes les dérivations du réseau alternatif d'alimentation et le relais temporisé ne permettant l'enclen-

chement 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.; 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., nous avons « donné du mou » à la chaînette de rappel et envoyé le courant sur la résistance de chauffage du bilame du relais thermique.

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.; 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).

Au départ du réseau, notons deux fusibles, un interrupteur bipolaire (interrupteur général de la station), un ampèremètre

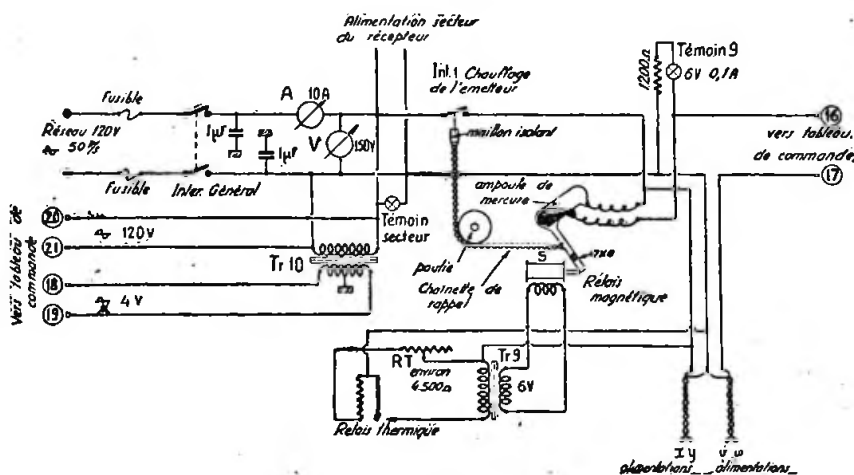


Fig. XIV-24

Au bout d'un certain temps — et ce temps se règle une fois par 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. 10.

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.

tre 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.

Enfin, notons deux autres dérivations : une première pour l'alimentation du récepteur, et l'autre pour l'inverseur automatique d'antenne (lignes 20 et 21).

Tableau de commande (fig. XIV-25).

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 micro et pick-up et un inverseur *monobouton* à cinq commandes (numérotées de I à V) et à trois positions : émission - zéro - réception,

est aisé et se passe de commentaires. A titre indicatif, l'angle correct de commutation nécessaire à cette ampoule est de 30°.

La section IV commande la mise en route du récepteur, par la fermeture du retour — H.T. (revoir la figure XIV-9).

La section III allume tour à tour les témoins « Emission » et « Réception » du tableau de commande.

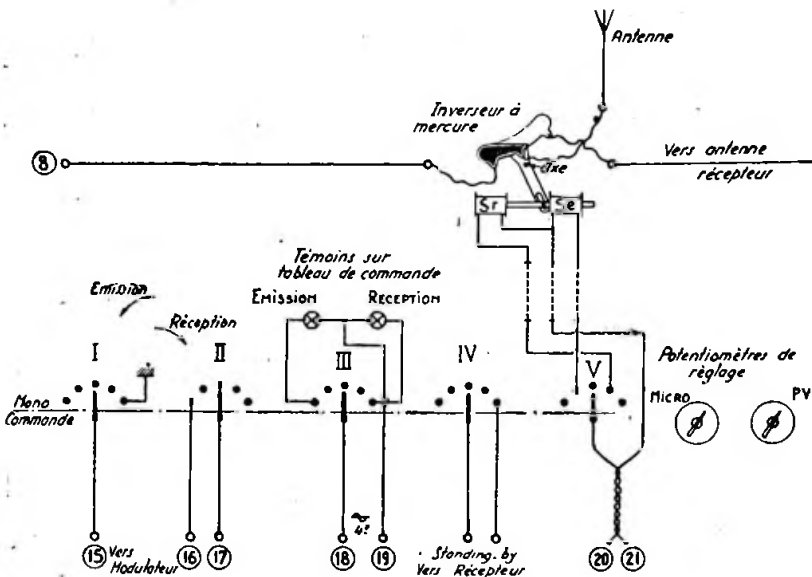


Fig. XIV-25

assurant un démarrage immédiat de l'émetteur et du récepteur (les circuits de chauffage restent continuellement en service).

On remarquera qu'en réalité, l'inverseur a cinq positions ; il s'agit, en effet, de deux plots intermédiaires entre émission et zéro, et entre zéro et réception de la commande V. Ces plots supplémentaires intermédiaires sont indispensables pour envoyer le courant seulement durant le court instant de la rotation nécessaire à la commutation sur les solénoïdes de l'inverseur automatique d'antenne.

Cet inverseur, fixé au mur juste au-dessous de la traversée murale de l'antenne, est constitué par un levier commandé par un noyau plongeur, qui est aspiré tour à tour, selon la position émission ou réception, par un des solénoïdes (Se ou Sr). Le levier entraîne le basculement d'une petite ampoule à mercure à deux directions ; d'après le schéma, le fonctionnement en

La section II enclenche l'alimentation des redresseurs haute tension de l'émetteur.

Enfin, un petit bout de câble blindé, partant du potentiomètre de réglage micro, ligne 15 (voir fig. XIV-21), aboutit à la section I. En voici le motif : le modulateur est branché sur la ligne x y, puisqu'au cours d'un QSO, il faut que notre émetteur démarre sans avoir à subir l'attente que nécessite le chauffage des lampes. De ce fait, dans la position « Réception », le modulateur continue à fonctionner à vide, puisque le micro « écoute » le récepteur. Il faudrait avoir soin de ramener, chaque fois, le potentiomètre de réglage micro à zéro. Mais cela fait une manœuvre supplémentaire, et comme nous voulions du confort et de l'automatisme (hi !), nous avons tout bonnement prévu la galette I qui, dans la position « Réception », court-circuite la sortie du préamplificateur microphonique. Nous aurions pu, dans le

même but, prévoir l'alimentation du modulateur par chauffage, d'une part, et haute tension, d'autre part, le redresseur H.T. étant commandé en même temps que les redresseurs haute tension de la partie H.F. de l'émetteur.

Contrôles de l'émission.

1° Le monitor (fig. XIV-26) 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 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.

Le circuit oscillant d'accord L — CV comprend un condensateur variable de 500 pF et une self à prises L, dont on court-circuite plus ou moins de spires, par un petit inverseur, suivant la bande de travail (10, 20, 40 ou 80 mètres). Cette self L est bobinée sur un mandrin de carton bakélinisé d'une diamètre de 35 mm. 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; et pour la bande 10 m., 26 tours.

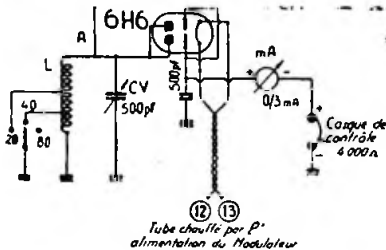


Fig. XIV-26

Le collecteur d'ondes A est simplement réalisé par un petit fil vertical en cuivre rigide de 20 à 30/10 de mm. et d'une longueur de 75 cm., placé derrière l'émetteur.

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.

3° Enfin, un oscilloscope cathodique muni d'un tube C 95 Mazda, dont les plaques de déflexion verticale sont attaquées par deux spires légèrement couplées à la self du P.A. de l'émetteur, permet l'exa-

men permanent de la profondeur et de la linéarité de la modulation (voir chapitre X § 8).

Les antennes

Nous ne reviendrons pas sur le doublet 1/2 onde employé sur la bande 10 mètres.

L'antenne utilisée sur les trois autres bandes est une Conrad-Windom (fig. XIV-27).

Le brin rayonnant AB est constitué par un fil de cuivre émaillé de 16/10 de mm.

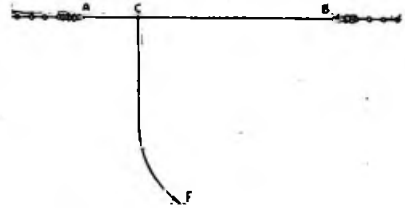


Fig. XIV-27

Ce brin horizontal est supporté entre un bambou fixé sur le toit de l'immeuble et un pylône de 18 mètres de hauteur, haubanné au centre et au sommet dans trois directions.

Les haubans 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.

Il a été spécialement taillé pour obtenir sa fréquence de résonance propre dans la bande 40 mètres: fréquence = 7.150 kc/s, soit $\lambda = 41,95$ m.

A titre documentaire, nous communiquons les dimensions de cette antenne (1):

$$\begin{aligned} AB &= 19,98 \text{ mètres;} \\ AC &= 7,19 \text{ mètres;} \\ CF &= \text{longueur quelconque.} \end{aligned}$$

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.

Nota. — C'est une antenne « long wire » qui est utilisée sur la bande 80 m.

$$(1) \text{ Formules appliquées : } AB = \frac{\lambda}{2,1} \text{ et } AC = 0,36 \lambda.$$

Technique des U.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 baptiserons ainsi toutes les fréquences supérieures à 30 mégacycles (c'est-à-dire toutes les longueurs d'onde inférieures à 10 mètres).

Avant d'aller plus loin, et pour bien fixer les idées un peu vagues des amateurs sur ces fréquences, nous donnons en

Sur ces bandes, la puissance input maximum autorisée est de 100 watts.

Jusqu'à ces dernières années, on croyait 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

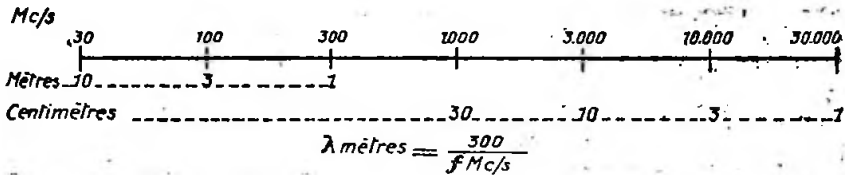


Fig. XV-1

figure XV-1 un abaque « fréquences/longueurs d'onde » pour les ondes très courtes, inférieures à 10 mètres.

Actuellement, les bandes sur U.H.F. réservées aux amateurs français sont les suivantes (1) :

Bande de 72 à 72,8 Mc/s (dite des 4 mètres).

Bande de 144 à 146 Mc/s (dite des 2 mètres).

Bande de 420 à 460 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.

plus de succès. Notons, pour fixer les idées, parmi un important palmarès, les liaisons suivantes :

56 Mc/s — WIEYM 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).

— 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).

(1) Pour plus amples détails, voir chapitre XXII § 2.

- G5BY avec I1FA, I1KS, I1MH et I1TH (août 1946).
- OK2UA écoute G5MA et G5TX (août 1946).

Et plus récemment, 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 voit l'amateur américain W5JLY qui est 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 U.H.F. (1).

On voit par là l'immense travail qui reste à faire, le vaste domaine offert aux infatigables 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 μ V/m sur 180 Mc/s.

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.	
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.	
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.	
Antennes d'émission et de réception à 9 m.	9 km.	10,5 km.	13 km.	A } Portée
	40 km.	42 km.	45 km.	

Avant d'entrer dans la partie technique, portons à la connaissance de nos lecteurs, un extrait de la réglementation de

(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 !!

la Direction Générale des Télécommunications :

« Les appareils fonctionnant dans les bandes de fréquences inférieures à 72,8 Mc/s doivent être obligatoirement pilotés. Les récepteurs utilisés ne doivent pas rayonner ; en particulier, tout récepteur

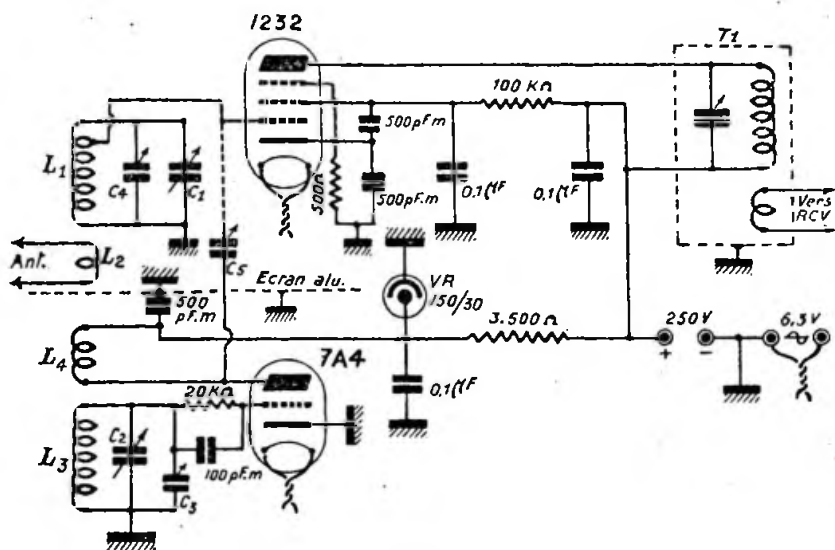


Fig. XV-2

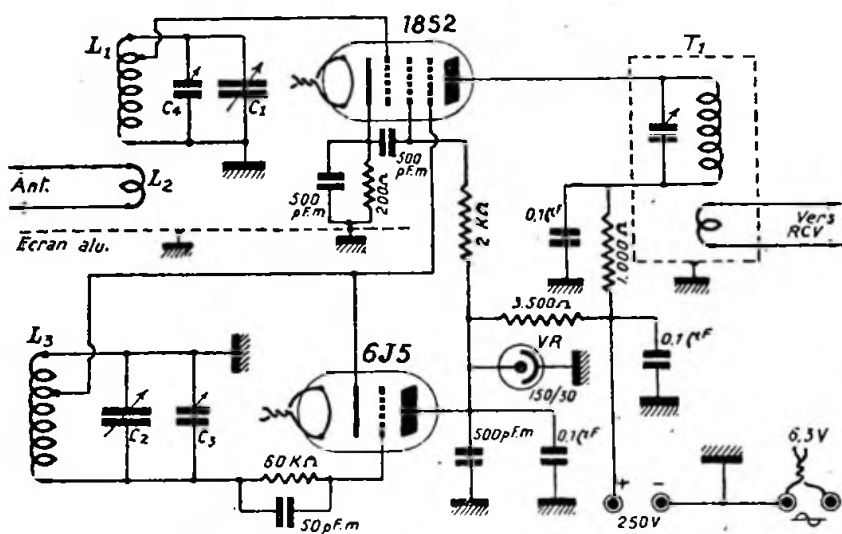


Fig. XV-3

du type « super-réaction » doit être muni d'un étage haute fréquence. »

En conséquence :

1° La réglementation est la même pour la bande 4 m. que pour les bandes 10, 20, 40 et 80 m., notamment en ce qui concerne le pilotage et la stabilité des émetteurs.

2° Les petits montages non pilotés — genre transceivers, par exemple — ne sont tolérés que sur 144 Mc/s et au-dessus. Sur 72 Mc/s, de tels émetteurs non pilotés ne peuvent être utilisés qu'en appareils d'expérience ou de démonstration employés dans les écoles, ou autres.

D'ailleurs, en aucun cas, un émetteur non piloté ne doit être utilisé pour le *trafic*, aussi bien en O.C. que O.T.C.

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.

§ 2. — Adaptateurs U.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 selfs 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 self L₂ comporte, en plus, une prise au tiers de l'enroulement compté à partir du côté masse).

Toutes les selfs sont bobinées en fil de cuivre rigide sur « air » (exception faite pour T₁, 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 selfs 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 self et C.V.

L₁ doit être couplée à L₂ du côté masse.

Attention au sens du couplage entre L₁ et L₂, pour qu'il y ait accrochage des oscillations.

Dans le montage de la figure XV-3 pour L₁, on peut également réaliser la liaison grille 1852 par une prise sur la self (réduction de l'amortissement du circuit d'entrée par le tube).

Toujours dans ce dernier montage, la connexion G₁ 1852 et cathode 6J5, aboutit à une prise sur L₂ 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 der-

nier 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.

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 selfs !

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 courants de fréquence incidente et oscilla-

trice, 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 Fi 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 $F_i - F_l = 5 \text{ Mc/s}$.

Valeurs des éléments non indiquées sur les figures :

T₁ : Enroulement de 45 tours, sur mandrin de carton bakérisé 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.

Bobinages :

	Bande 4 mètres	Bande 2 mètres
L ₁	3 tours 1/2 sur un diamètre de 20 mm., prise de grille à 1 tour du sommet.	1 tour 3/4, diamètre 10 mm. ; prise de grille à 3/4 de tour du sommet.
L ₂	1 1/2 tour, diamètre 8 mm.	1 1/2 tour, diamètre 8 mm.
L ₃	1 1/2 tour, diamètre 8 mm.	1 tour, diamètre 8 mm.
L ₄	1 1/2 tour, diamètre 8 mm.	1 tour 1/4, diamètre 8 mm.
	Fil de cuivre de 12/10 bobiné sur air, avec écartement entre spires égal au diamètre du fil.	

Condensateurs :

C₁ = 15 pF, variable.

C₂ = 30 pF, variable.

C₃ = 10 pF, ajustable air.

C₄ = 10 pF, ajustable air.

C₅ = 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 ; surtout 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 ! !

§ 3. — Récepteurs U.H.F.

Deux techniques sont très en vogue actuellement :

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 T.S.F., il faudra, plus que jamais, rechercher l'amélioration du rap-

port 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.

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

libres au circuit grille détectrice durant $1/20.000^{\circ}$ 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 filtres).

Voici (fig. XV-4) le schéma d'un récepteur à super-réaction de conception très moderne, spécialement réalisé pour l'écoute de la bande 4 mètres. La fréquence de découpage est injectée dans l'écran d'une 1851 (on peut utiliser aussi, à la rigueur, un tube 6M7, tout en conservant un bon

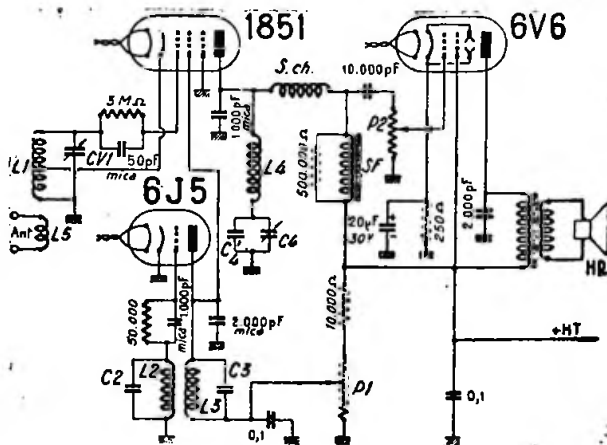


Fig. XV-4

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 $1/20.000^{\circ}$ 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 $1/20.000^{\circ}$ 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'oscilla-

rendement). 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_2 est la bobine d'antenne : 2 tours de fil 6/10 cuivre, bobinés sur air, diamètre 12 mm.

L_1 est la self d'accord grille, qui doit être fixée aux bornes mêmes du condensateur variable CV_1 , de 15 picofarads. Pour réaliser L_1 , on prend 5 tours de fil 16/10 cuivre, bobinés sur air, diamètre 12 mm., et sur une longueur de 25 mm.; prise cathode à 1 tour et demi 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_1 et $C_1 + C_2$ forment un circuit résonnant absorbant à régler sur la fréquence de découpage, et destiné à éliminer ladite fréquence de la section B.F. L_1 est une self nid d'abeilles de 60 millihenrys, que l'on accorde par C_1 , ajustable de 100 picofarads; en parallèle sur C_1 , la capacité C_2 de 200 pF. L_1 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 self à fer qui sert d'impédance de liaison (primaire de vieux transfo B.F., par exemple).

quera 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 !

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 de τ , condensateur et résistance de grille du débutant.

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 mo-

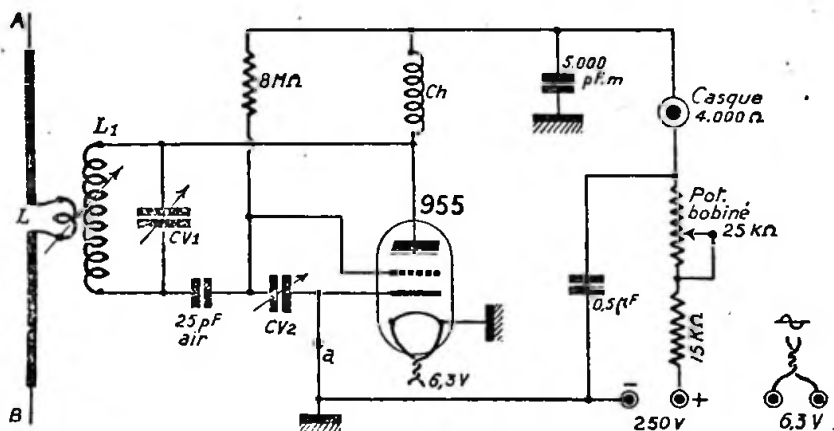


Fig. XV-5

S. ch. est une self de choc U.H.F. constituée par une quarantaine de tours de fil 16/100 deux couches soie, bobinés non joints 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 man-

dulées 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 apparaît. 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 CV_2 (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.

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.

CV₁ = 20 picofarads ; commandé par un long prolongateur d'axe isolant.

La self d'arrêt Ch est constituée par 70 tours de fil 12/100, bobinés sur un mandrin stéatite de 6 mm. Une seconde bobine

B.F. est ajusté par un potentiomètre Pot₁, 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 super-réaction.

Ce genre de récepteurs présente l'inconvénient de rayonner de l'énergie dans l'antenne, et ce rayonnement peut atteindre parfois quelques kilomètres.

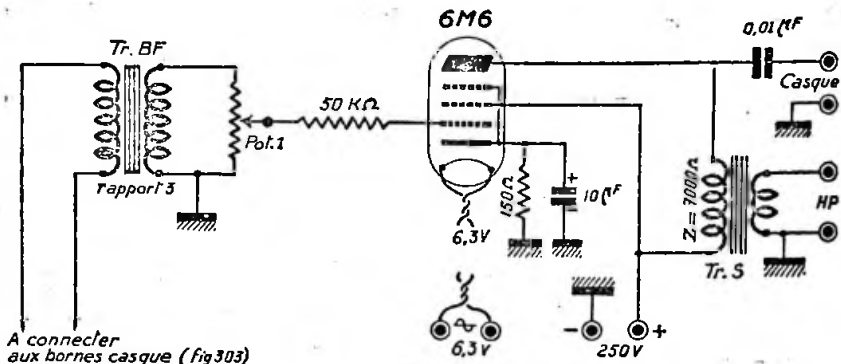


Fig. XV-6

identique est quelquefois nécessaire au point a du retour de cathode.

L'antenne est constituée par deux tiges télescopiques AB ; on fait sensiblement $AB = \lambda/2$. 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 CV₂ ; on recherche le fonctionnement optimum en manœuvrant ce condensateur, et en faisant varier le couplage entre L et L₁.

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 CV₂. 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. L'amplificateur est muni d'un tube 6M6 (ou EL3), montage classique. Le gain

Cet inconvénient devient désastreux dans les grandes agglomérations, où les réseaux U.H.F. tendent à prendre droit de cité.

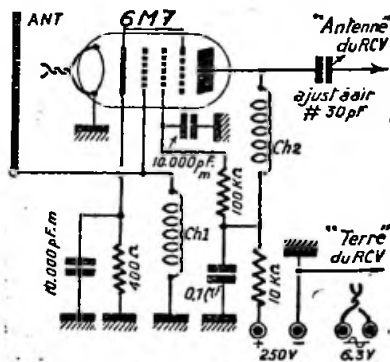


Fig. XV-7

Il est donc instamment recommandé à chaque OM de prendre l'élémentaire précaution de supprimer ce rayonnement parasite ; d'ailleurs, comme nous l'avons dit, 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 (fig. XV-7). 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 efficacement 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 selfs d'arrêt U.H.F. de 70 spires environ 12/100, deux couches soie, sur mandrin stéatite de 6 à 8 mm. de diamètre.

Pour réaliser un amplificateur H.F. accordé, il suffit, d'ailleurs, de remplacer les selfs de choc Ch par des circuits oscillants convenablement accordés.

faillie utiliser des récepteurs spéciaux avec selfs, 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. ; aussi étudierons-nous un seul montage type ayant fait ses preuves.

Notre récepteur comportera (fig. XV-8) un étage H.F. équipé d'une pentode gland 954 (R.C.A., acorn tube), une seconde

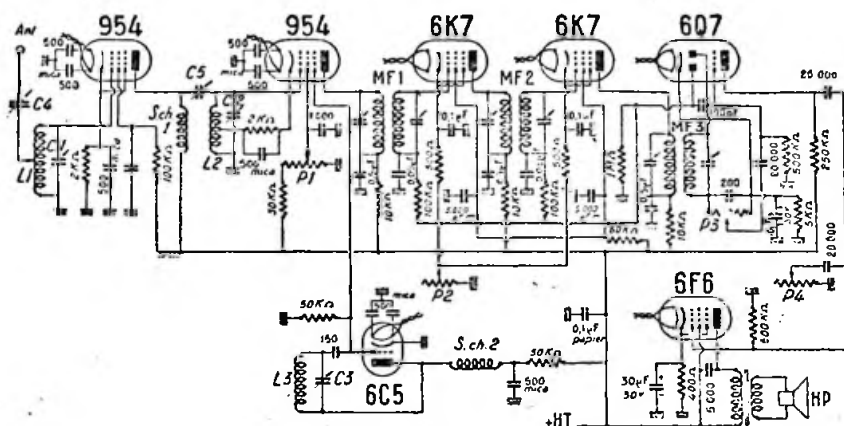


Fig. XV-8

Il est même d'excellente pratique de remplacer la self d'arrêt Ch , 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.

C) Montage 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

954 en 1^{re} détectrice (ou mélangeuse), une oscillatrice H.F. 6C5, deux étages M.F. avec 6K7, une deuxième détectrice 6Q7 et, enfin, une B.F. finale 6F6.

Comme pour les récepteurs précédents, nous n'avons pas représenté la section alimentation, qui est du type absolulement 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_2 ,

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 6K7.

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.

Toutes les capacités indiquées sur le schéma de la figure XV-8 inférieures à 100 picofarads et inclusivement, sont du type à diélectrique mica. 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 selfs de choc 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 selfs L_1 , L_2 et L_3 pour la bande 4 mètres; mais néanmoins, l'oscillation H.F. 6C5 fonctionne parfaitement encore sur 144 Mc/s, à condition de faire la connexion « grille 6C5 — suppressor 954 » extrêmement courte.

L_1 , L_2 et L_3 ont 5 tours de fil 16/10 cuivre sur air, diamètre 15 mm.; longueur du bobinage: 30 mm. (L_2 : prise cathode à 1 tour 1/2, côté masse).

Pour la réception du « son » des émissions de télévision (bande 38,5 à 50 Mc/s), conserver les mêmes dimensions de bobinages, mais enrouler 10 tours au lieu de 5.

Souder les selfs 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.

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_4 , C_5 et C_6) 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

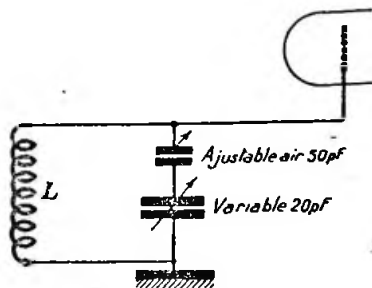


Fig. XV-9

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 10 spires de 10/10 sur un diamètre de 8 mm. (sur air): puis les deux extrémités de cette self seront ramenées l'une vers l'autre en forme de tore (diamètre du tore: 36 mm.), cela pour 72 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).

(1) Pour le B.F.O., prévoir de plus, un interrupteur connectant la ligne de V.C.A. à la masse.

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 μ A shunté par une capacité de 5.000 pF au mica dans la grille de la 6C5 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 L₁ ou sur le trimmer de C_s.

Ensuite, régler éventuellement les trimmers H.F. et mixer, pour l'obtention de la sortie B.F. maximum (output-mètre).

§ 4. — Emetteurs U.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 72 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 très acceptables et, avec quelques précautions, les accroître et les rendre même bons. Naturellement, au-dessus de 144 Mc/s, il faut faire appel aux tubes spéciaux, si l'on veut rayonner une puissance H.F. quelque peu importante.

Dans tous les montages U.H.F. — aussi bien émetteurs que récepteurs, repelons-le — il faut toujours s'imposer des connexions courtes et un câblage direct sans angle vif, et mettre tout en œuvre pour cela ; par exemple, ne pas hésiter à placer tel ou tel tube horizontalement, plutôt que de le laisser dans sa position verticale normale, si les connexions doivent être nettement plus courtes.

Dans un amplificateur U.H.F., l'inductance des sorties du filament peut provoquer un couplage parasite détruisant l'effet du neutrodyne. On peut remédier à cet inconvénient en créant un point-masse de potentiel H.F. nul (1). On obtient ce résultat en réalisant un circuit de filament de longueur égale à la moitié de la longueur d'onde à amplifier (fig. XV-10). Pour réduire l'encombrement, les lignes du filament peuvent, à la rigueur, être repliées sur elles-mêmes.

(1) D'après Documentation S.F.R., 1945.

Oscillateurs U.H.F.

Pour la production d'oscillations sur très haute fréquence, on peut naturellement avoir recours à un oscillateur travaillant directement sur ces gammes d'ondes très courtes; mais souvent, on préfère créer une oscillation de fréquence bien moins élevée et la multiplier ensuite par des éta-

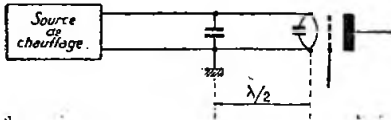


Fig. XV-10

ges séparateurs doubleurs ou quadrupleurs, avant l'amplification finale de puissance. C'est ce dernier procédé qui assure incontestablement la plus grande stabilité, et nous verrons plus loin des montages utilisant ce principe.

Néanmoins passons en revue rapidement les *auto-oscillateurs* directs sur ondes très courtes.

1° Oscillateur à lignes parallèles.

On a reconnu les avantages que présentent les lignes accordées à la place des circuits oscillants courants sur U.H.F. En fait, au point de vue « stabilité », ce système présente des caractéristiques intéressantes.

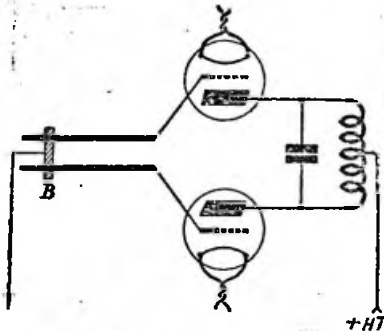


Fig. XV-11

Le montage de la figure XV-11 est un T.P.T.G. (grille et plaque accordées). Le C.O. de grille est réalisé par une ligne accordée par le déplacement de la barrette de court-circuit, B.

L'intensité vers cette barrette est maximum; l'intensité et la tension sont en phase (cas de la résonance d'un C.O.).

Voici comment se déroule le phénomène de compensation pour la stabilité des oscillations, phénomène que l'on peut rapprocher de celui qui se produit avec un cristal: si, pour une raison quelconque, une légère dérive de fréquence de l'oscillation entretenue par les tubes se produit, la phase au point B varie. La ligne ne travaille plus dans les conditions optima; mais sa surtension très élevée tend à ramener la fréquence d'oscillation à sa valeur primitive.

A titre d'exemple, voici (fig. XV-12) le montage d'un oscillateur push-pull à tiges parallèles utilisant deux tubes triodes 45. La self de choc Ch_1 se compose de 65 tours de fil 21/100 deux couches soie sur mandrin stéatite de 8 mm. Quant aux selfs d'arrêt Ch_2 et Ch_3 , elles sont constituées 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 ca-

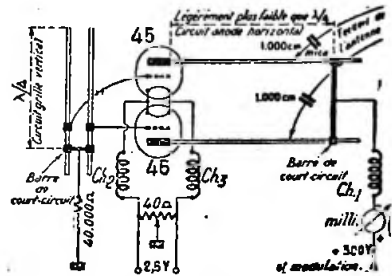


Fig. XV-12

acité et résistances), est appliquée dans le circuit anodique, suivant le système Heinsin, 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 sys-

tème des fils de Lecher ou Blondot, en mesurant, par exemple, la distance entre deux ventres de potentiel (voir chapitre XXI, § 2).

La self de grille est une boucle de fil Lg, placée à l'intérieur d'un tube de cuivre de 6 mm. jouant le rôle de self plaque. La lampe utilisée est un double triode type 19. On peut effectuer la modulation par contrôle d'anode. Le condensateur variable CV, de 50 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 self-plaque Lp (diamètre de la boucle : 200 mm.).

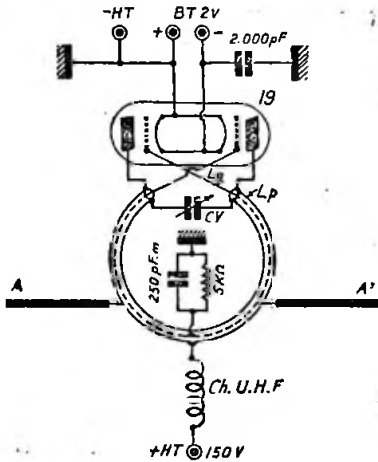


Fig. XV-13

3° Oscillateur T.N.T.

Voici un oscillateur U.H.F. plaque accordée, grille non accordée. Ce petit émetteur utilise comme lampe oscillatrice, une double triode 6A6, ou mieux une RK34 Raytheon (fig. XV-14). Ces tubes ont des caractéristiques identiques, mais la RK34 est cependant recommandée, du fait de ses sorties plaques par deux cornes sur le sommet de l'ampoule (chauffage pour l'une et l'autre : 6,3 V-0,8 A).

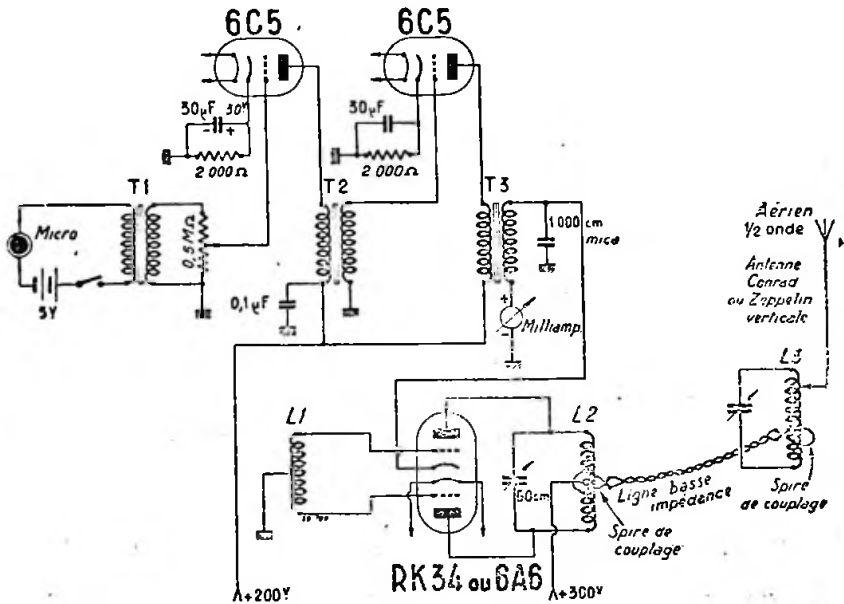


Fig. XV-14

2° Oscillateur Mesny.

Nous connaissons tous ce montage classique, dont nous donnons en figure XV-13, une réalisation spéciale pour U.H.F.

L'étage oscillateur est modulé dans la cathode par un petit amplificateur B.F. composé de deux 6C5 en cascade, à partir d'une petite pastille de micro charbon.

T_1 est le transfo d'entrée, adapté à l'impédance du micro ; T_2 , le transfo intervalve ordinaire, rapport 3 ; enfin T_3 , le transfo de modulation par la cathode (primaire : 3.000 tours, fil 16/100 ; secondaire : 200 tours, fil 40/100).

Pour 72 Mc/s, on a :

L_1 : Self grille, 5 tours avec prise médiane : fil 20/10, sur air, diamètre 25 mm. ; écartement entre spires égal au diamètre du fil.

L_2 : Self plaque, 3 tours avec prise médiane : fil 20/10, sur air, diamètre 25 mm. ; écartement entre spires égal au diamètre du fil.

L_3 : Self antenne, 3 tours, fil 20/10, sur air, diamètre 25 mm. ; écartement entre spires égal au diamètre du fil.

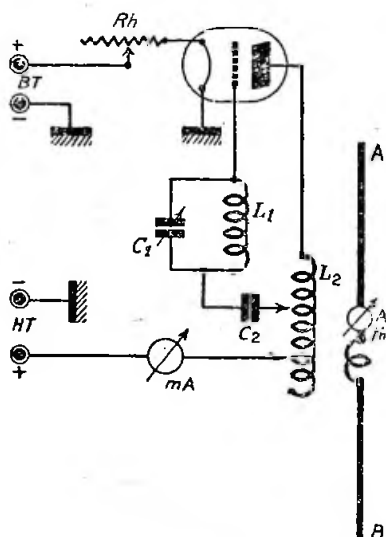


Fig. XV-15

L'alimentation, d'un type courant, n'est pas représentée ; elle fournit 300 V H.T. et 6,3 V pour le chauffage, et comporte, en outre, une résistance « de saignée » à la sortie, résistance de faible valeur ohmique, destinée à stabiliser au mieux la tension redressée. On pourra utiliser une résistance bobinée de 10.000 ohms à forte dissipation, avec un collier formant prise pour alimenter le modulateur sous 200 volts.

Bien que n'étant pas piloté, cet émetteur est très stable, la tension variant très peu au cours de la modulation par la cathode, modulation profonde et, cependant, peu avide de courant.

4° Oscillateur Copin.

Pour le début de notre expérience, réalisons le montage de la figure XV-15, avec une lampe triode ordinaire (de réception, par exemple). Formons une self grille L_1 par une dizaine de tours, et une self 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 μ F.

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 μ F, par un condensateur de 150 pF également ; en surchauffant légèrement la cathode, nous constatons l'annulation du courant plaque.

En résumé, deux phénomènes bien spécifiques caractérisent ce montage :

a) Augmentation de la fréquence des impulsions par la mise en parallèle d'une capacité sur une self !

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 self 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 self 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 selfs 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 self 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.

5° Oscillateur quartz U.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.

En conséquence, pour piloter par cristal un émetteur U.H.F., il est une solution qui vient immédiatement à l'esprit (et qui est d'ailleurs excellente !). Elle consiste à prendre un quartz de fréquence pas trop basse et d'amener cette fréquence sur la bande 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.

Avec des cristaux de 20 à 30 Mc/s, tous les montages ne conviennent pas.

Généralement, les montages « Pierce » vus au chapitre V § 4 donnent satisfaction. Néanmoins, et ce pour des quartz entre 27 et 30 Mc/s, 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-16 montre un oscillateur à réaction muni d'une triode 6C4 pour l'emploi de cristaux de fréquences comprises en-

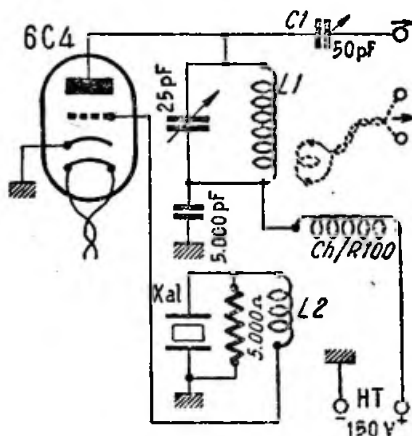


Fig. XV-16

tre 27 et 30 Mc/s. Un montage identique, mais avec une pentode type 6AG7, est donné sur la figure XV-17. 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-16, et 2 tours pour celui de la figure XV-17 ; ce bobinage est exécuté avec du fil de 5/10 de mm. deux couches coton, enroulé à spires jointives.

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.

(1) Commercialement, aux U.S.A., on trouve des quartz 48 Mc/s.

D'autre part, il existe un autre montage d'oscillateur quartz très intéressant, permettant de réduire la multiplication de fréquence. Ce montage est donné sur la figure XV-18; en effet, le circuit anodique L_1 CV₁ peut être accordé directement sur l'har-

mourant dans la bande 8 Mc/s, on obtient une oscillation sur 24 Mc/s; dans ce cas, un seul étage tripleur de fréquence est nécessaire pour atteindre la bande 72 Mc/s.

On obtient un fonctionnement correct lorsque la bobine L_2 comporte le nombre

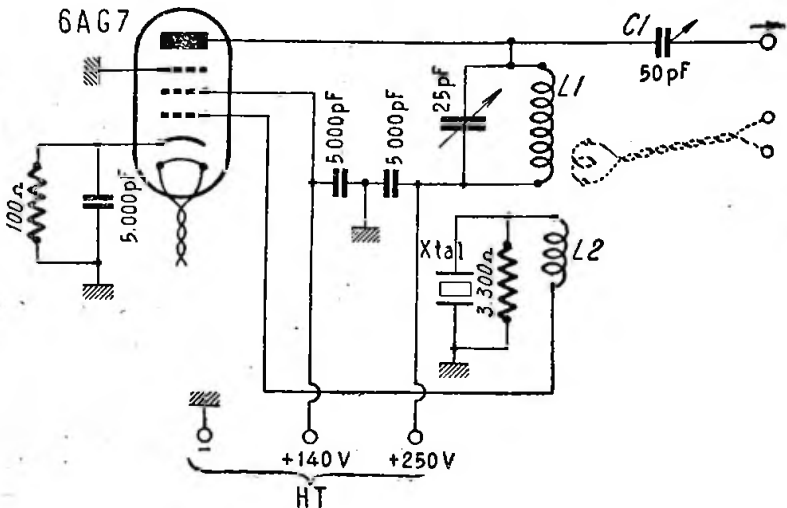


Fig. XV-17

monique 3 du quartz. D'ailleurs, théoriquement, ce circuit peut être accordé sur la fondamentale du quartz et sur ses harmoniques impairs; mais, pratiquement, il est sage de se limiter à l'harmonique 3. Ainsi,

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.

A) *Emetteur d'expérience monolampe pilote E.C.O.*

Ce montage simple est donné sur la figure XV-19. Le tube RK25 fonctionne en oscillateur E.C.O. doubleur de fréquence; le circuit L_1 -CV₁ est accordé sur 8 mètres; et le circuit de sortie L_2 -CV₂, sur 4 mètres. Avec 400 volts sur l'anode, la puissance H.F. utile est de 5 watts environ.

La manipulation peut se faire en intercalant le manipulateur au point *a*; quant à la modulation, le plus commode est d'agir sur la grille d'arrêt G_s.

On se rappelle, cependant, qu'il n'est pas du tout indiqué de moduler directement un pilote; mais ce procédé de modulation

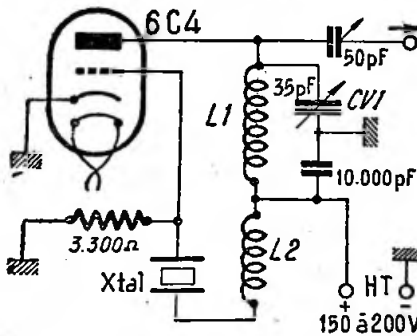


Fig. XV-18

en partant d'un cristal 24 Mc/s, on obtient directement une oscillation sur 72 Mc/s disponible pour l'excitation du P.A. : d'où suppression des étages intermédiaires multiplicateurs. En partant d'un cristal plus

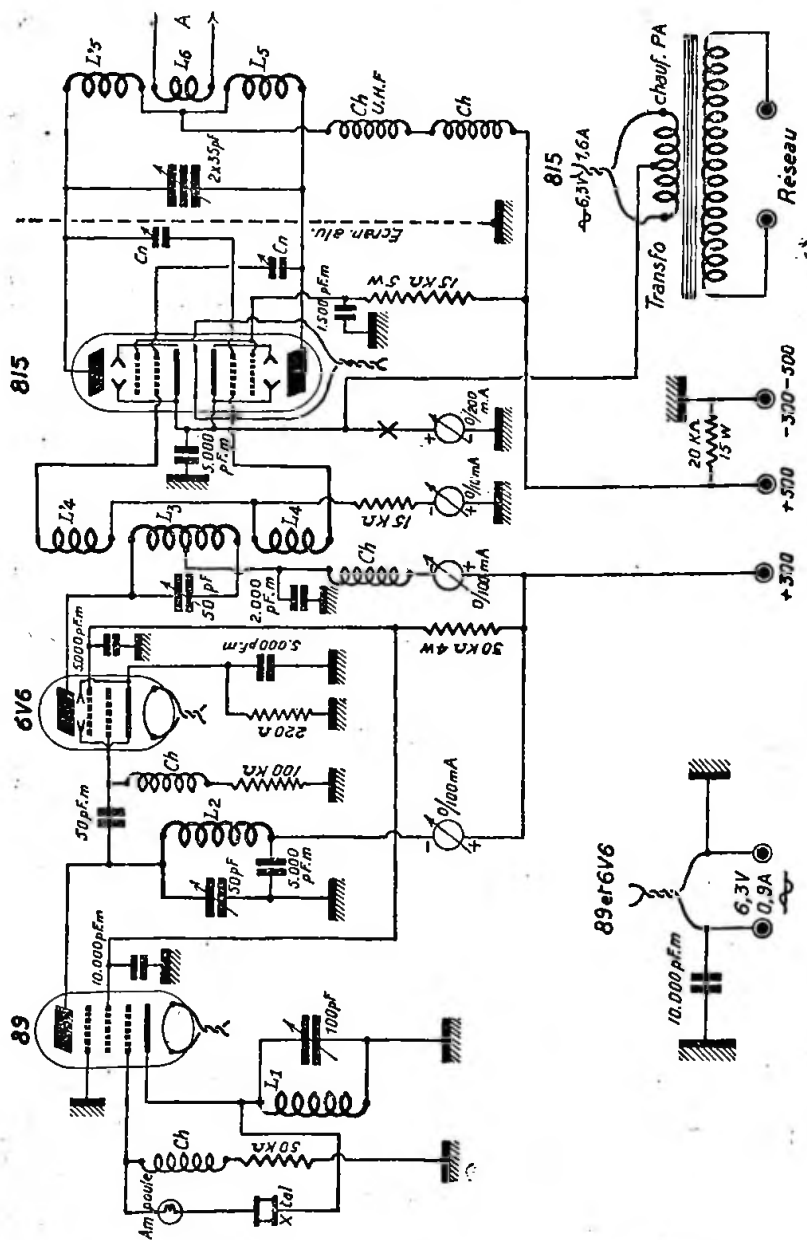


Fig. XV-80

Army, plus connu sous l'immatriculation militaire VT287.

Il est à noter que le tube oscillateur 89 peut très bien être remplacé par un tube tétraode 6V6.

Pour l'exploitation de la bande 72 Mc/s, nous choisisons un quartz dans la bande des 12 Mc/s, et nous réalisons un premier triplage de fréquence dans l'anode du tube oscillateur (le triplage de fréquence, rappelons-le, convient très bien au montage tritet). Nous obtiendrons alors dans cette anode, une oscillation de 36.000 kc/s, que nous doublerons par l'étage suivant, soit 72 Mc/s dans l'anode de la 6V6. Et c'est cette oscillation qui sera finalement amplifiée par le tube 815.

En série avec le quartz, nous avons la petite ampoule fusible de sécurité habituelle de 60 mA.

Sur cette bande U.H.F., un léger neutrodynage de l'étage P.A. s'est révélé nécessaire; on le réalise par les deux condensateurs Cn, de quelques picofarads.

Ch sont des selfs d'arrêt nids d'abeille fragmentés de 2,5 millihenrys, et Ch U.H.F. est une self de choc pour ultra haute fréquence réalisée en bobinant une soixantaine de tours de fil 40/100 deux couches soie, à spires jointives, sur un mandrin en stéatite H.F. de 6 à 8 mm. de diamètre.

La modulation peut s'effectuer d'une manière très efficace, en appliquant les signaux B.F. simultanément dans l'écran et l'anode de la 815. On réduit alors la tension plaque de ce tube vers 400 volts. Un amplificateur B.F. de 30 watts modulés (terminé, par exemple, par deux 6L6 en push-pull classe AB1) convient très bien pour obtenir une modulation à 100 %. Tout autre procédé de modulation peut, d'ailleurs, être employé.

En CW, avec 500 volts sur l'anode et une charge normale de l'aérien, on doit avoir un courant de cathode voisin de 200 mA.

Avec le circuit anodique non chargé, on a environ 50 mA. Le manipulateur est intercalé dans le retour cathodique, au point X; il est recommandé de shunter son contact par le filtre de manipulation habituel, afin d'obtenir une découpeure très nette des signaux.

— Voici les caractéristiques des selfs :

L_1 : 10 tours de fil 16/10 cuivre émaillé bobinés sur air, diamètre 12 mm.; écartement de 16/10 entre spires consécutives;

L_2 : 3 tours de fil cuivre nu de 16/10, sur air, diamètre 12 mm., avec point mé-

dian; écartement de 1,6 mm. entre spires consécutives;

$L_3 = L_4$: 4 tours de fil cuivre nu de 16/10, sur air, diamètre 12 mm.; écartement de 1,6 mm. entre spires.

On couple L_4 et L_3 à L_5 , de façon à obtenir un courant grille total de la 815 de 6 milliampères;

$L_5 = L_6$: 2 tours de fil cuivre nu de 20/10 sur air, diamètre 30 mm.; écartement de 2 mm. entre spires;

L_7 : 2 tours de fil cuivre nu de 16/10 de mm., sur air, diamètre 25 mm.; écartement de 1,6 mm. entre spires.

Pour l'exploitation de la bande 144 Mc/s, il est nécessaire de prévoir un autre étage doubleur de fréquence, équipé d'un tube 6V6 également avant l'attaque de grille du P.A. Cet étage supplémentaire pourra être mis en service, au moyen de commutateurs, uniquement pour la bande 2 m. D'autre part, il convient de préciser que, sur cette bande, le rendement du tube final 815 baisse notablement; il est préférable d'employer le tube 829, qui fonctionne parfaitement jusqu'à 200 Mc/s.

La section alimentation comprend :

1° Un transfo de chauffage pour les tubes 89 et 6V6 (6,3 V — 0,9 A);

2° Un transfo de chauffage pour le tube 815 (6,3 V — 1,6 A, si l'on utilise les deux éléments chauffants en parallèle; ou 12,6 V — 0,8 A, avec les éléments chauffants en série). De toutes façons, le point milieu de ce dernier transfo est relié à la cathode du tube 815, afin d'éviter une différence de potentiel importante entre filament et cathode dans les « blancs » de manipulation;

3° Un redresseur H.T. équipé d'une valve 80 — alimentation pilote et doubleur (300 volts);

4° Un redresseur H.T. équipé d'une valve 83 à vapeur de mercure — alimentation de l'amplificateur final 829 ou 815 (500 volts).

C) Emetteur 18 watts, 72 Mc/s.

A l'étage pilote, cet émetteur emploie le montage de la figure XV-18. Le quartz est choisi dans la bande 8 Mc/s; on obtient alors une oscillation sur 24 Mc/s. Ensuite, nous avons un étage tripleur de fréquence monolampe (tube 6V6, montage classique). A la sortie de cet étage, nous avons une oscillation d'une fréquence de 72 Mc/s disponible pour l'excitation de l'étage final P.A.

Le schéma de cet étage est montré sur la figure XV-21. Il est équipé par un tube double Philips, type QQE.04/20. Le brochage de ce tube spécial pour U.H.F. est

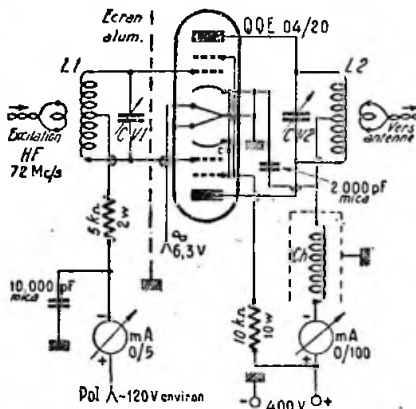


Fig. XV-21

donné sur la figure XV-22. Cette lampe présente les particularités suivantes :

- 1° Les cathodes sont reliées intérieurement ;
- 2° Il en est de même pour les écrans ; mais ceux-ci sont découplés à l'intérieur de l'ampoule par une petite capacité au mica C ;

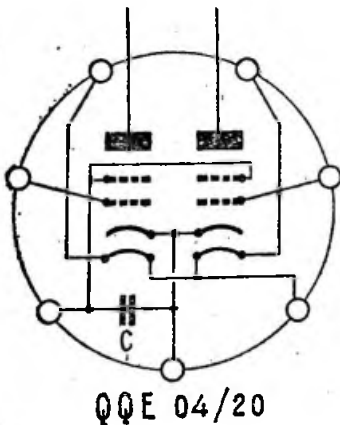


Fig. XV-22

- 3° Les anodes sont sorties sur l'ampoule ;
- 4° Enfin, trois broches filaments sont sorties et permettent, soit la connexion des éléments chauffants en série : 12,6 volts et

0,4 ampère, soit la connexion en parallèle : 6,3 volts et 0,8 ampère. C'est ce dernier mode de chauffage, plus standard, que nous avons adopté, comme l'indique la figure XV-21.

Voici les caractéristiques des circuits oscillants L_1-CV_1 de grille et L_2-CV_2 de plaque :

L_1 = 4 tours en fil de cuivre nu de 30/10 de mm., bobinés sur air, diamètre 15 mm. et répartis sur une longueur de 30 mm. On prolonge ce même fil de 30/10 de mm. jusqu'aux bornes de CV_1 de 20 pF, auxquelles il est soudé ;

L_2 = 4 tours en tube de cuivre de 40/10 de mm., bobinés sur air, diamètre 16 mm. et répartis sur une longueur de 32 mm. On prolonge ce même tube de 40/10 de mm. jusqu'aux bornes de CV_2 de 20 pF, auxquelles il est soudé.

Nous recommandons de bien polir, à la toile émeri, le fil et le tube nécessaire à la confection des bobinages. Puis, après exécution, on passe une couche de vernis incolore pour éviter toute oxydation (petit « tuyau » en passant !... mais qui peut s'appliquer, bien entendu, à tous les montages U.H.F.).

Le point milieu de L_2 est relié à la polarisation à travers une résistance de 5.000 Ω 2 W et un milliampèremètre de déviation totale 5 mA. L'excitation H.F. est appliquée à ce C.O., à partir de l'étage précédent, à l'aide d'une ligne basse impédance, terminée par une spire de couplage enroulée sur air autour de L_1 vers le point médian.

Cet étage, réglé naturellement en classe C, reçoit une polarisation de base assez élevée (environ -120 V), provenant d'un redresseur auxiliaire (non représenté sur le dessin).

CV_1 et CV_2 sont des condensateurs variables à faibles pertes, spéciaux pour ultrahaute fréquence ; ils doivent supporter une tension d'au moins 1.000 V.

Les écrans du tube QQE.04/20 sont réunis au + HT à travers une résistance de 10.000 Ω 10 W ; comme nous l'avons vu, ces écrans sont découplés à l'intérieur de l'ampoule ; il n'est donc pas nécessaire de prévoir un autre condensateur extérieurement.

Les anodes sont connectés aux extrémités du circuit oscillant L_2-CV_2 , le point milieu de L_2 étant découplé à la masse par une capacité au mica de 2.000 pF, et relié au + HT à travers une self de choc Ch et un milliampèremètre de déviation totale de 100 mA.

La self de choc Ch est constituée par 60 tours de fil de 30/100 de mm. cuivre,

deux couches soie, bobinés en une seule couche et non jointifs sur un bâtonnet de stéatite de 6 mm. de diamètre. Cette self d'arrêt ne doit, évidemment, présenter aucun couplage avec L_2 . On y parviendra en plaçant Ch perpendiculairement à L_2 dans le même plan, et de plus, à l'intérieur d'un petit blindage cylindrique en aluminium.

Les circuits oscillants de grille et de plaque sont, naturellement, accordés sur la même fréquence (bande 72 Mc/s). Il importe donc qu'ils ne présentent aucune induction mutuelle. Pour ce, on les séparera par un large écran vertical en aluminium. Autre solution : on montera le tube QQE 04/20 horizontalement (support sur une plaque verticale); à gauche, nous aurons le groupe L_1 - CV_1 et à droite le tube et le groupe L_2 - CV_2 . Ce qui ne dispense pas, d'ailleurs, de placer L_1 et L_2 perpendiculairement l'un par rapport à l'autre. D'autre part, réaliser des connexions grille et plaque en gros fil de cuivre, et le plus court possible. Si ces précautions sont prises, le neutrodynage du tube est superflu (capacité interne grille plaque = 0,05 pF).

La liaison à l'aérien se fera de préférence, par couplage inductif, comme l'indique la figure XV-21.

Aux essais, circuit L_2 - CV_2 , chargé par un circuit oscillant identique, débitant sur une ampoule à incandescence de 20 watts, nous avons noté les tensions et intensités suivantes : $V_a = 400$ V ; $V_{g_2} = 245$ V ; $I_a = 50$ mA ; $V_{g_1} = -120$ V ; $I_{g_1} = 4,5$ mA ; WHF = 18 W (bande 72 Mc/s).

Sur 100 Mc/s, nous avons encore 16 W haute fréquence.

Le réglage de cet étage est très simple :

a) chauffer le tube et appliquer la tension de polarisation de base ;

b) appliquer l'excitation HF à l'entrée ; puis régler CV_1 , de façon à obtenir le *maximum* de déviation du milliampèremètre de grille ;

c) ajuster la lecture de ce milliampèremètre aux environs de 4,5 mA, en augmentant ou diminuant le couplage, suivant le cas, de la ligne basse impédance par rapport au circuit plaque de l'étage précédent. Puis retoucher, si besoin est, CV_1 ;

d) appliquer une haute tension réduite à 300 volts. Régler CV_2 ; le circuit plaque L_2 - CV_2 sera accordé au moment de l'indication *minimum* du milliampèremètre anodique.

Suivant la charge appliquée au circuit final, retoucher, éventuellement, CV_2 .

En augmentant la charge de sortie, on peut faire monter la consommation anodi-

que jusqu'à 80 mA, et même 90 mA (!) ; mais nous ne le conseillons pas, si l'on veut utiliser le tube longtemps dans de bonnes conditions.

D) Emetteur 60/130 watts H.F., 72 Mc/s.

Les étages pilote et intermédiaire de cet émetteur sont ceux que nous avons montrés sur la figure V-47 ; nous prions donc nos lecteurs de se reporter à ce schéma et au texte y ayant trait.

Quant à l'étage P.A., le schéma est donné sur la figure XV-23 ; il est équipé d'un tube pentode à chauffage direct, type 3D23. Toutes les capacités de fuite sont du

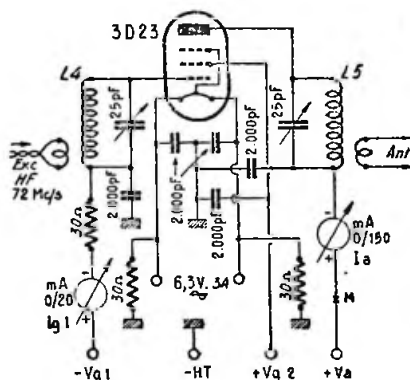


Fig. XV-23

type mica (2.000 pF). Avec ce tube, il est possible d'obtenir 60 watts H.F. en modulation, par contrôle d'anode ; puissance input 85 watts. Voici les conditions de travail pour ce régime (modulation par l'anode) : $V_a = 1.000$ V ; $V_{g_2} = 300$ V ; $V_{g_1} = -200$ V ; $I_a = 85$ mA ; $I_{g_2} = 14$ mA ; $I_{g_1} = 10$ mA ; puissance d'excitation requise = 2 watts.

Le modulateur devra pouvoir fournir une puissance de 42 watts modulés ; l'impédance du secondaire du transformateur de modulation (à intercaler dans le circuit anodique, au point M) sera de l'ordre de 12.000 ohms.

En télégraphie, il est possible d'obtenir 130 watts H.F., pour une puissance input de 165 watts... mais, en vertu des réglages, on se limitera à une puissance alimentation de 100 watts. Néanmoins, voici les conditions de fonctionnement *maxima* pour le régime télégraphique : $V_a = 1.500$ V ; $V_{g_2} = 375$ V ; $V_{g_1} = -300$ V ; $I_a =$

110 mA ; $I_{g_2} = 22$ mA ; $I_{g_1} = 15$ mA ; puissance d'excitation nécessaire = 4,5 watts.

Si toutes les précautions extérieures ont été prises (séparation efficace des circuits de plaque et de grille), aucun neutrodynage n'est nécessaire. Le tube 3D23 se comporte d'ailleurs encore parfaitement à 250 Mc/s !

Pour terminer, voici les caractéristiques des bobinages :

$L_1 = 4$ tours en fil de cuivre nu de 30/10 de mm. bobinés sur air, diamètre 15 mm. et répartis sur une longueur de 30 mm. ;
 $L_2 = 4$ tours en tube de cuivre de 4 mm. bobinés sur air, diamètre 16 mm. et répartis sur une longueur de 32 mm.

E) Station complète 144 Mc/s.

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,

La bobine oscillatrice L_3 est formée par une boucle 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.₂ comprend la bobine de couplage L_6 (3 tours couplés à L_5 du côté « froid ») pour la liaison au récepteur. Ce dernier sera évidemment réglé sur 7 Mc/s.

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.

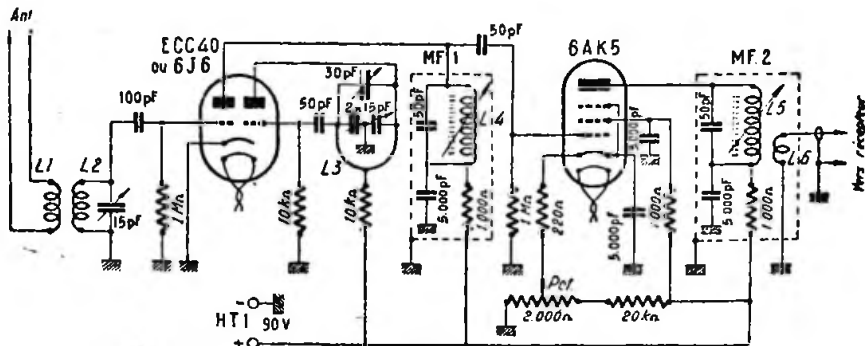


Fig. XV-24

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-24). Ce dernier est muni d'un tube 6J6 (ou ECC40), 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).

Passons, maintenant, à l'émetteur représenté sur la figure XV-25.

Il est équipé uniquement de tubes 6J6 ou ECC40 européens. Nous avons, tout d'abord, un élément triode fonctionnant en oscillateur quartz à réaction (cristal 24 Mc/s). Le second élément triode fonctionne 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 dont les éléments sont montés en push-pull parallèle (étage neutrodyné).

Voici les caractéristiques des bobinages :
 $L_1 = 18$ tours sur air, diamètre 16 mm. ;
 $L_2 = 3$ tours sur air, diamètre 16 mm.,
 dans le prolongement de L_1 ;
 $L_3 = 15$ tours avec prise médiane, sur
 air, diamètre 16 mm. ;
 $L_4 = 6$ tours avec prise médiane, fil
 16/10 émaillé, sur air, diamètre 13 mm.
 L'écartement entre spires est égal à la moi-
 tié du diamètre du fil ; cependant, vers le

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 am-
 plement.

Le modulateur pourra se terminer, par
 exemple, par un push-pull de 6V6 en classe
 A, la puissance modulée requise pour un
 taux de 100 % étant de l'ordre de 7,5

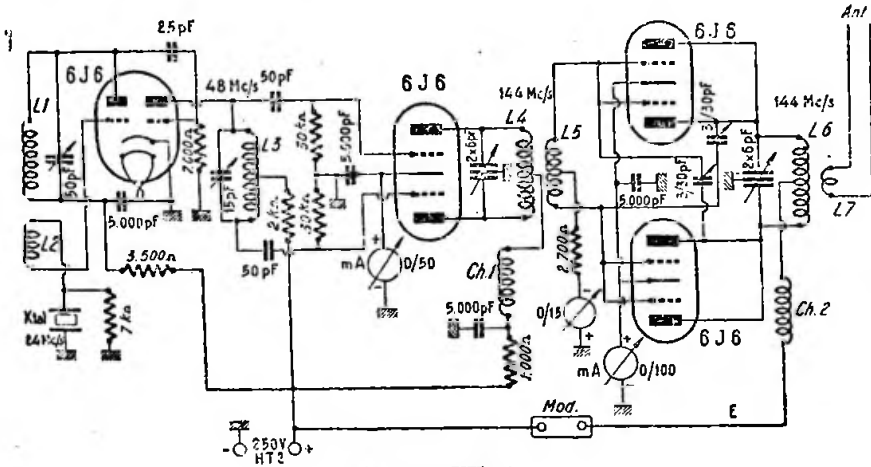


Fig. XV-25

point milieu de la bobine, on écarte davan-
 tage, afin de pouvoir glisser L_3 ;
 $L_3 = 3$ tours de fil 10/10 émaillé, avec
 prise médiane, sur air, diamètre 13 mm. ;
 $L_4 = 2$ tours avec prise médiane, en fil
 de 16/10 de mm. émaillé, sur air, diamè-
 tre 22 mm. ; l'écartement entre les deux
 tours est de 16 mm., afin de laisser le
 passage à la bobine de couplage L_5 ;
 $L_7 = 2$ tours de fil 16/10 émaillé, sur
 air, diamètre 22 mm., écartement entre spi-
 res, de 1,5 mm.

watts. Le secondaire du transformateur de
 modulation est connecté aux douilles
 « Mod. » de la figure XV-25 ; il doit pré-
 senter 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 tétraode 832. Dans ce cas,
 la polarisation de base des grilles de com-
 mande 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 neutrodyne
 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-25),
 résistance découplée par un condensateur au
 mica de 1.000 pF. Les caractéristiques des
 circuits L_3 et L_4 sont inchangées.

L'antenne utilisé, à l'émission comme à
 la réception, est une « folded dipôle » (de
 préférence avec brins parasites : directeur,
 réflecteur) ; le dipôle actif et son feeder
 sont faits en « twin-lead » 300 Ω .

Les selfs de choc 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

partie réception (sans oublier les aériens rotary-beam à éléments multiples). Pour cela, nous renvoyons nos lecteurs aux descriptions de stations qui sont faites périodiquement dans le J. des OM du *Haut-Parleur*. Voir, par exemple, les numéros 869 et 880.

F) *Émetteur d'expérience monolampe WE316A* ($\lambda = 1,25$ m.).

Pour terminer, quittons les 72 et 144 Mc/s; montons vers 240 Mc/s (1,25 m.), en revenant à l'auto-oscillateur.

Le tube WE316A est spécialement construit pour la production d'ondes très cour-

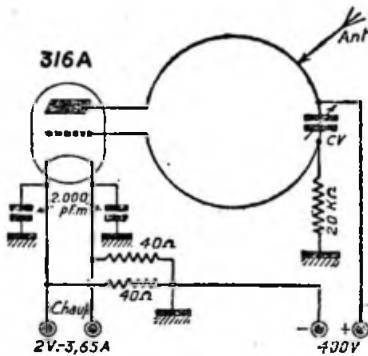


Fig. XV-26

tes. 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-26; 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.

G) *Transceivers (émetteur-récepteur) - 144 Mc/s.*

Ce type d'appareil fonctionnant alternativement en émetteur et en récepteur, sera étudié au cours du chapitre XVII.

§ 5. — Les tubes-boutons (lampes-glands)

Les lampes courantes, qui se prêtent à la réception ou à la production des ondes à U.H.F., sont assez rares. Le principal obstacle au bon fonctionnement sur O.T.C. de ces tubes est, sans nul doute, leur capacité inter-électrodes élevée.

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 3 à 5 mètres.

C'est pour cela que nous avons déjà fait appel aux tubes miniatures tout verre, spéciaux pour U.H.F., genre 6J6 ou 6C4.

Dans cet ordre d'idée, les tubes-boutons, ou tubes-glands, ou encore « acorn tubes », constituent un perfectionnement important.

Notons les types 954, 955, 956, 957, 958 — 4671, 4672, 4674, 4695 — 9004, 9005, etc..., etc...

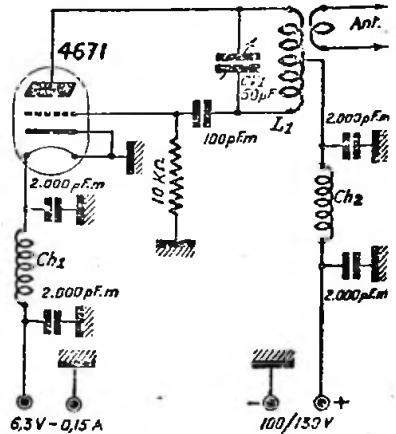


Fig. XV-27

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.

(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.

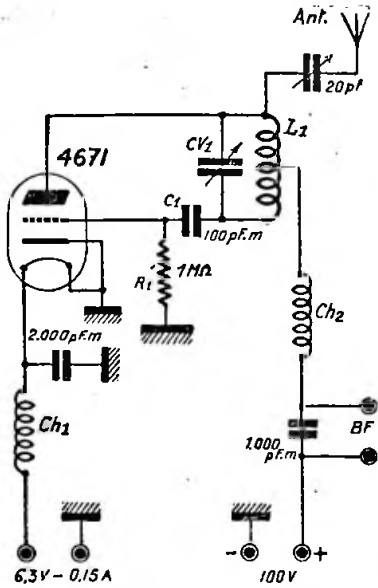


Fig. XV-28

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.

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.

Notes :

1° Des résultats identiques peuvent être obtenus avec des tubes-glands, genre 955 ou 9002 ;

2° Un schéma de récepteur changeur de fréquences utilisant des tubes-glands pentodes type 954, a déjà été donné sur la figure XV-8.

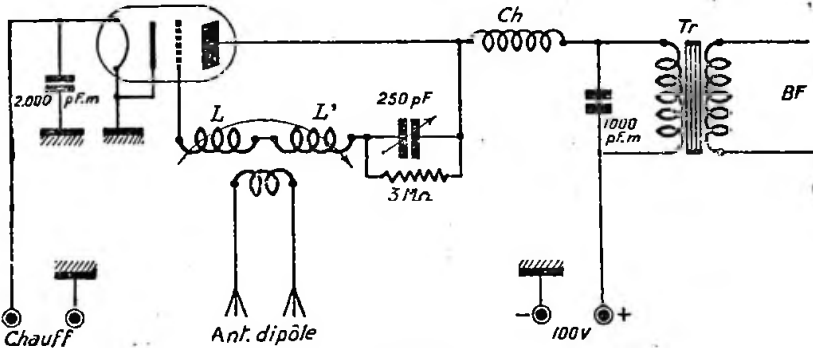


Fig. XV-29

La self 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.

Les selfs de choc 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.

Super-réaction H. Copin.

M. Copin propose le montage très 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* !

En employant un tube-bouton, 955 par exemple, ce montage est vraiment remarquable par sa sensibilité et sa stabilité.

§ 6. — Circuits spéciaux pour U.H.F.

Lorsque l'on « descend » en longueur d'onde, le circuit oscillant classique — bobine de self 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.

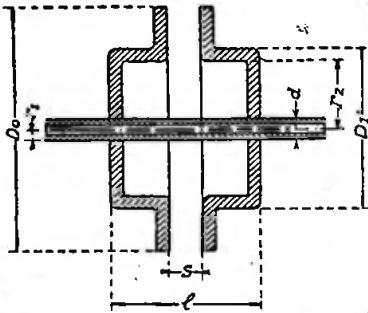


Fig. XV-30

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 4 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 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 :

$$C = 0,069 \frac{D_2^2 - D_1^2}{S} \quad (\text{en pF})$$

$$L = 0,017 l \times \log. \frac{\sqrt{r_2}}{\sqrt{r_1}} \quad (\text{en } \mu\text{H})$$

Voici, à titre documentaire, quelques dimensions possibles pour des calottes de circuits Kolster vibrant dans la bande 58 Mc/s :

	<i>d</i>	<i>D</i> ₁	<i>D</i> ₂
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).

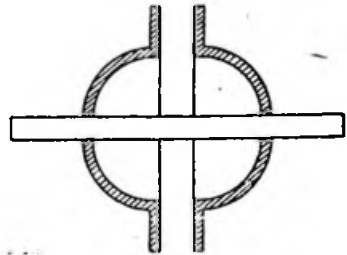


Fig. XV-31

Nota. — Dans les deux cas, les dimensions des calottes permettent d'en prévoir la fréquence de résonance. Mais on peut ajuster exactement cette dernière en prévoyant une « coquille » couissant 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.

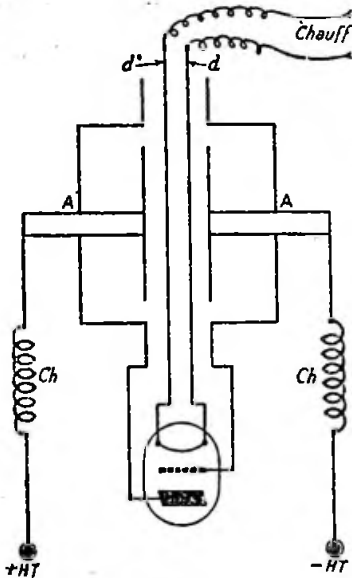


Fig. XV-32

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.

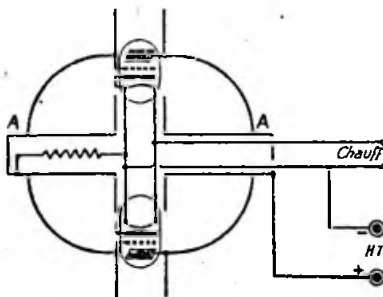


Fig. XV-33

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

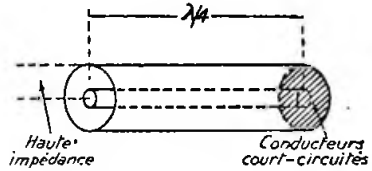


Fig. XV-34

ceux qui présentent une réalisation facile par l'amateur.

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.

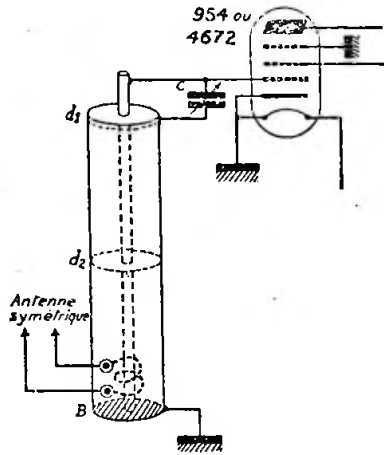


Fig. XV-35

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).

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 micaux emmanchés de force à l'intérieur du tube et placés en *d* et *d*.

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 exprimé en quoi il consiste : supposons un C.V. circulaire (variation linéaire citée), dont on aurait fendu l'élément à l'axe (donc

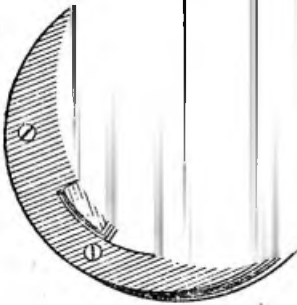
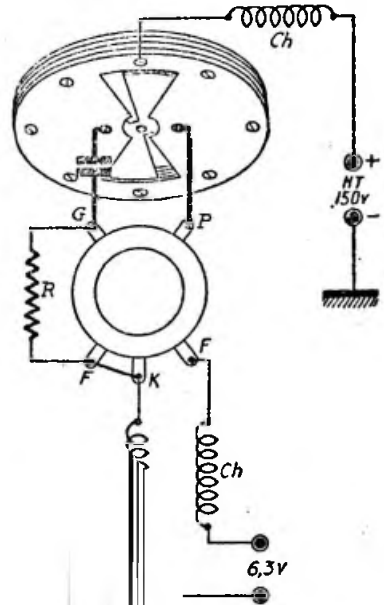


Fig. XV-36

manœuvre du rotor provoque entre les deux stators, une capacité variable. Si nous relierons 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. Nous avons donc bien double variation de la capacité et de la self.

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.



XV-37

Le simple comprend une lame 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.

§ 7. — Emetteur multilampe d'expérience 250Mc/s

($\lambda = 1,20 \text{ m.}$)

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 propose 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.

à cheveux (longueur 50 mm., écartement 38 mm.).

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 d'onde 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

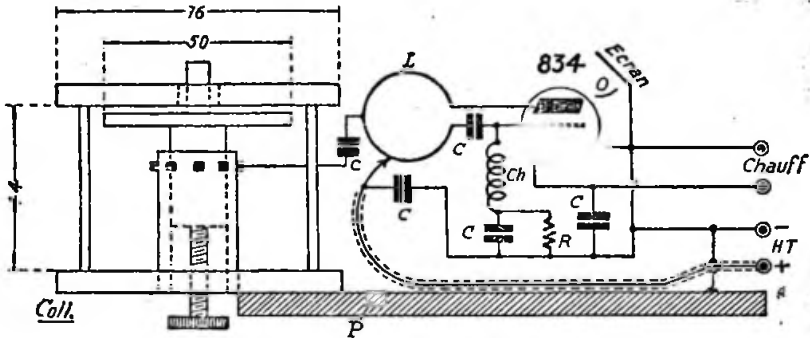


Fig. XV-38

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 self d'arrêt Ch est constituée par 5 à 10 tours de fil émaillé 5/10 sur un diamètre de 6 mm.

La self L est faite d'un fil de cuivre nu de 20/10 recourbé en forme d'épingle

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.

Depuis fin 1946, la Radiodiffusion française procède épisodiquement à des essais d'un émetteur à impulsions sur une onde de 8 mètres (37,5 Mc/s), mais ici dans un autre ordre d'idées.

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 ! C'est ce qui a été fait dans les essais dont nous venons de parler plus haut. 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, l'émetteur du Service de Recherche de la Radiodiffusion française peut transmettre des impulsions d'une durée réglable de 0,05 à 1 micro-seconde (μ s), 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).

(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 187 de « Vues sur la Radio », de Marc Seignette †.

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 les dites 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 certaine 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 400 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 400 Mc/s, exclusivement pour la télécommande de modèles réduits et sous

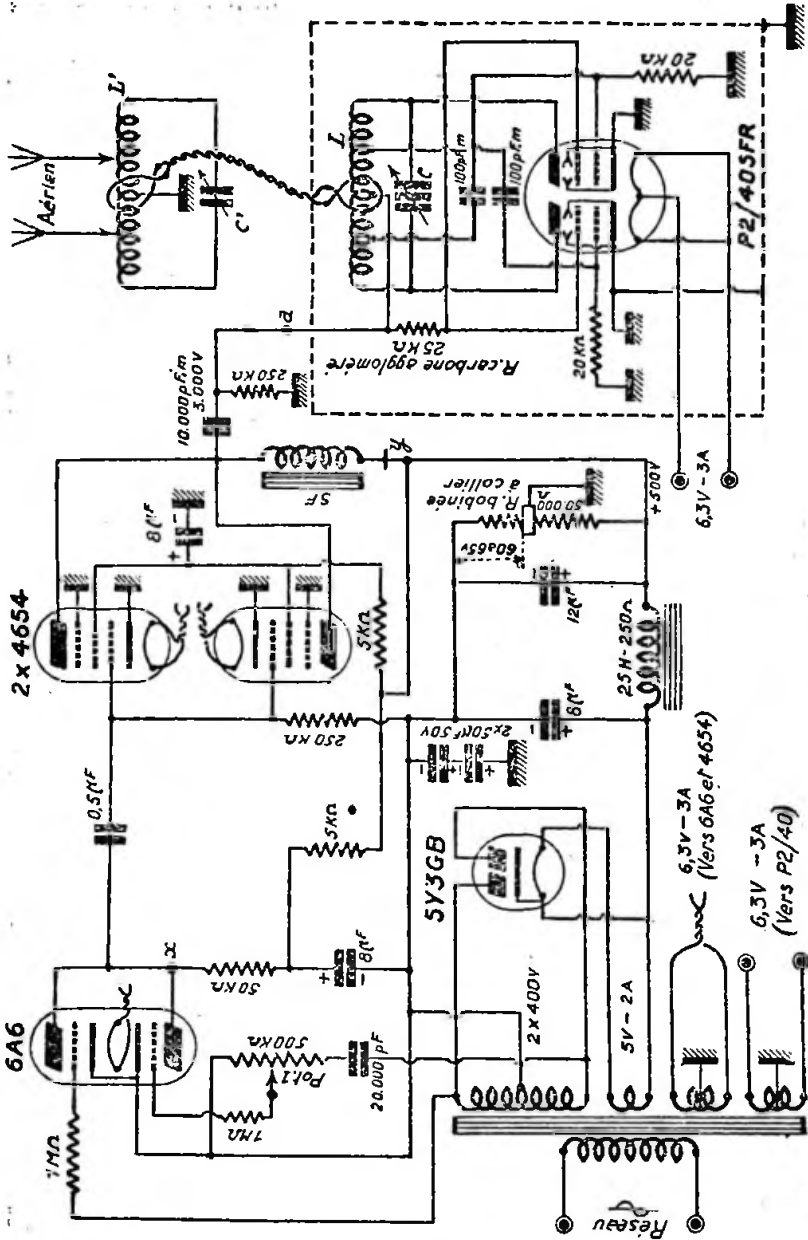


Fig. XV-81

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

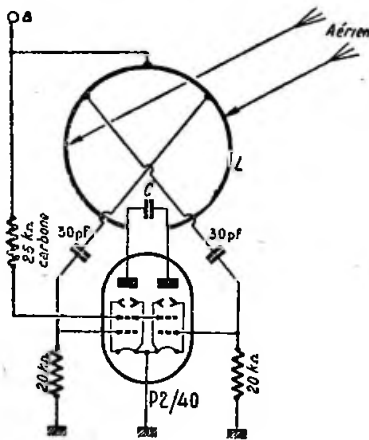


Fig. XV-40

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.

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 420 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 420 Mc/s, nous avons $\lambda = 70$ cm. environ.

La self L est alors constituée par une simple boucle d'un diamètre de 40 mm. 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 de self 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 tétraodes 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 selfique de 25 kΩ (résistance en carbone aggloméré). Si l'oscillateur est parfaitement symétrique, aucune composante H.F. 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.

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 π. 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 secondaire 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.

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 ($V_{s\text{ max}}$ 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 cré-

neaux). 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 Pot, il n'en est évi-

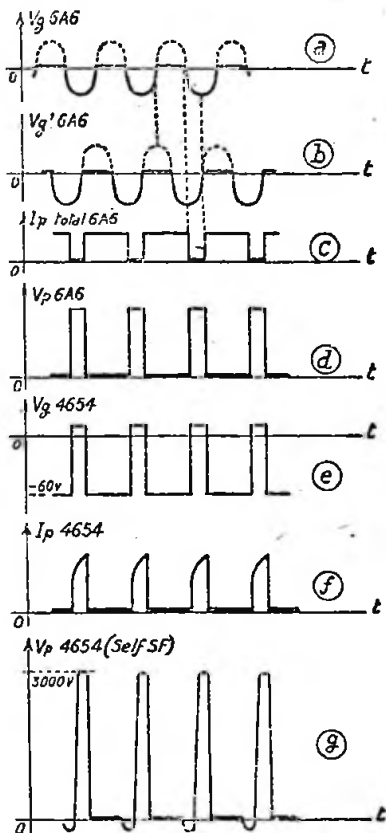


Fig. XV-41

demment plus de même (fig. X-41, a, b et c).

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 self 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 self SF (fig. X-41, g), et notre but est atteint ! En effet, ce sont ces surtensions brusques et successives qui fournissent les impulsions

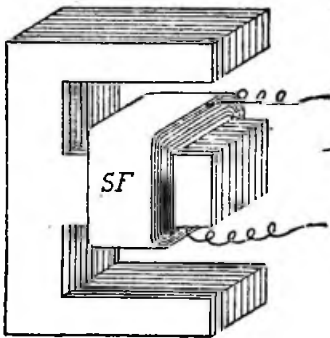


Fig. XV-42

recherchées pour l'alimentation de notre auto-oscillateur ; elles lui sont appliquées à travers une excellente capacité de 10.000 pF à diélectrique mica, isolement 5.000 volts minimum.

Donnons maintenant quelques détails pour la réalisation de cette self 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 cm^2 ; 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 self 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 .

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 Poti, 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 self 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 $50 \times 20 = 2.500$ 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 (piloté). 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.

Prenons le cas de l'émetteur 144 Mc/s du § 4-E, figure XV-25, 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.

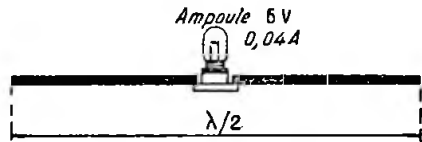


Fig. XV-43

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.

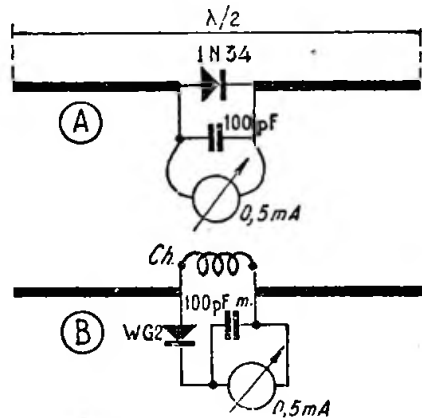


Fig. XV-44

En B, contrôleur avec montage en série; le redresseur est un WG2 (type vert) et la self d'arrêt Ch comporte 10 tours en fil de cuivre émaillé de 8/10 de mm.

Dans les deux montages, l'indicateur de champ est un milliampèremètre à cadre de déviation totale $500 \mu A$; 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 travailler en ondes progressives, on fait appel à un petit appareil appelé « twin-lamp » par les amateurs. On se souvient que la présence d'ondes stationnaires dans le feeder indique une mauvaise adaptation de ce dernier sur l'aérien.

Un twin-lamp est représenté sur la figure XV-45 ; il est composé d'une boucle de couplage et de deux ampoules 1 et 2 montées en opposition. Le tout est installé entre deux fils parallèles entre la sortie de l'émetteur et le départ FF' du feeder.

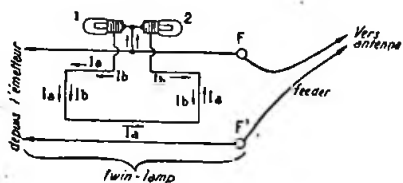


Fig. XV-45

Comme le montrent les flèches sur la figure, si le feeder travaille bien en ondes progressives, le courant induit I_a et le courant dérivé I_b s'ajoutent d'un côté et s'annulent de l'autre (1).

Par conséquent, si le feeder est bien connecté, vers l'antenne, à une charge égale à son impédance propre, en d'autres termes, si aucune onde est réfléchie dans le feeder, l'ampoule 1 doit éclairer fortement, tandis que l'ampoule 2 doit rester sombre. S'il n'en était pas ainsi, il y aurait lieu de retoucher l'adaptation vers l'aérien. Cette mise au point effectuée, le twin-lamp peut être supprimé, et les feeders connectés,

(1) Le courant dérivé I_b rejoint le feeder F' par capacité.

comme il se doit, directement sur l'émetteur, selon la charge requise.

Les ampoules 1 et 2 peuvent être du type 6,3 V — 0,3 A ; mais il va de soi qu'en employant des ampoules 2 V — 0,06 A, la sensibilité de l'instrument sera beaucoup plus grande.

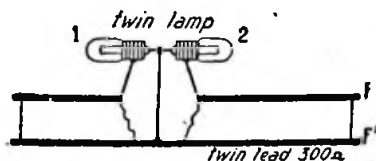


Fig. XV-46

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 144 Mc/s, une longueur de 20 cm. environ convient bien.

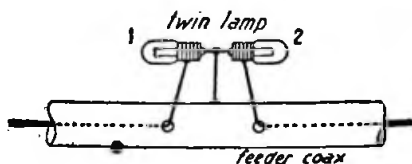


Fig. XV-47

Certains amateurs préfèrent avoir un twin-lamp connecté en permanence à la sortie de l'émetteur (bien que son emploi ne soit nécessaire que pour la mise au point de l'aérien). Dans ce cas, il est inutile de réaliser le montage de la figure XV-45 ; la figure XV-46 indique l'installation d'un twin-lamp sur un feeder « twin-lead 300 Ω ».

Enfin, la figure XV-47 montre l'emploi d'un twin-lamp sur un feeder coaxial.

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 cir-

cuits spéciaux vus au § 4 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, rebroussement 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 q la charge par unité de longueur d'un fil de grille. Le champ en E a pour valeur :

$$V = \frac{4q}{EA} \cos \theta$$

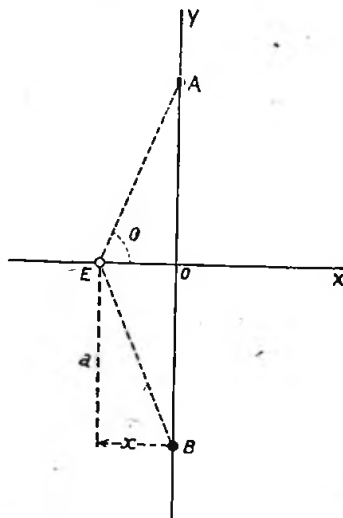


Fig. XVI-1

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 :

$$m \frac{d^2x}{dt^2} = e V = e \frac{4q}{EA} \cos \theta =$$

$$\frac{4qex}{EA^2} = \frac{4qex}{a^2 + x^2}$$

On peut admettre que x est beaucoup plus petit que a et, de ce fait, on peut admettre aussi que :

$$m \frac{d^2x}{dt^2} = \frac{4qex}{a^2}$$

Cette équation exprime que l'électron E oscille de part et d'autre du point O et que sa pulsation ω est :

$$\begin{aligned} \omega &= \frac{2}{a} \left(\frac{qe}{m} \right)^{0,5} \\ &= \frac{2}{a} \sqrt{\frac{qe}{m}} \end{aligned}$$

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.

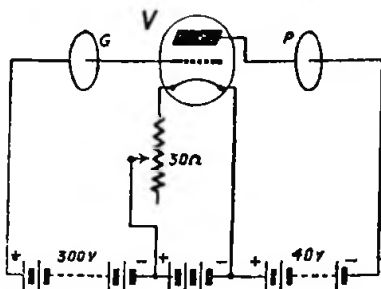


Fig. XVI-2

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 $\lambda/2$, 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-

(1) D'après F. Bedeau, 1937.

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.

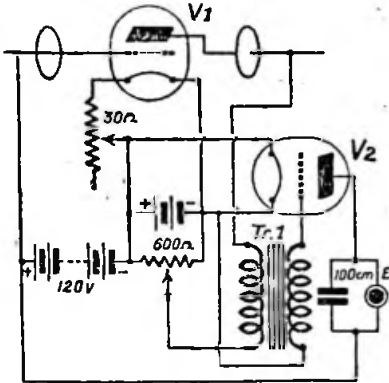


Fig. XVI-3

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 dissipation 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 aéro-dromes de Saint-Ingelvert et de Lypne, 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 : $V_f = 2,8$ à 3 volts. $I_f = 2,75$ 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 70 cm. de λ . Mentionnons, à titre indicatif, quelques lampes de ce genre : la Western Electric 316A et les types 12 et 24 de la Société française Saprec.

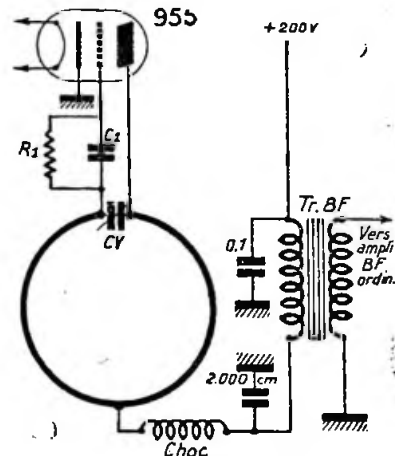


Fig. XVI-4

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, 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 q la charge par unité de longueur d'un fil de grille. Le champ en E a pour valeur :

$$V = \frac{4q}{EA} \cos \theta$$

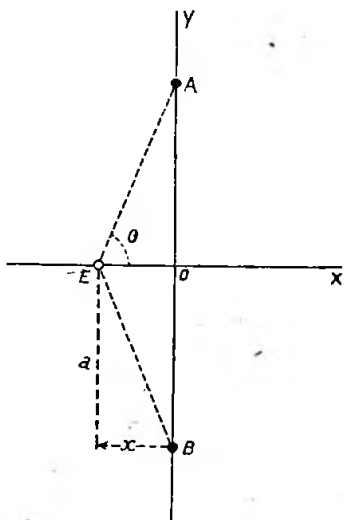


Fig. XVI-1

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 :

$$m \frac{d^2x}{dt^2} = e V = e \frac{4q}{EA} \cos \theta =$$

$$\frac{4qex}{EA^2} = \frac{4qex}{a^2 + x^2}$$

On peut admettre que x est beaucoup plus petit que a et, de ce fait, on peut admettre aussi que :

$$m \frac{d^2x}{dt^2} = \frac{4qex}{a^2}$$

Cette équation exprime que l'électron E oscille de part et d'autre du point O et que sa pulsation ω est :

$$\begin{aligned} \omega &= \frac{2}{a} \left(\frac{qe}{m} \right)^{0,5} \\ &= \frac{2}{a} \sqrt{\frac{qe}{m}} \end{aligned}$$

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.

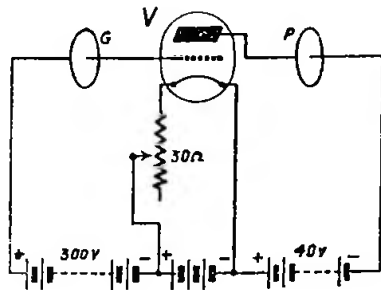


Fig. XVI-2

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 $\lambda/2$, 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-

(1) D'après F. Bedeau, 1937.

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., de rapport 3; la grille est portée à environ + 120 volts.

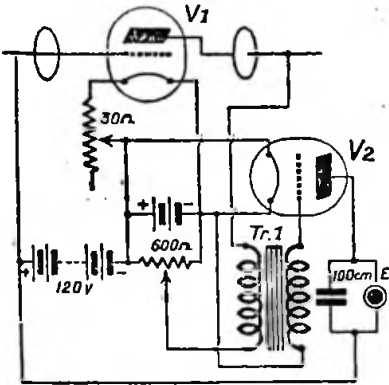


Fig. XVI-3

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 dissipation 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 Lypnpe, 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 : $V_f = 2,8$ à 3 volts. $I_f = 2,75$ ampères.

Tension moyenne de grille : + 200 à + 300 volts.

Tension plaque : environ - 70 volts.

Dissipation grille maximum : 18 watts.

Courant de grille maximum : 60 millampères.

§ 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 70 cm. de λ . Mentionnons, à titre indicatif, quelques lampes de ce genre : la Western Electric 316A et les types 12 et 24 de la Société française Saprec.

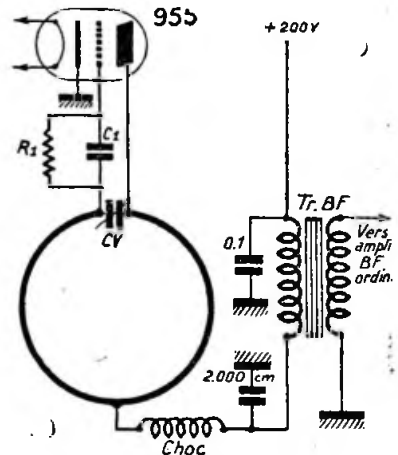


Fig. XVI-4

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

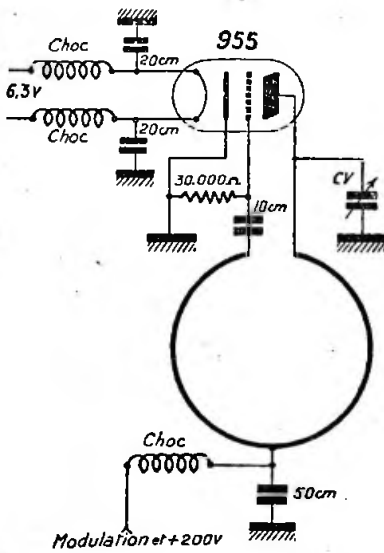


Fig. XVI-5

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 mégohms. 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. Mais, rassurez-vous, nous n'en sommes plus au détecteur à galène instable ! Il s'agit d'un détecteur au silicium (employé dans les radars, par exemple). C'est 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).

Station complète 420 Mc/s.

a) Le récepteur (fig. XVI-6).

Il s'agit d'un récepteur à super-réaction autodyne. Les réglages s'opèrent simultanément par variation de couplage entre L_1 et L_2 et par la 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 6C5 et un tube 6V6, liaison par capacité et résistance. Le gain B.F. s'ajuste par Pot.2.

Voici les caractéristiques des organes de ce récepteur 420 Mc/s :

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.

(1) Voir chapitre IV § 9 et, également, chapitre XV § 9.

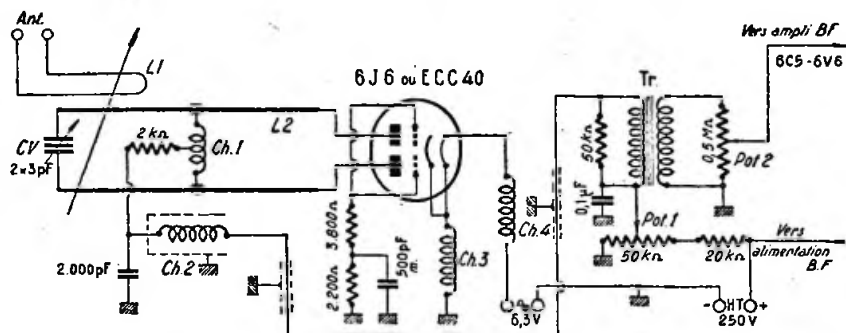


Fig. XVI-6

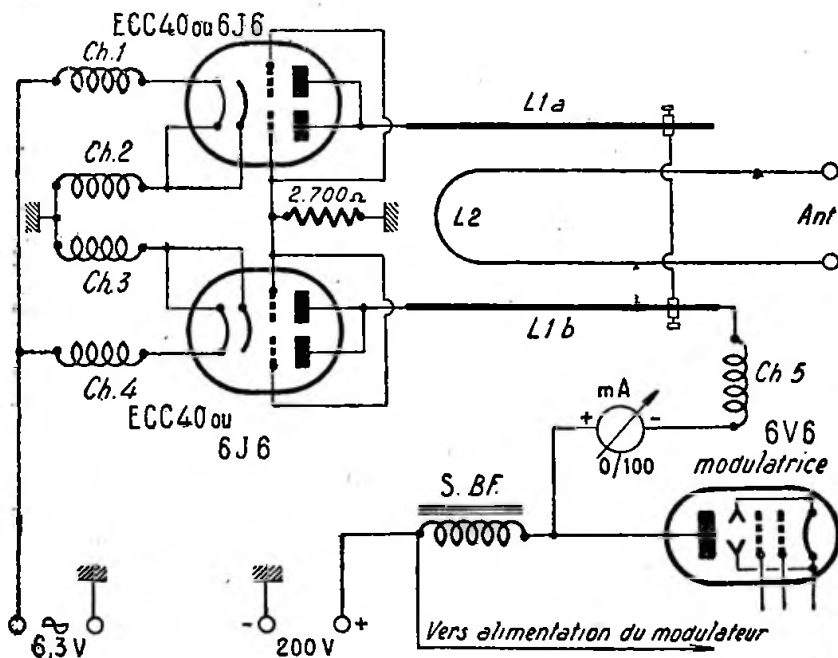


Fig. XVI-7

$Ch_1 = 19$ 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).

$Ch_2 =$ self 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-7).

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 ECC40, de la série européenne). Les selfs de choc ($Ch_1, Ch_2, Ch_3, Ch_4, Ch_5$) 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), 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 420-450 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 contrôleur 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 6V6, et la self de modulation (S.BF), une petite self de filtrage ordinaire avec léger entrefer.

§ 4. — 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.

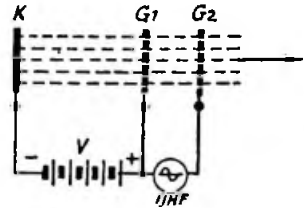


Fig. XVI-8

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 une même tension de base, V; entre ces grilles est appliquée une différence de potentiel alternative à U.H.F.

(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.

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 énergétique du courant, lorsque les électrons partent de G_1 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 minimales). 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 ra-

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

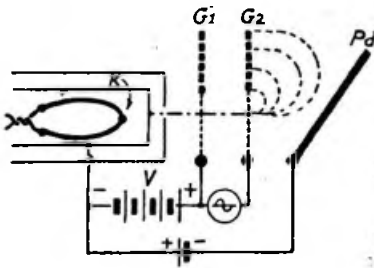


Fig. XVI-9

pidés 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_1 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.

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.

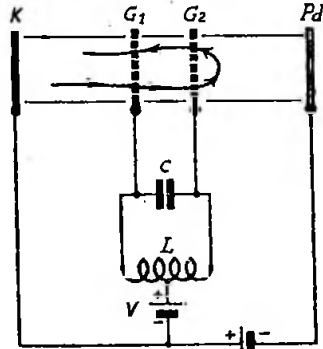


Fig. XVI-10

doit correspondre à un angle de parcours de π .

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-

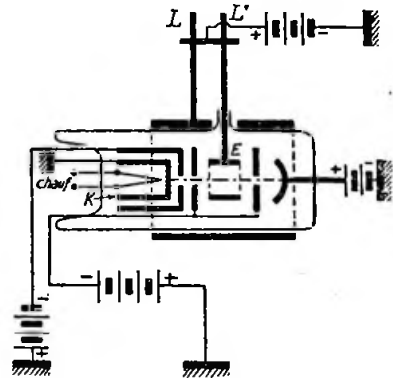


Fig. XVI-11

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 xy ,

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.

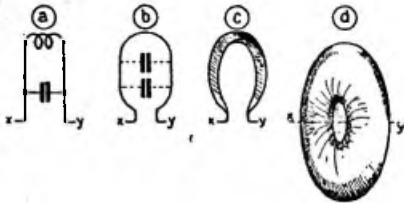


Fig. XVI-12

Des cavités résonnantes de toutes formes sont utilisées sur U.H.F.; nous en reparlerons avec les tubes-phares et les magnétons.

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.

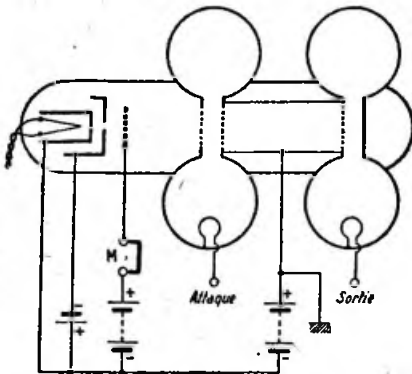


Fig. XVI-13

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.

(1) Non obligatoire pour le fonctionnement de la cavité.

Nous arrêtons là ces quelques notes élémentaires sur les tubes à modulation de vitesse, car nous risquerions de sortir du domaine de l'amateur.

§ 5. — 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 » (1), dénommés ainsi à cause de leur ressemblance avec les tours surmontées d'un fanal placées le long du littoral.

Dans ce genre de 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.

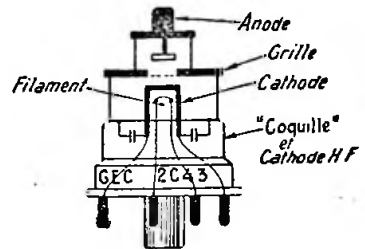


Fig. XVI-14

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.

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).

(1) Ces tubes portent également le nom de « tubes à disques scellés ».

D'autre part, la figure XVI-15 nous montre un montage d'oscillateur utilisant 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 di-

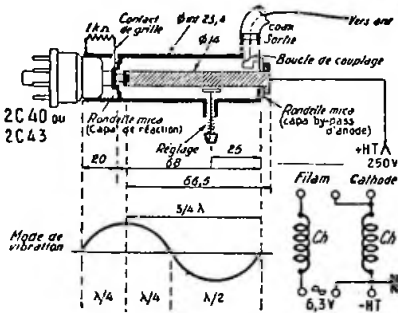


Fig. XVI-15

mensions 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).

§ 6. — 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.

(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 $1/4 \lambda$.

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 gauss, on peut mettre en jeu des puissances de quelques watts pour des λ 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-réflécteur.

Des émetteurs en 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 ».

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 cir-

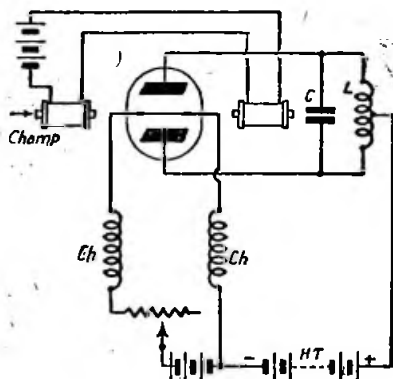


Fig. XVI-16

cuit 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.

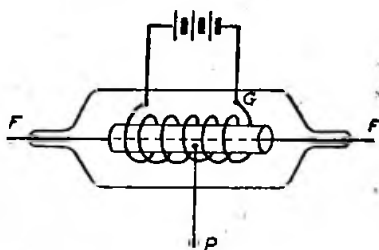


Fig. XVI-17

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 ; 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 gauss ; 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 gauss.

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.

(1) D'après les « Proceedings of the Institute of Radio-Engineers ».

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 AB, soit la portion CD du courant à U.H.F. La section CD est cependant plus intéressante, car, à cet endroit,

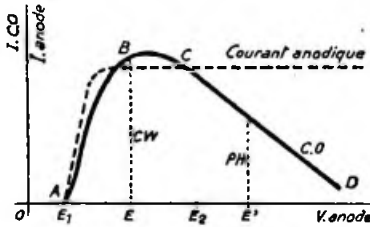


Fig. XVI-18

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 CD (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 E₁ et E₂ (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'oscillation n'est plus déterminée par un circuit extérieur LC, 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 μ », car il y a un déphasage de μ 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 poten-

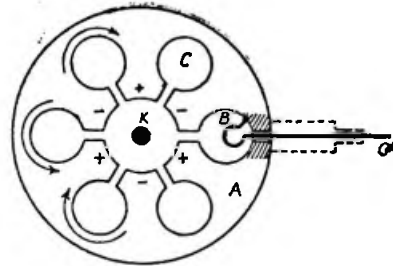


Fig. XVI-19

tiel 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 oersteds, fournissant 40 watts en régime continu et... 45 kilowatts en régime d'impulsions.

Ainsi, sur les ondes de 3 à 6 cm, on peut prévoir un bel avenir aux magnétrons.

Radiophonie à courte distance

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 T.S.F. courants, afin de ne pas gêner la réception de la radiodiffusion), soit entre 30 et 146 Mc/s en U.H.F. (de 10 à 2 mètres de longueur d'onde). Et c'est pourquoi nous avons placé ce chapitre après l'étude des ondes très courtes.

Suivant le montage utilisé, nous verrons les interphones à onde porteuse, les inter-offices, les transceivers alternat et duplex. Chacun pourra ainsi choisir l'appareil qui répondra le mieux à ses besoins.

§ 1. — Inter-office communication systems

Ces appareils constituent de véritables petits émetteurs présentés sous la forme de coffrets portatifs. Branchés au secteur de distribution électrique, ils émettent sur celui-ci qui sert d'antenne.

L'écoute se fait sur un récepteur ordinaire, comme s'il s'agissait d'une émission de radiodiffusion courante. Il suffit donc de choisir une longueur d'onde donnée sur laquelle travaillera le petit émetteur et de laisser branchés le ou les récepteurs, accordés sur la même λ . On réalise ainsi un excellent transmetteur d'ordres, sans aucun fil de liaison autres que ceux du secteur. Notons, cependant que le montage n'est pas réversible : pour effectuer des liaisons bilatérales, chaque correspondant doit posséder un émetteur et un récepteur.

Note importante.

Il ne faut pas perdre de vue que l'onde porteuse ne franchira pas les organes à haute impédance placés sur la ligne-sec-teur (transformateurs, compteurs, etc...).

(1) L'étude de la *téléphone* 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 ».

champ d'action demandé est beaucoup plus restreint. Aussi peut-on utiliser simplement le montage de la figure XVII-2; le circuit L_1 -CV. détermine la fréquence d'émission.

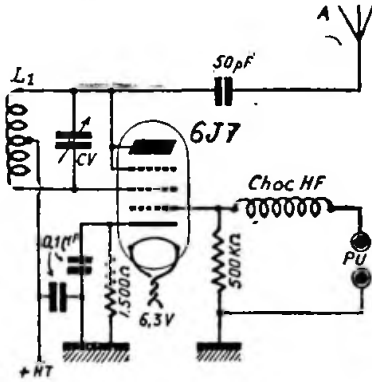


Fig. XVII-2

Un modèle plus perfectionné est montré sur la figure XVII-3. Il utilise une 6E8 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'an-

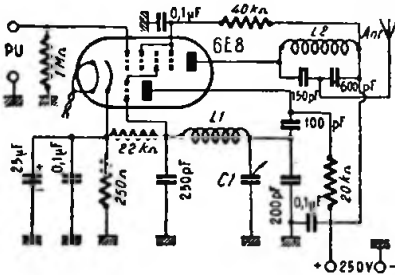


Fig. XVII-3

tenne; 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.

Sur ces montages (fig. XVII-2 et 3) il est intéressant de prévoir un potentiomètre à l'entrée P.U. pour doser le volume de modulation : potentiomètre de 50 kΩ pour pick-up magnétique; potentiomètre de 500 kΩ ou 1 MΩ pour pick-up piézoélectrique.

§ 2. — Interphone « alternat » à onde porteuse

Ce montage comporte, en plus d'un petit amplificateur basse fréquence nécessaire à l'amplification des courants téléphoniques, un étage spécial qui fonctionne *alternativement* en oscillateur pour la transmission et en détecteur pour l'écoute, par la manœuvre d'un commutateur. Un schéma de ce genre est donné sur la figure XVII-4. Il comprend une triode 6CS oscillatrice-détectrice, une 6F5 amplificatrice de tension et une 6M6 (ou EL3) pentode B.F. finale.

Un inverseur à trois commandes et deux directions permet de passer rapidement d'émission « E » à réception « R ».

Dans la position « émission », la 6CS oscille du fait de la présence d'une self de choc 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 est connectée entre grille et masse.

La modulation est réalisée par « choke system Heising », à partir de l'anode de la 6M6. 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 -CV₁ et L_2 -CV₂ sont dimensionnés suivant la longueur d'onde de travail choisie (généralement comprise entre 625 et 670 mètres, soit 480 et 450 kilocycles environ).

En A, on réalise le couplage : soit par fil porteur, soit sur les canalisations de distribution électrique; soit, enfin, par un petit pont aérien.

Dans la position « réception », la 6CS 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 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 6 ohms; secondaire 50.000 ohms à prise médiane.

Tr. : primaire 7.000 ohms ; secondaire 6 ohms.

L'alimentation, non représentée, est d'un type courant, mais soigneusement filtrée.

Il va de soi que les deux correspondants doivent utiliser deux appareils semblables et travailler sur la même fréquence porteuse.

qui se pose. Plusieurs solutions sont proposées :

1° On peut utiliser deux longueurs d'onde différentes ; nous verrons plus loin un appareil de ce genre.

2° On peut employer l'émetteur comme oscillateur local du récepteur superhétérodyne permettant l'écoute.

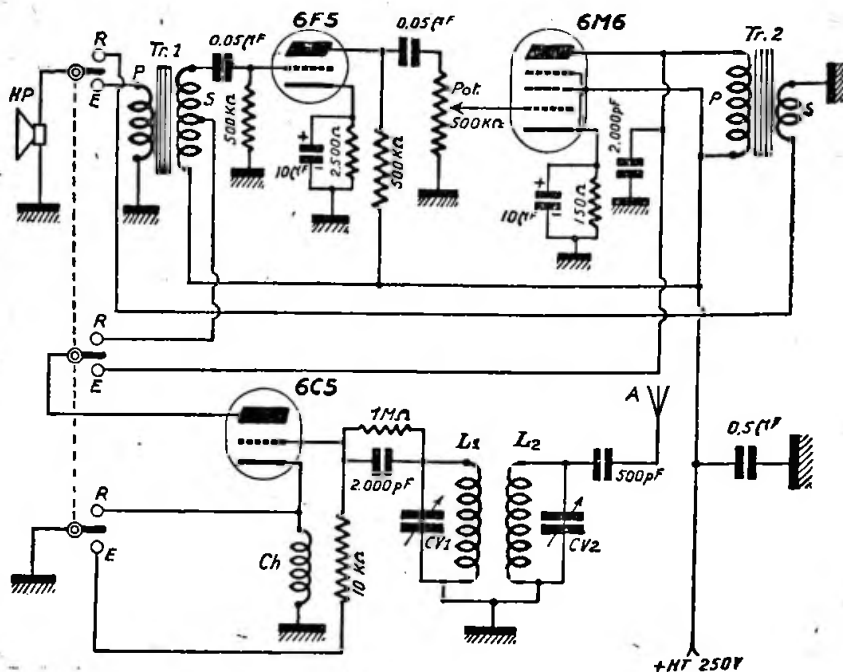


Fig. XVII-4

§ 3. — Radiotéléphone « duplex » à onde porteuse

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.

Comment soustraire un récepteur à l'action d'un émetteur placé dans le voisinage immédiat ? Tel est le problème

3° On peut, enfin, rendre alternative-ment 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 un λ de 3 mètres, et reçu par un autre dipôle à une vingtaine de kilomètres, suffit à blo-

quer 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 :

Pendant les périodes où elle n'est pas bloquée, l'oscillation est amplifiée. L'opération s'exécute en trois phases (fig. XVII-5) :

- 1° Une période de blocage (phase 1).
 - 2° Une période de sensibilité (phase 2).
- L'appareil fonctionne en récepteur ; une

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.

En résumé, disons que, dans de tels montages, on met systématiquement à profit le rayonnement dans l'antenne des appareils à super-réaction.

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

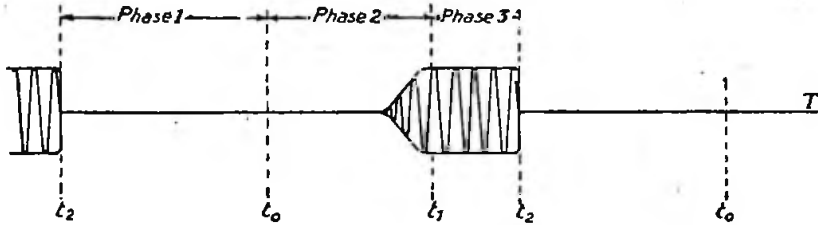


Fig. XVII-5

oscillation reçue par l'aérien provoque l'oscillation du système (sensibilité extrême avant l'accrochage).

3° Une période d'oscillation proprement dite (phase 3). L'appareil fonctionne en émetteur comme un auto-oscillateur ordinaire.

Pour obtenir un fonctionnement correct en duplex téléphonique, les deux postes en communication ayant leurs fré-

d'un tube type 30. C'est ce dernier oscillateur qui est modulé par le microphone, par l'intermédiaire du transformateur Tr_1 (rapport 1/30, en général).

L'oscillateur U.H.F. utilise deux selfs L_1 et L_2 , couplées et montées en série avec CV_1 , de 100 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_2 permet le couplage à l'aérien.

Ce sont des selfs de chocs U.H.F. constituées par une trentaine de tours en 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_3 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_3 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

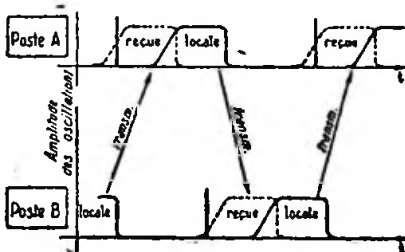


Fig. XVII-6

quences de blocage exactement égales, il faut que le déphasage entre elles soit tel que la phase 3 (émission) de l'un corresponde à la phase 2 (réception) de l'autre. Ce calage de la phase dépend, évidemment, de la distance qui sépare les deux correspondants.

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.

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.

tions sonores en variations de l'intensité d'un faisceau lumineux dirigé par un projecteur.

Après avoir parcouru la distance qui sépare les deux postes transmetteur et récepteur, le faisceau de lumière modulée 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. SF_1 est une self à fer à prise médiane, présentant une impédance de 10.000 ohms d'anode à

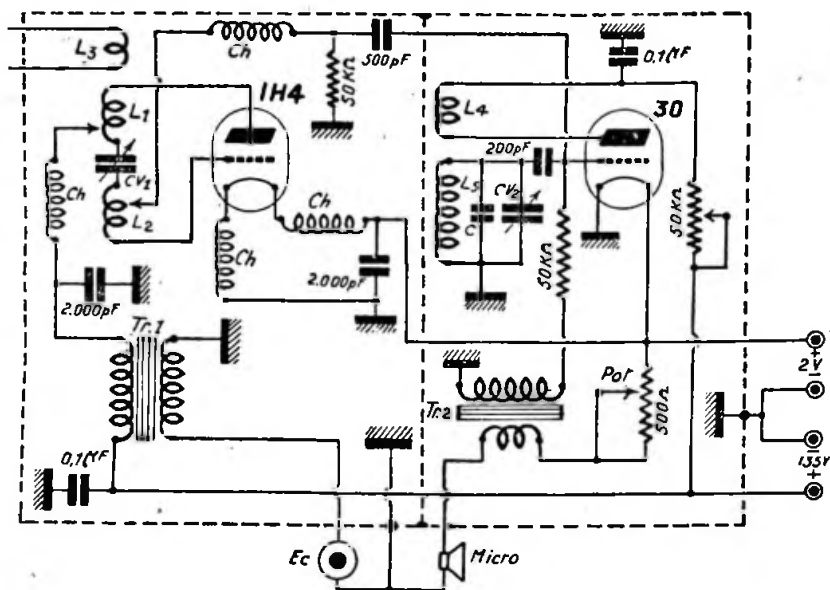


Fig. XVII-7

§ 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 vibra-

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'émet-

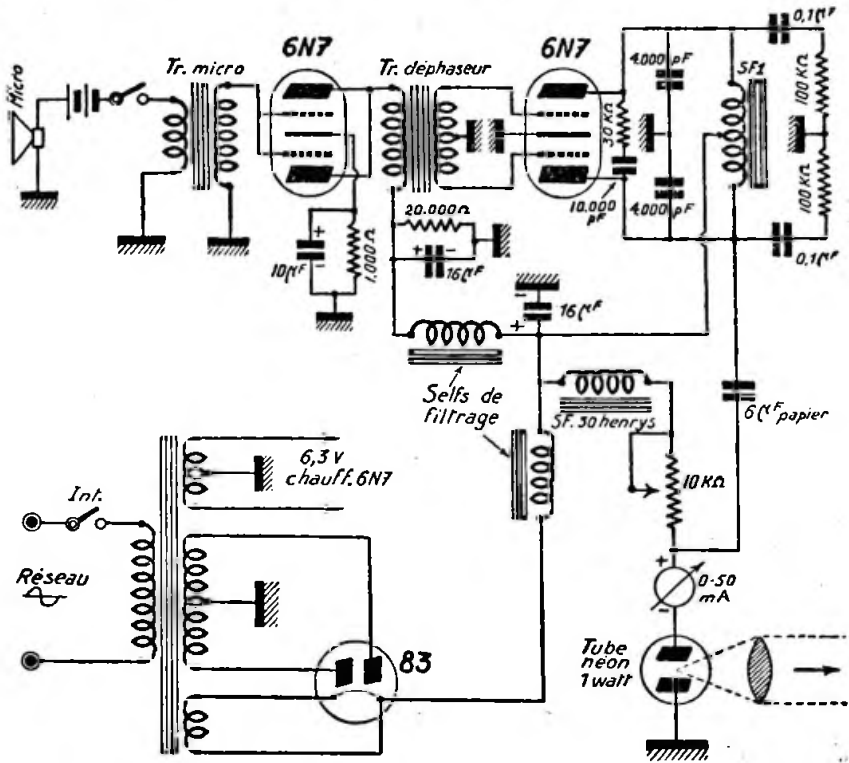


Fig. XVII-8

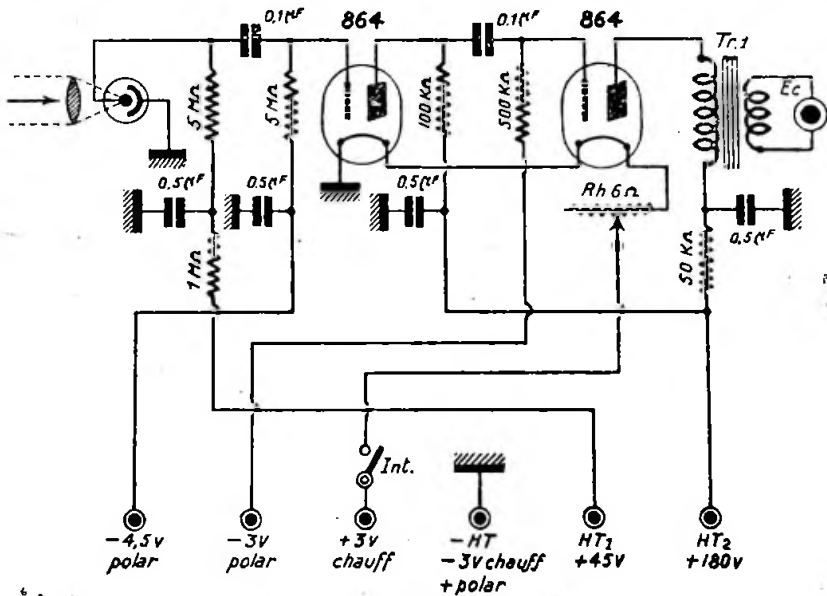


Fig. XVII-9

tre un faisceau bien parallèle, et recommande d'essayer préalablement des lentilles 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 des tubes genre 1E4). L'écoute se fait à la sortie du transformateur d'adaptation, Tr.1.

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 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.

§ 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, en utilisant les mêmes tubes et les mêmes organes constitutifs, par la manœuvre d'un inverseur simple ou multiple (combinateur).

A) Transceiver à un tube.

Cet appareil (fig. XVII-10) utilise une seule lampe 6C5 (ou 76) décollotée, qui fonctionne en détectrice super-réaction pour la réception (position R) et en oscillatrice pour l'émission (position E). Tr.1 est le transformateur d'adaptation du microphone charbon (en général, rapport 1/30); Ec est un casque de résistance 4.000 ohms; les bobinages Ch sont des selfs de choc U.H.F. constituées chacune par 40 tours

environ de fil cuivre de 15/100 de mm., 10 mm. de diamètre, deux couches soie, sur un petit mandrin de 10 mm. de diamètre.

La lampe utilisée ayant une consommation assez faible, on peut alimenter ce transceiver, soit par batteries (piles ou accus), soit par une petite alimentation secteur.

Pour la bande 2 mètres, on utilise une self L₂ de 3 tours de fil de cuivre de 16/10 de mm., sur air, diamètre 12 mm.

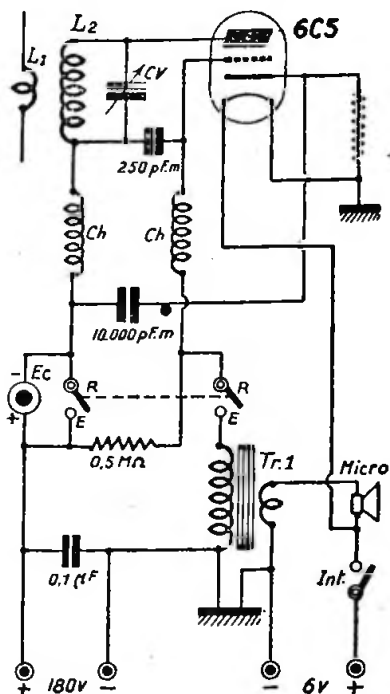


Fig. XVII-10. — La résistance cathodique du tube 6C5 a une valeur de 400 Ω

(écartement entre spires égal au diamètre du fil). L₁, bobine d'antenne, comporte 1 tour de même fil sur le même diamètre.

Le C.V. de 10 picofarads est commandé par un long prolongateur d'axe isolant avec flector, pour éviter l'effet de main. Les capacités fixes marquées « m », selon l'usage, sont du type à diélectrique mica.

D'excellents résultats ont été obtenus également en utilisant, à la place du tube 6C5, un tube VT67 de l'U.S. Army. Fonctionnement en poste mobile sur batteries: chauffage 2 V et H.T. 140 V.

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.

sur air, diamètre 16 mm., pour un condensateur C.V. de 10 pF (bande 2 mètres). Pour L_1 , 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.

2° Alimentation par secteur.

Dans ce cas, on peut utiliser des tubes plus puissants, puisque nous ne sommes plus limités par la consommation. Notons, en passant, que l'alimentation peut cepen-

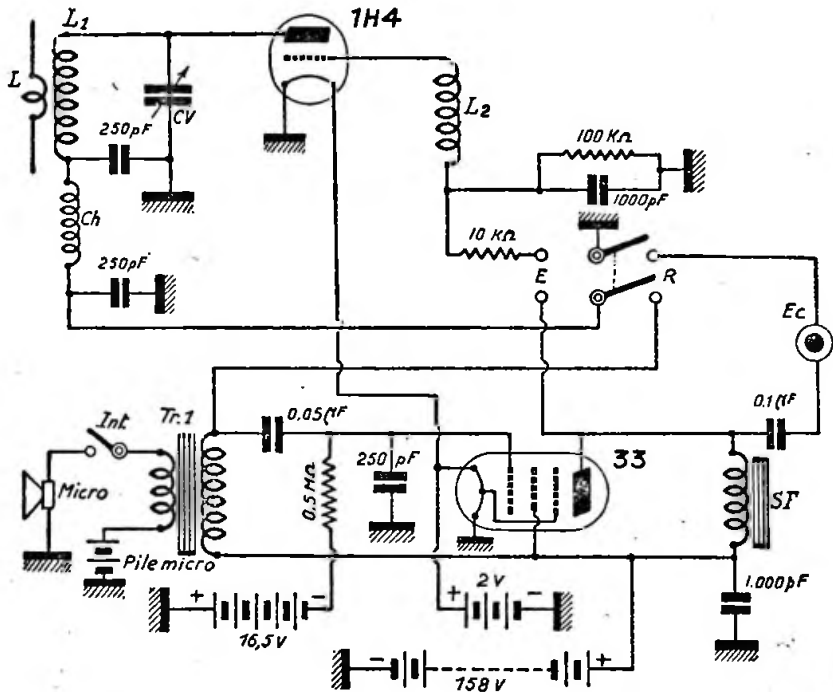


Fig. XVII-11

La self de choc 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 μ F 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,

tant être faite également à partir d'une batterie d'accumulateurs (genre batterie de voiture), avec génératrice ou vibreur, pour la H.T.

Nous donnons (fig. XVII-12) un schéma de transceiver de ce genre déjà puissant. Une 6V6, montée en triode, fonctionne en oscillatrice à l'émission et en détectrice super-réaction autodyne à la réception. La section B.F. est équipée d'un tube EL3. Comme indiqué pour les autres montages, on emploiera le plus possible des capacités à diélectrique mica. D'autre part, les selfs

de choc Ch seront toujours réalisées de la même façon.

Voici maintenant les valeurs des selfs :

L_1 : 5 tours de fil de cuivre de 16/10 de millimètre, sur air, diamètre 10 mm. ; écartement de 3 mm. entre spires, avec C.V. de 10 pF commandé par un long prolongateur d'axe isolant (pour la bande 2 m.).

C) Transceiver à trois tubes.

Ce montage (fig. XVII-13) ne diffère du précédent que par la section basse fréquence. Cette partie utilise, en effet, deux tubes 6C5 et 6V6 en cascade, et permet l'écoute en haut-parleur. La bobine mobile de ce dernier est coupée pour l'émission, de façon à éviter l'effet Larsen (réaction du H.P. sur le micro).

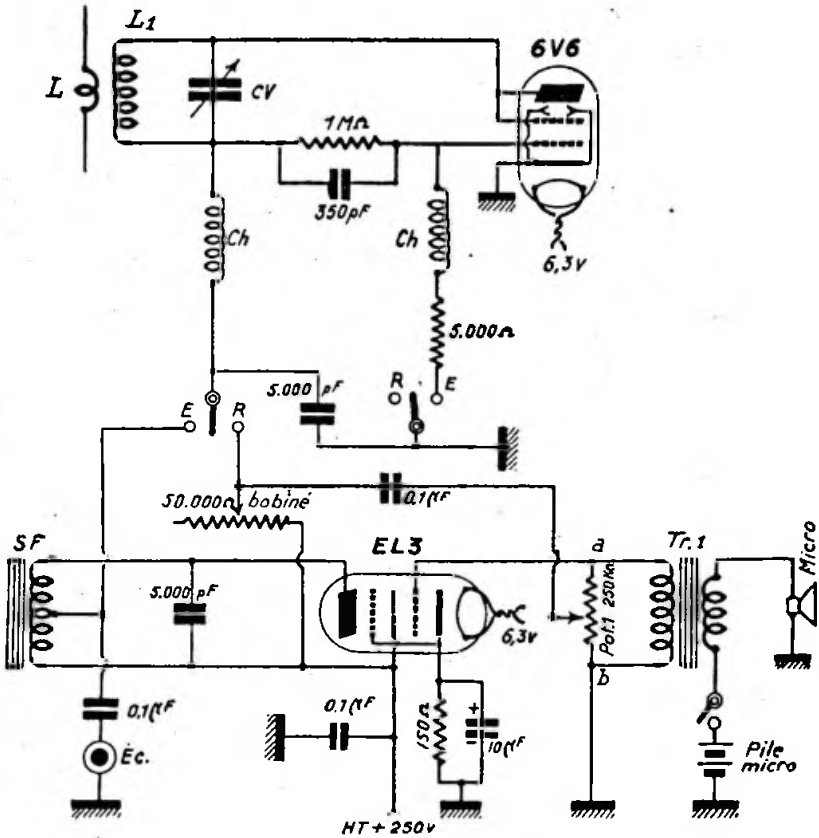


Fig. XVII-12

L : bobine de couplage d'antenne, 2 tours, même fil, même diamètre.

Enfin, SF est une petite self à prise médiane, d'une inductance de 20 henrys environ.

Notons que le potentiomètre Pot.₂, de 250.000 ohms, permet le réglage de la puissance B.F. uniquement en réception. En position « émission », le curseur est ramené en b.

Le potentiomètre Pot.₁, de 500.000 ohms, permet le réglage de l'amplification B.F.; quant au potentiomètre Pot.₂, de 50.000 ohms, ajustant le fonctionnement du tube 6V6 (I) en super-réaction, il sera de préférence du type bobiné.

Le transformateur Tr. M. est un peu spécial; il comporte, en effet, deux enroulements primaires A et B. Voici deux

moyens pour tourner la difficulté que l'on a à se procurer un tel transfo :

a) Choisir un vieux transfo B.F. rapport 3 ou 5 de poste à accus, ayant un espace libre dans le logement réservé aux bobinages. Par dessus les enroulements existants, bobiner à spires rangées environ 200 tours de fil en cuivre émaillé de 30/100. Le primaire et le secondaire existants formeront respectivement les enroulements A (anode 6V6-1) et C (grille 6C5). Quant

cités pour la grille de la lampe première B.F. 6C5 (voir montage de la figure XVII-11, par exemple).

Important.

Remarque concernant les tubes oscillateurs.

De l'examen des figures précédentes, il ressort que nous avons utilisé comme tubes oscillateurs, des tubes absolument classi-

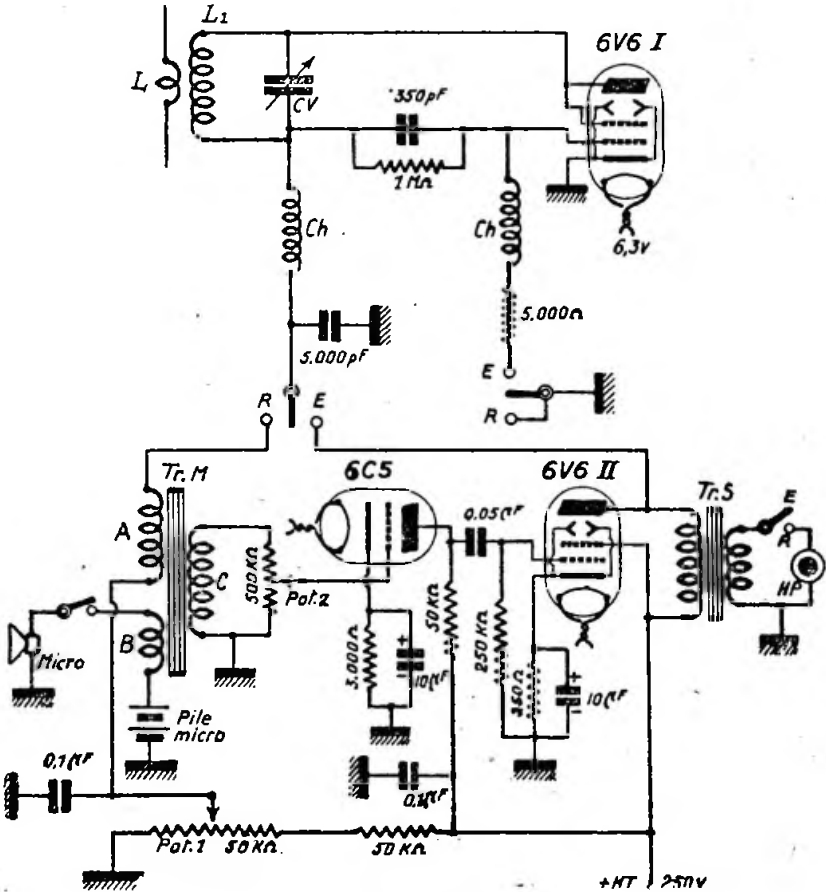


Fig. XVII-13

à celui que l'on vient de bobiner, il constituera l'enroulement B (primaire microphonique) ;

b) La seconde solution consiste à utiliser un transfo d'entrée microphonique ordinaire (rapport 1/30 environ) et à réaliser un couplage par résistances et capa-

ques, types 6C5 et 6V6. En effet, ces tubes, pourtant nullement construits pour les V.H.F., fonctionnent encore relativement bien en oscillateurs sur 144 Mc/s. Il va de soi, cependant, que l'emploi de tubes spéciaux est fortement recommandé ; c'est ainsi qu'à la place du tube 6C5, on pourra

utiliser un 6C4 (pas de modifications dans le montage). D'autre part, à la place du tube 6V6, 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-14, donnant le montage d'un HY75 en oscillateur, sur 144 Mc/s (bande 2 mètres).

Les selfs 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.

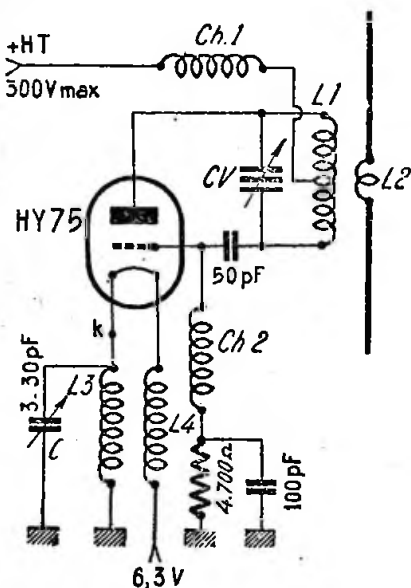


Fig. XVII-14

$L_1 = 2$ tours avec prise médiane, en tube de cuivre poli de 3 mm., sur air, diamètre 16 mm., pas de l'enroulement 8 mm.

$L_2 = 1$ 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.

Revenons aux tubes courants (6C5, 6V6, par exemple); une nette amélioration du fonctionnement est obtenue en supprimant

le culot de la lampe et en soudant les connexions directement aux fils de sortie du tube. Les lampes de la série miniature américaine, à sorties sur verre, se prêtent également très bien aux essais sur 144 Mc/s (type 6AQ5, par exemple).

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 « duplex »

Nous avons dit que les transceivers permettent la radiotéléphonie en « alternat », c'est-à-dire émission et réception tour à tour, suivant la position E ou R d'un inverseur généralement multiple. Mais il est facile de réaliser de la radiotéléphonie duplex, de façon à pouvoir parler pendant que l'on écoute son correspondant.

Il suffit simplement que chaque opérateur possède en même temps émetteur et récepteur séparés en fonctionnement, les deux émetteurs travaillant sur des longueurs d'onde assez éloignées l'une de l'autre, afin d'éviter le blocage du récepteur situé dans le voisinage immédiat.

Le récepteur de l'un des correspondants est naturellement accordé sur la fréquence de l'émetteur de l'autre, et la conversation s'écoule exactement comme au téléphone ordinaire.

La figure XVII-15 donne les schémas du petit émetteur et du petit récepteur pouvant équiper chaque station.

En A, nous avons un tube 6C5 (ou mieux, 6C4, comme nous venons de le voir), monté en oscillateur Colpitts. Les selfs L_1 et L_2 ont chacune 3 tours de fil de cuivre 16/10, bobinés sur air, diamètre 10 mm. (écartement entre spires égal au diamètre du fil). L_3 , self de couplage d'antenne, mêmes caractéristiques, mais 2 tours seulement; elle est logée, comme l'indique le schéma, entre L_1 et L_2 . C, ajustable de 100 pF, doit avoir un diélectrique mica « puissant », en raison de la forte tension H.F. à ses bornes. Le condensateur variable C.V., de 10 pF, est

commandé par un long prolongateur d'axe isolant, afin d'éviter l'effet de l'approche de la main (valeurs pour bande, 144 Mc/s).

Enfin, Tr.₁ est le transformateur d'adaptation du micro charbon utilisé (environ rapport 1/30), et SF, une petite self à fer d'une induction de 20 à 30 henrys (self de modulation).

Le schéma du récepteur est donné en B ; il utilise une 1H4 triode. L'₁ comporte 5 tours de fil de 16/10 de millimètre enroulés sur air, diamètre 10 mm., prise au centre (écartement entre spires égal au diamètre du fil), avec C.V. de 10 pF éga-

plus importants, voire pilotés, en utilisant un plus grand nombre de tubes, dont certains dits de « puissance » ; voir chapitre XV.

§ 7. — 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 chapi-

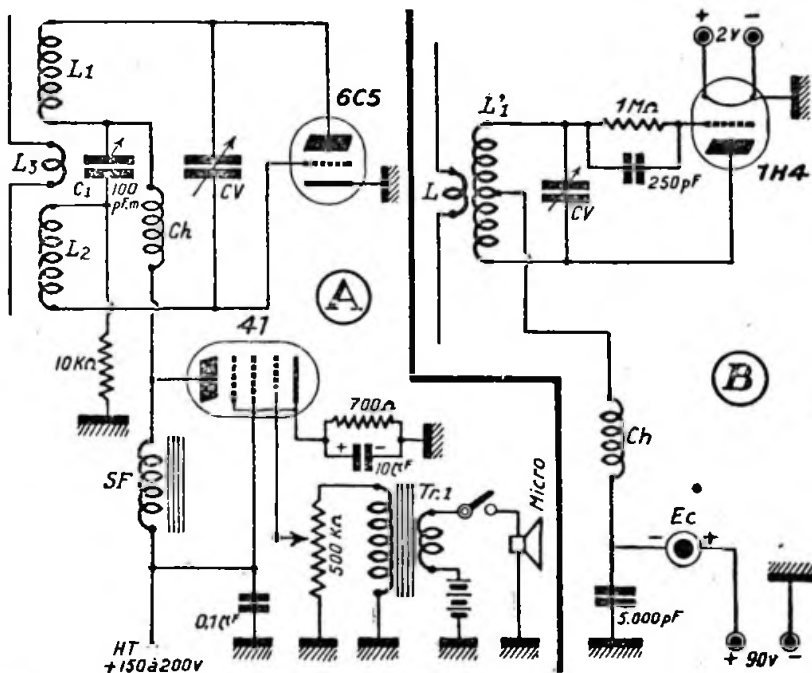


Fig. XVII-15

lement, commandé par un prolongateur d'axe isolant. L, self d'antenne, est constituée par deux tours de même fil et même diamètre, sur air.

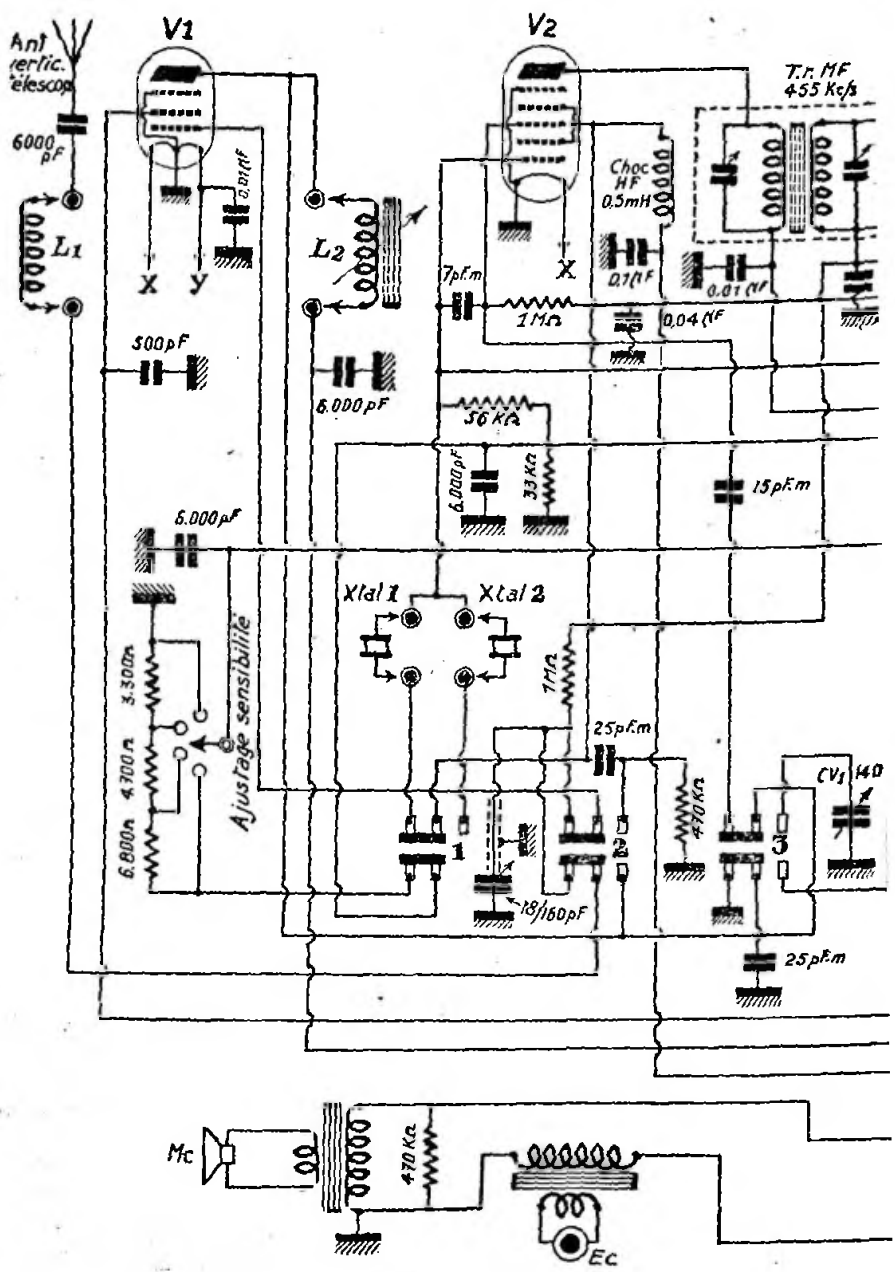
Le casque Ec a une résistance de 4.000 ohms. Enfin, les selfs de choc Ch, pour l'émetteur comme pour le récepteur, sont constituées par 50 tours de fil de 20/190 deux couches soie, sur un petit mandrin de celluloïd, par exemple, de 6 mm. de diamètre.

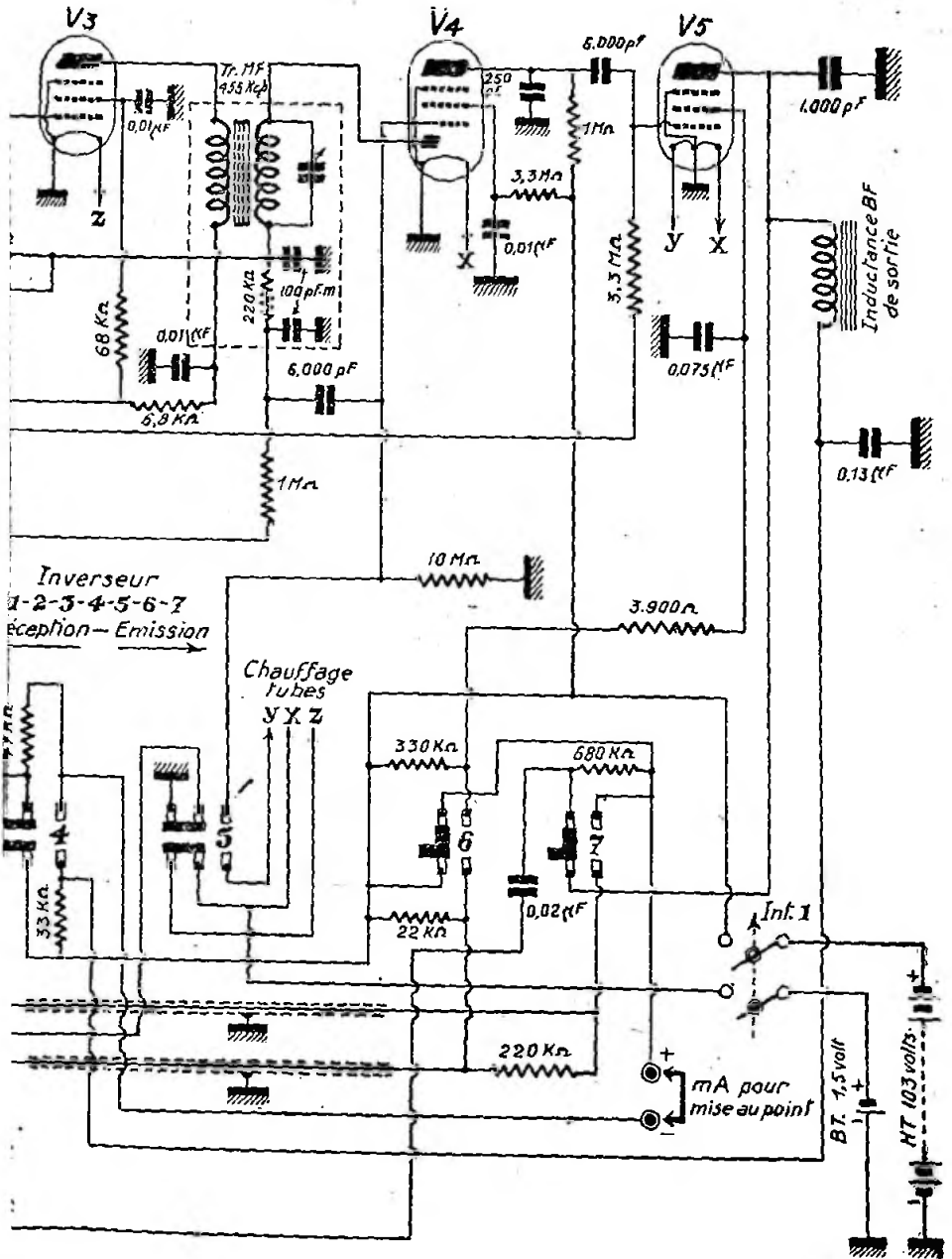
On peut d'ailleurs, tout aussi bien, réaliser des groupes émetteurs-récepteurs

tre 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).

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 !!!

§ 8. — 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).

Nous avons représenté, sur toutes les figures, un dipôle vertical comme aérien ; c'est, en effet, un des systèmes les plus intéressants pour ce genre d'exploitation. On peut cependant utiliser une simple petite tige verticale quart d'onde, connectée directement à une spire de la self du C.O., et accordée à la base par un petit condensateur variable de quelques picofarads (alimentation en intensité), ou une tige demi-onde, connectée au C.O. par l'une de ses extrémités (alimentation en tension).

Tous les montages d'antennes U.H.F. peuvent d'ailleurs convenir (voir chapitre XIII, § 10, et plus spécialement la partie F de ce paragraphe).

§ 9. — Emetteur-récepteur 144 Mc/s

Cet appareil émetteur-récepteur (figure XVII-16) diffère sensiblement des transceivers que nous avons étudiés jusqu'ici ; en effet, il présente la particularité suivante : deux étages bien distincts, comprenant chacun un tube et un circuit oscillant, constituent séparément l'auto-oscillateur et le détecteur super-réaction autodyne. Par contre, la section B.F. est commune ; elle fonctionne alternativement en modulateur à l'émission, et en amplificateur basse fréquence en réception.

L'étage oscillateur est équipé d'une 6L6, déculottée montée en triode ; cependant, nous conseillons, sur ces fréquences

(1) D'après *Le Haut-Parleur*, n° 786.

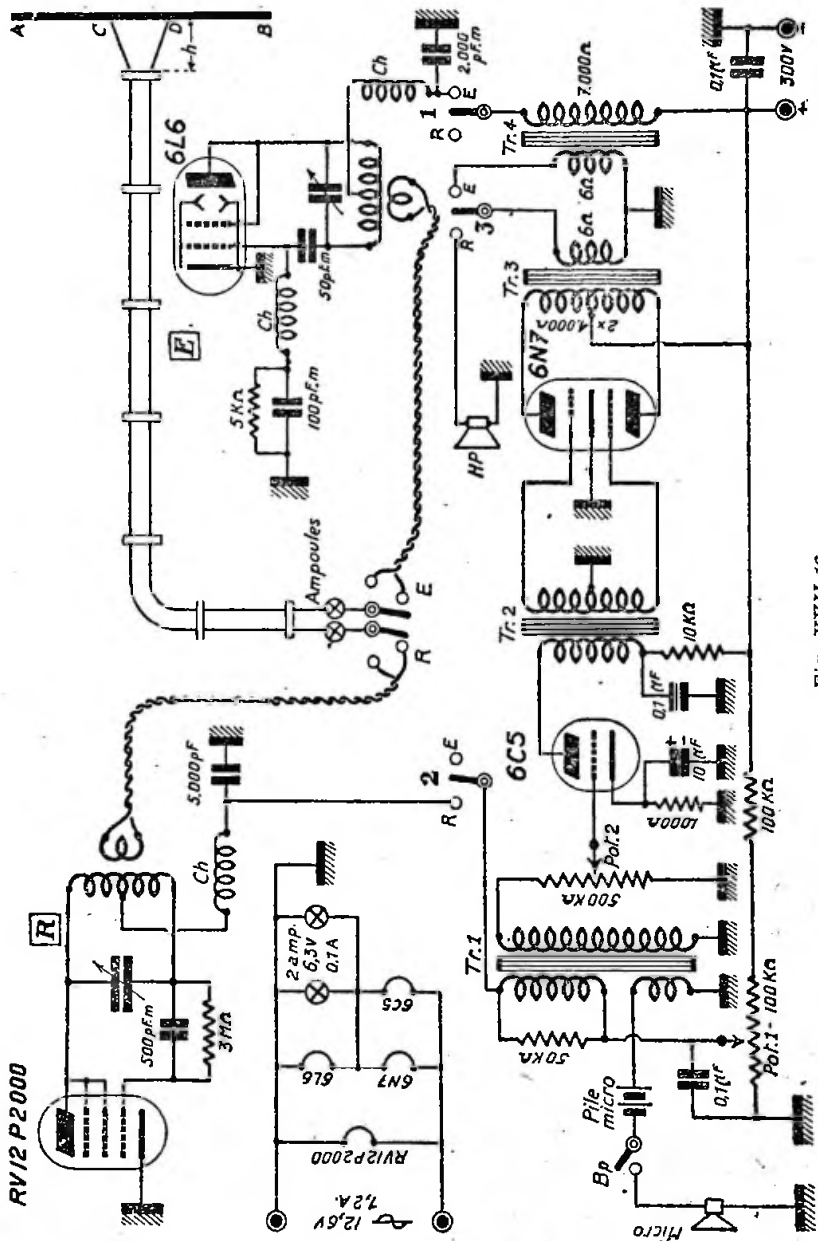


Fig. XVII-16

(144 Mc/s), le montage oscillateur de la figure XVII-14 avec tube HY75.

L'étage détecteur utilise un tube RV12 P2000, monté en triode également (tube allemand très intéressant sur U.H.F. : il descend assez facilement à 1 mètre de λ).

Le réglage de la super-réaction s'opère par le potentiomètre Pot., de 100.000 ohms, agissant sur la tension anodique appliquée à la RV12 P2000.

Quant au potentiomètre Pot., de 500.000 ohms, il règle le gain B.F. à la réception, et la puissance de modulation à l'émission.

Les deux circuits accordés sont identiques ; voici leurs caractéristiques :

a) Condensateur variable de 10 pF sur stéatite U.H.F., commandé par un prolongateur d'axe isolant (on peut utiliser aussi un condensateur à double stator ; les lames mobiles étant à la masse, l'effet de main n'est plus à craindre) ;

b) *Bobinage* : 5 tours de fil de cuivre nu très propre de 20/10 de millimètre, enroulés sur air, diamètre de 10 mm. ; écartement de 3 mm. entre spires consécutives.

Toutes les selfs de choc marquées Ch sont constituées par une quarantaine de tours de fil de 20/100, deux couches de soie, enroulés sur des petits mandrins cylindriques de stéatite de 8 mm. de diamètre.

La partie B.F. ne comprend rien de très spécial ; le transformateur d'entrée, Tr₁, est semblable à celui que nous avons vu pour les transceivers (§ 5 - C).

Tr₂ est un transfo déphaseur de plaque à deux grilles classe B (genre transfo Thordarson T19-D-06, par exemple). Il attaque, en effet, le tube 6N7 double triode push-pull, travaillant en classe B.

Cette dernière lampe est chargée par le transformateur Tr₃, impédance primaire 2×4.000 ohms (8.000 ohms de plaque à plaque), impédance secondaire 6 ohms. L'enroulement secondaire attaque, soit un petit haut-parleur à aimant permanent (en réception), soit le transformateur de modulation Tr₄, impédance secondaire environ 7.000 ohms (en émission).

Toutes les inversions nécessaires pour le passage d'émission (E) à réception (R) sont effectuées par un commutateur à galettes ; sur une première galette ordinaire (bakélite) se trouvent les inverseurs 1, 2 et 3 ; sur une autre galette, en stéatite celle-là, est monté l'inverseur double des feeders d'antenne.

L'antenne utilisée est une « doublet vertical » type double Hertz, avec attaque en « delta ». On réalise un feeder d'impédance caractéristique de 600 ohms en pré-

voyant un écartement entre les fils de 75 fois leur diamètre. D'autre part, les dimensions AB, CD et *h* de l'aérien sont déterminées suivant la fréquence exacte de travail, comme il a été dit au § 8 du chapitre XIII.

Les selfs de couplage aux étages oscillateur et détecteur comportent chacune deux tours de fil de 16/10, sur air, diamètre : 16 mm.

Deux petites ampoules (genre lampes de cadran) sont intercalées à la base des feeders.

Un redresseur H.T. fournissant 300 volts convenablement filtrés, et équipé d'une valve type 5Z3, par exemple, conviendra parfaitement. On remarquera la combinaison réalisée pour le chauffage des tubes, afin de n'avoir qu'un enroulement de 12,6 volts — 1,2 ampère.

Le microphone utilisé est une petite pastille à charbon d'excellente qualité, excitée par une pile de lampe de poche (4,5 volts) ; il est mis en service par un bouton-poussoir, Bp.

En respectant les précautions d'usage : connexions très courtes, sans angle vif, partout « où il y a de la H.F. », bonnes soudures et chasse aux pertes, cet appareil est d'un rendement vraiment surprenant en regard de sa simplicité, et il assure des liaisons d'un kilométrage déjà important.

§ 10. — 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).

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 (p. 472 et 473). 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 selfs pour l'accord plaque du tube V_1 (L_1) et un jeu de 12 selfs pour l'accord d'antenne (L_2).

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 amplificateur B.F. en réception; préamplificatrice micro en émission.

V_5 : VT174 (3S4); amplificateur 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 self à la base (rôle de la self 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. — cristal pilote pour l'émission (les fréquences des deux postes en liaison sont généralement choisies identiques).

2° Xtal. — 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. — « Handie-talkie » 10 mètres.

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 « handie-talkie » 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.

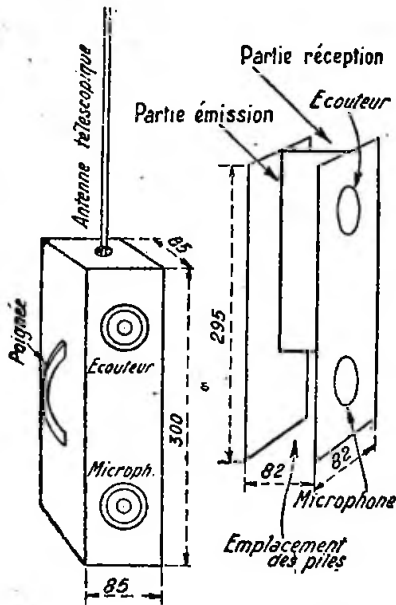


Fig. XVII-18

boîtier en aluminium de forme parallélépipédique 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.

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 $L_3 = 11$

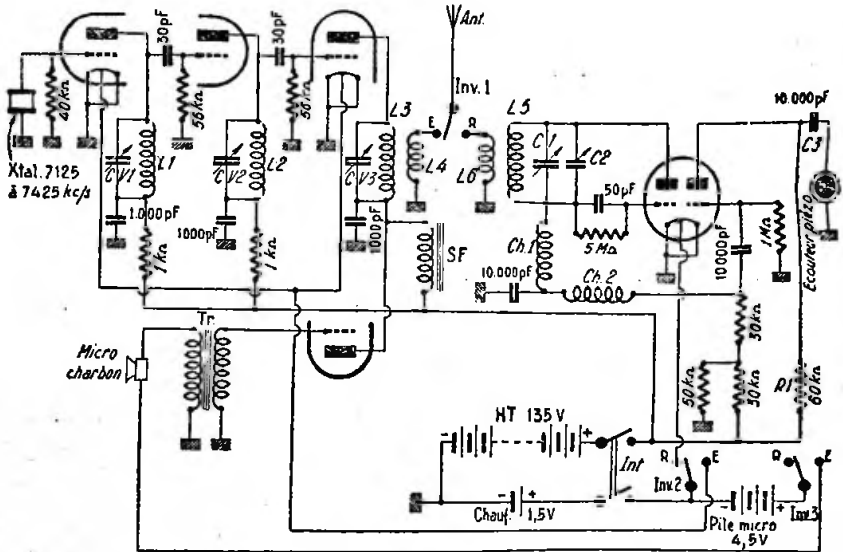


Fig. XVII-19

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

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 la self S.F. (petite self de filtrage utilisée dans les récepteurs portatifs tous courants).

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 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 self 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 judicieusement déterminée sur L_3 , ou, ce qui est mieux encore, de remplacer L_3CV_3 par un circuit-matching en π (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.C.C. Nous avons $L_3 = 9$ tours de fil cuivre émaillé 6/10 de mm. enroulés jointifs sur un mandrin de 10 mm. de diamètre; la bobine de couplage L_4 est identique à L_3 . On fait résonner la bobine L_3 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_3 à L_4 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 selfs d'arrêt :

Ch.₁ = self de choc 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 = self de choc 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.

§ 11. — Equipement radiotéléphonique pour automobiles

I. — Emetteur-récepteur 7 Mc/s.

L'appareil proposé comprend essentiellement un émetteur piloté cristal dans la bande 7.000 k/s, et un récepteur toutes ondes : G.O., de 350 à 150 kc/s; P.O., de

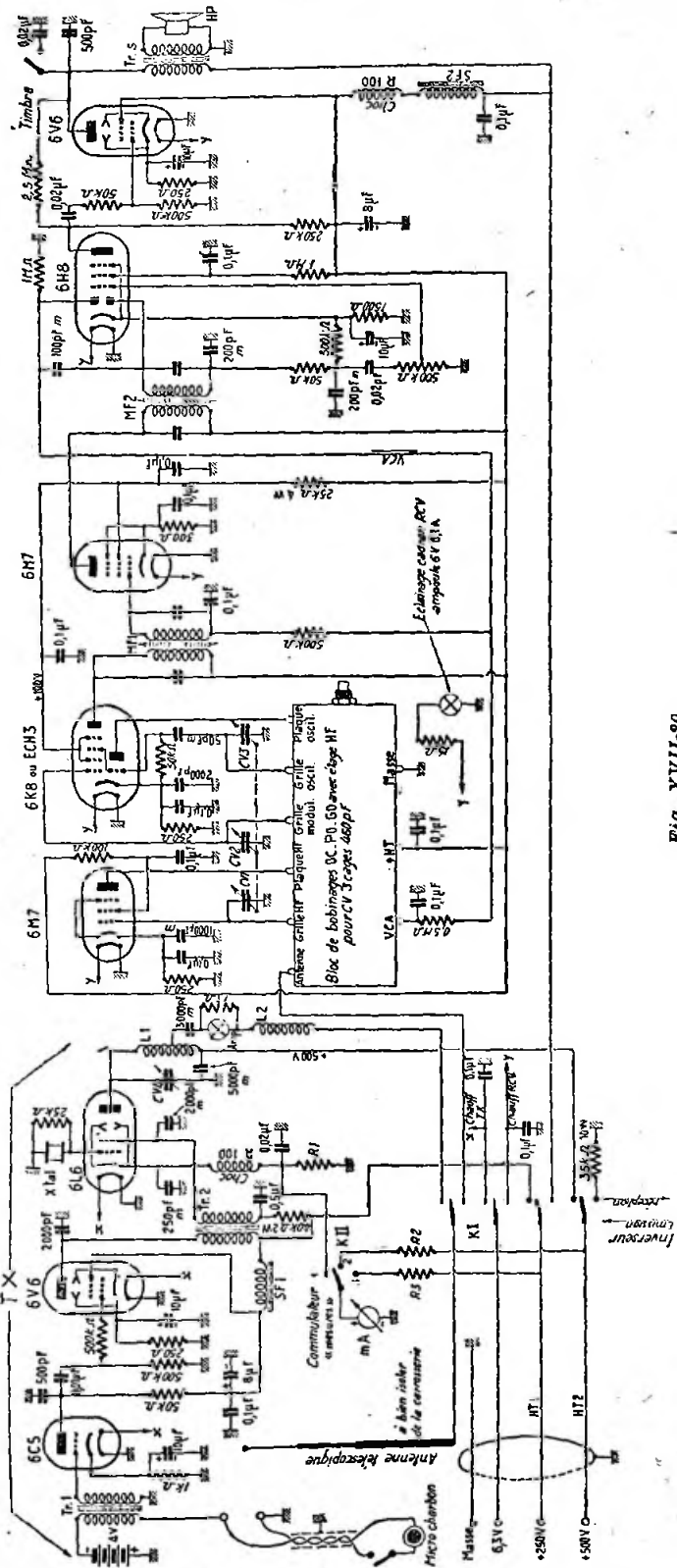


Fig. XVII-80

1.500 à 550 kc/s, et O.C., de 16 à 6 Mc/s. L'ensemble est présenté sous forme de deux boîtiers séparés :

a) L'émetteur-récepteur lui-même ;

b) L'alimentation, à partir de la batterie de la voiture (ou à partir du secteur, à l'arrêt).

Les seuls accessoires extérieurs sont évidemment l'antenne et le microphone. Le fil du microphone et les câbles de liaison d'alimentation seront obligatoirement sous gaine blindée reliée à la masse.

Le schéma de l'émetteur-récepteur proprement dit est donné par la figure XVII-20.

Dans l'accolade TX, nous avons le schéma de l'émetteur ; nous y voyons le microphone à pastille de charbon, monté sur poignée avec bouton poussoir pour l'enclenchement (pile d'excitation 4 V). Ce microphone attaque le tube 6C5 par l'intermédiaire du transformateur d'entrée Tr., adaptateur d'impédance (rapport 30 environ). Ensuite, nous avons la tétraode 6V6 modulatrice ; la liaison entre 6C5 et 6V6 est faite par résistances et capacité, en plaçant en série dans la grille de commande de la modulatrice une résistance de 500 k Ω : cette résistance empêche certains retours HF qui pourraient favoriser les accrochages et le motor-boating.

On remarque que l'alimentation anodique 250 V du tube 6C5 et de l'écran du tube 6V6 est spécialement filtrée par une self à fer SF₁ d'une dizaine de henrys et un condensateur électrochimique de 8 μ F.

L'anode du tube 6V6 est chargée par le transformateur de modulation Tr., rapport 1. Voici les caractéristiques de ce transfo : section centrale du noyau magnétique, 4 cm² avec entrefer de 2 mm. ; primaire, 2.200 tours de 15/100 de mm. cuivre émaillé ; secondaire, 2.200 tours de 10/100 de mm. cuivre émaillé.

La modulation est appliquée sur l'écran de la lampe oscillatrice 6L6. Cette dernière est montée en réaction cathodique ; l'enveloppe métallique du tube 6L6 est connectée à la cathode. On choisit un quartz Xtal dans la bande 7 Mc/s, et le circuit oscillant d'anode L₁ CV₁ est accordé sur la fréquence fondamentale de ce cristal.

Voici les caractéristiques de ce circuit résonnant :

CV₁ : condensateur variable 100 pF bâti stéatite ;

L₁ : 22 spires fil 20/10 de mm., cuivre nu, bobinées sur air, diamètre, 24 mm.

On remarquera le câblage de ce circuit accordé, permettant un montage commode de CV₁ (lames mobiles à la masse).

La vérification des tensions et la mise au point de l'émetteur sont faciles à l'aide du commutateur « Mesures » KII.

L'appareil utilisé mA est un milliampèremètre à cadre mobile de déviation totale 0,5 mA. En plaçant KII sur 1, le milliampèremètre est intercalé dans le retour de cathode du tube 6L6, en parallèle sur la résistance R₁ formant shunt. Dans notre maquette, le milliampèremètre utilisé présente une résistance de 500 Ω ; nous avons donc établi une résistance R₁ de sensiblement 2 Ω , afin d'obtenir la déviation totale du cadre pour 120 mA. La position 1 de KII permet ainsi le réglage du circuit oscillant L₁ CV₁ par la manœuvre de ce dernier condensateur variable (réglage correct au moment de la chute minimum brusque du courant cathodique du tube 6L6 ; oscillation mise en évidence par couplage, par exemple, d'une boucle de Hertz à L₁).

Dans la position 2, KII permet la mesure de la haute tension HT2 appliquée à l'anode du tube 6L6. A ce moment, l'appareil mA fonctionne en voltmètre avec résistance-série R₂. Pour l'appareil cité plus haut, R₂ fait 1,2 M Ω , ce qui donne une déviation totale de l'aiguille pour 600 volts. On doit avoir une lecture de 500 volts.

Dans la position 2, KII permet la mesure de HT₁, haute tension appliquée au modulateur et à l'écran du tube 6L6. Nous avons fait R₂ égale à R₂, ce qui donne la déviation totale pour 600 volts également. On doit avoir une lecture de 250 volts.

Notons que, dans la position « réception », KII sur 3 permet la mesure de la haute tension appliquée au récepteur (250 volts également).

Le passage d'émission à réception, et inversement, s'effectue par la manœuvre de l'inverseur KI. Ce dernier commute à la fois les HT, les chauffages et l'antenne. Nous avons prévu la commutation du chauffage par raison d'économie du courant sur la batterie. Dans la position « réception » de KI, la HT2 500 volts est commutée sur une résistance de 35.000 ohms 10 watts, afin d'éviter le claquage des condensateurs de filtrage (partie alimentation).

L'inversion de l'antenne sera effectuée, de préférence, sur une galette séparée en céramique, stéatite, etc..., et commandée en même temps par KI.

L'aérien utilisé est une antenne télescopique ordinaire pour voiture ; nous avons employé une Diéla qui, développée, offre une longueur de 1 m. 65 environ. On conçoit qu'il faille accorder soigneusement cette antenne sur la fréquence d'émission.

L'aérien étant évidemment beaucoup trop court pour la bande 40 mètres, il convient de compenser sa forte réactance capacitive en montant une self à la base ; c'est le rôle de self L_2 .

Voici, à titre d'indication, les caractéristiques de cette self : 28 spires jointives de fil de cuivre émaillé 6/10 de mm. sur un mandrin carton de 22 mm. de diamètre. Mais il est plus sage de déterminer soigneusement le nombre de tours exact de L_2 , suivant l'antenne, et suivant la fréquence du quartz, à l'aide d'un oscillateur grid-dip. Connaissant la fréquence F du cristal, on amène la chute de grille de l'oscillateur, donc la fréquence de résonance de l'ensemble « antenne + L_2 », en

3.000 pF au mica est intercalé en série, en évite de soumettre l'antenne à la tension continue d'alimentation (500 volts).

Il reste à déterminer le couplage de l'aérien sur la self L_2 , par déplacement de la prise. C'est un travail délicat, duquel dépendent la portée de l'émetteur et le bon fonctionnement de l'auto-oscillateur 6L6.

De toutes façons, cette mise au point sera faite le poste sur la voiture et l'aérien définitivement installé sur la carrosserie. En effet, cette dernière, tenant le rôle de terre joue une fonction très importante dans le rayonnement. On commencera donc par coupler l'antenne au côté froid de L_1 ; puis on montera, spire par spire, vers le côté chaud (plaque 6L6), en réaccordant!

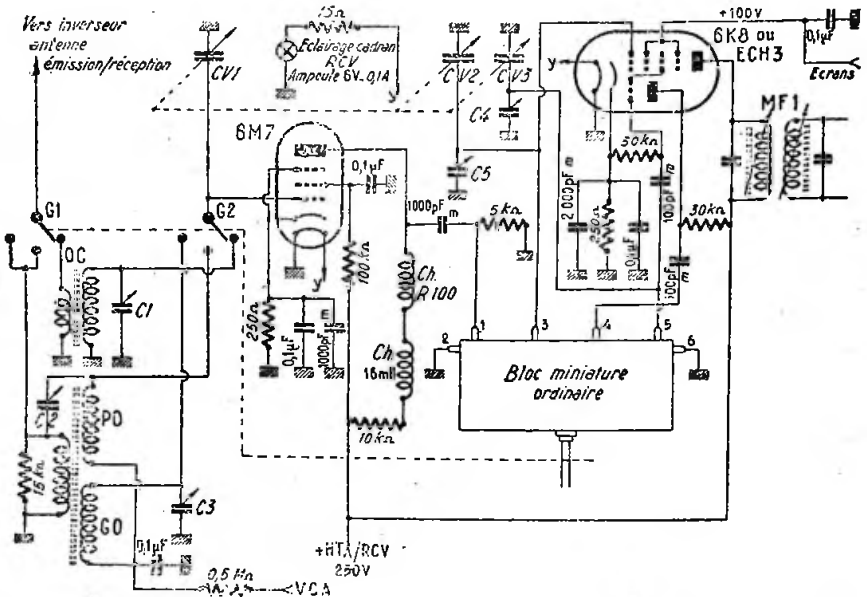


Fig. XVII-21

agissant sur le nombre de tours de L_2 , sur ladite fréquence F . Précisons que L_2 ne doit pas être couplée électromagnétiquement à L_1 (1).

D'autre part, à la suite de L_2 , nous avons une ampoule Amp. donnant une idée de l'énergie H.F. rayonnée. L'intensité à la base étant très forte, nous avons employé une ampoule de 0,3 ampère shuntée par une résistance de 15 ohms (en carbone aggloméré). Enfin, un condensateur de

soigneusement chaque fois CV_4 (minimum sur mA ; KII en I).

Souder la prise sur L_2 , dans la position donnant le transfert maximum d'énergie H.F. (appréciation donnée par l'éclat de l'ampoule Amp., ou par l'indication d'un contrôleur de champ voisin).

Contrôler également la modulation ; il arrive fréquemment de constater une modulation « à l'envers » due à une mauvaise adaptation de l'antenne.

Dans notre réalisation, la prise correcte a été déterminée vers la cinquième spire, comptée à partir du côté + H.T., et ce,

(1) Nous verrons plus loin l'utilisation d'antennes dites « center-loaded ».

avec un courant cathodique du tube 6L6 de 60 mA environ. Mais, répétons-le bien, ces chiffres ne sont que des indications, la mise au point étant fortement influencée par la capacité de la carrosserie sur l'antenne.

L'émetteur et le récepteur sont montés dans un coffret métallique, comme l'indique la figure XVII-23. Nous verrons d'ailleurs, plus loin, quelques détails de construction. Une cloison verticale en aluminium sépare l'émetteur TX, à gauche, du récepteur RCV, à droite. La figure XVII-23 donne une idée de la répartition des organes.

Passons maintenant à l'étude du récepteur : un simple récepteur O.C. eût pu être accepté pour le trafic. Mais, en étant si bien parti (!), pourquoi se priver des plaisirs de l'auto-touring ? Aussi avons-nous prévu un appareil toutes ondes (O.C. - P.O. - G.O.) ; le schéma en est donné sur la figure XVII-20 à droite.

C'est un appareil cinq lampes, dont deux doubles. L'étage amplificateur H.F. est équipé d'un tube 6M7 ; puis nous avons l'étage changeur de fréquence, muni d'une triode-hexode 6K8 ou ECH3. Il est donc nécessaire de disposer d'un bloc de bobinages avec étage H.F., mais bloc miniature, ne l'oublions pas, l'ensemble devant être peu encombrant, puisque appelé à être logé dans une voiture automobile. Or, les blocs *miniatures* de ce genre se trouvent actuellement avec difficulté. Aussi avons-nous tourné la question de la façon suivante :

Reportons-nous figure XVII-21. Nous avons employé un bloc miniature ordinaire (donc sans H.F.), dont les connexions originales étaient les suivantes : 1, antenne ; 2, antifading ; 3, grille modulatrice ; 4, plaque oscillatrice ; 5, grille oscillatrice, et 6, masse. La cosse 2 est reliée à la masse, car l'antifading n'est appliqué que sur l'étage M.F. et l'étage H.F.

Puis, nous avons allongé la barrette plate, axe du bloc, afin qu'elle entraîne une galette supplémentaire schématisée par G₁ et G₂ ; cette galette permet la commutation des bobinages H.F. Ces derniers, représentés à gauche de la figure XVII-21, en O.C., P.O. et G.O., ne sont autres que les bobinages d'accord démontés d'un autre petit bloc.

Cet étage H.F. est équipé d'un tube 6M7 ; dans l'anode de ce tube, nous avons en série une self d'arrêt R100, une self d'arrêt CH/16 mH (nid d'abeille massé de 16 millihenrys), et une résistance de 10.000 Ω. Précisons que toutes les selfs de choc des figures XVII-20 et 21, sont du type R100 de National. La liaison entre

l'étage H.F. et l'étage changeur de fréquence est faite par une capacité de 10.000 pF au mica (entre anode 6M7 et cosse 1 du bloc).

Pour éviter certains accrochages, nous avons été obligés de placer entre la cosse 1 d'entrée du bloc et la grille modulatrice, une résistance de 5 kΩ. Pour le même motif, il a été nécessaire de shunter par 15 kΩ l'enroulement d'antenne commun aux G.O. et P.O. (mais cela dépend des bobinages utilisés). Nous avons employé, évidemment, un petit condensateur variable à 3 cages en ligne (CV₁, CV₂ et CV₃) de 460 pF.

Pour l'alignement et la mise au point, nous disposons des réglages habituels du bloc (noyaux de fer) et des trimmers C₁ et C₂ sur les cages CV₂ et CV₃. Le trimmer de la cage CV₁ a été supprimé et remplacé par les trimmers C₁, C₂ et C₃, montés sur les bobines H.F. O.C., P.O. et G.O. On remarquera le montage spécial du trimmer C₂ en P.O.

L'entraînement des condensateurs variables est effectué à l'aide d'un bon démultiplicateur actionnant un cadran gradué et éclairé par une ampoule 6 volts 0,1 ampère.

Revenons à la figure XVII-20, et poursuivons l'étude du récepteur. L'étage M.F., réglé sur 472 kc/s, est équipé d'un tube 6M7. Ensuite, un tube 6H8, double diode pentode, réalise la détection, l'antifading différé et la première amplification B.F. L'amplification basse fréquence finale est assurée par un tube 6V6 actionnant un haut-parleur H.P. à champ permanent, diamètre : 16 cm., par l'intermédiaire d'un transformateur de sortie classique Tr. S.

On remarquera certaines précautions prises dans les connexions d'alimentation, afin d'éliminer toutes traces de bruits parasites dus au vibreur (SF₂, self à fer 10 henrys environ).

Naturellement, il est possible de prévoir aussi un système étouffeur de parasites du type de la figure IV-43 (chapitre IV, § 10), système agissant principalement sur les parasites des bougies.

Le schéma complet de l'alimentation batterie-secteur est donné sur la figure XVII-22. Précisons tout de suite, qu'il s'agit d'une alimentation d'un émetteur-récepteur valise anglais parachuté durant l'occupation ennemie (type 3-II). Néanmoins, il est commode d'en construire une absolument semblable, puisque nous donnons ci-dessous tous les détails concernant les divers éléments.

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

rapporant à cette alimentation indique un fonctionnement correct pour toutes tensions comprises entre les extrêmes 97 et 250 volts. Sur le tableau de sortie de cette alimentation, on dispose en charge des

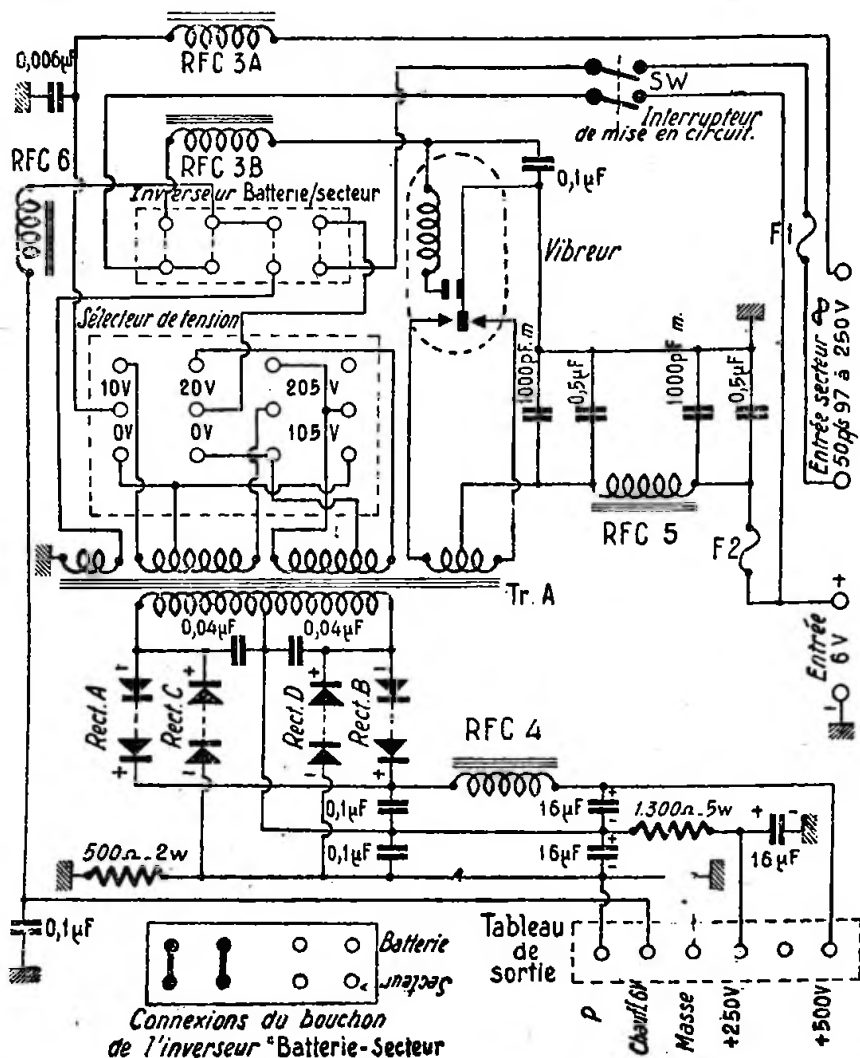


Fig. XVII-22

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 ; mais la documentation originale se

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) ;

F₁ : fusible 500 mA ;

F₂ : fusible 7,5 ampères ;

Rect. A.B.C. et D. : redresseur au sélé-nium (Westalite), 30 disques chacun ;

RFC3 A et B : self de choc, fil de 20/100 de mm., deux couches soie, bobiné sur noyau de fer pulvérisé, 100 tours ;

RFC4 : self de choc ; fil de 15/100 de millimètre deux couches soie, bobinée sur noyau de fer pulvérisé, 400 tours ;

sentation de l'appareil. L'ensemble émetteur-récepteur doit être entièrement blindé. Donc, le montage en coffret métallique est absolument obligatoire ; de plus, le trou du H.P. doit être fermé par un grillage métallique à mailles fines (on peut recouvrir le grillage par un tissu quelconque pour égayer la présentation).

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 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.

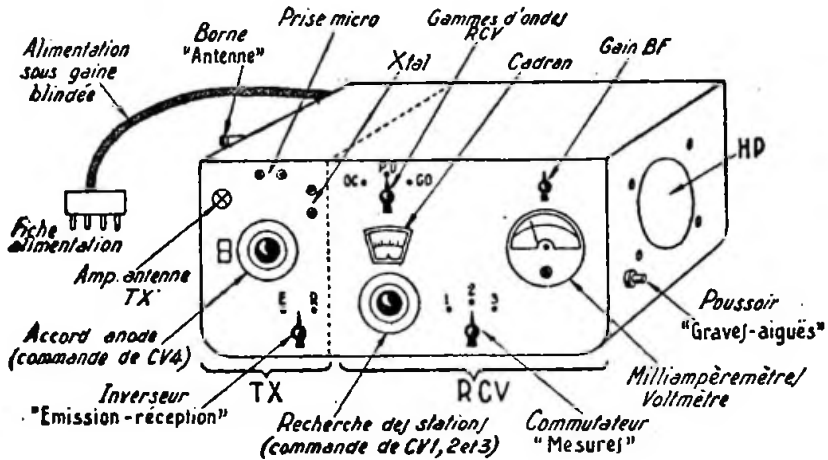


Fig. XVII-23

RCF5 : self de choc ; fil de 20/10 de millimètre, émaillé, bobiné sur noyau de fer pulvérisé, 40 tours ;

RCP6 : self de choc ; fil de 7/10 de millimètre, deux couches soie, bobinée sur noyau de fer pulvérisé, 40 tours.

Le débit exigé sur la tension de 250 V étant plus élevé que dans l'appareil pour lequel l'alimentation était prévue, nous avons remplacé la résistance de filtre R de 1.300 Ω par une résistance de 500 ohms 5 watts bobinée.

En émission, comme en réception, la consommation sur la batterie est environ de 10 ampères ; mais, en route, la dynamo compense aisément cette décharge.

La figure XVII-23 donne une idée de la répartition des éléments et de la pré-

Une précaution indispensable à la construction, consiste à monter, et le châssis de l'émetteur-récepteur et le groupe de condensateurs variables CV₁, CV₂ et CV₃, d'une façon très souple. Nous donnons, figure XVII-24, le montage proposé : en A, la tôle formant châssis, avec l'écran de séparation B ; en D, le coffret métallique extérieur. La tôle châssis A est fixée en quatre points (à chaque angle) au coffret D, par l'intermédiaire de rondelles en caoutchouc mousse RM. Quant au groupe de CV, il est fixé en trois points sur A, par l'intermédiaire de rondelles en caoutchouc mousse RM, également (T, tresse souple en cuivre assurant électriquement la liaison masse). Les mêmes précautions doivent être prises pour la fixation du

haut-parleur. Tous ces boulonnages ne pouvant être bloqués, afin de laisser une grande flexibilité, on emploiera partout des contre-écrous. Un tel montage est indispensable, car les vibrations de la voiture entraîneraient une audition complètement hachée à la réception.

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.

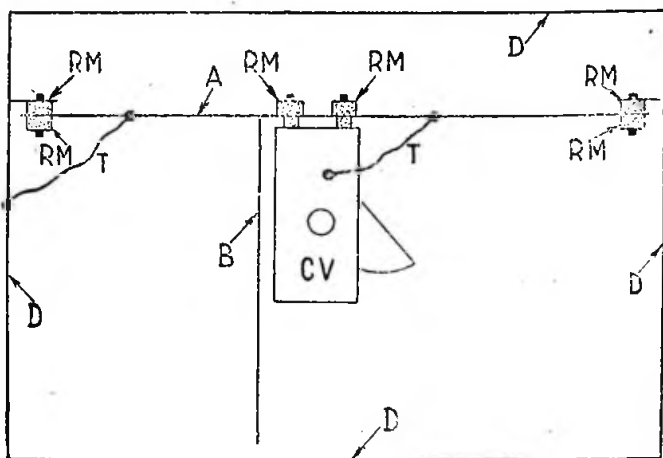


Fig. XVII-24

Par contre, il n'y a pas d'inconvénient à fixer, d'une manière rigide, le condensateur d'accord CV du tube 6L6.

D'autre part, il y a lieu de régler la rotation des condensateurs variables (récepteur et émetteur) d'une façon très « grasse », afin que les chocs et les trépidations n'apportent pas de dérèglages.

Enfin, au câblage, tous les organes un peu lourds, tels que condensateur de 0,1 μ F, selfs de chocs, etc..., devront être soigneusement fixés; ne pas se fier uniquement sur les fils de connexions; sinon, tôt ou tard, avec les vibrations, les fils casseront... et ce sont autant de pannes en perspective.

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

La photographie de la figure XVII-25 donne, d'ailleurs, l'aspect de l'installation de la maquette.



Fig. XVII-25

Passons au montage de l'antenne; cette dernière sera fixée solidement, par exemple, sur le côté de la carrosserie (bien iso-

lée). On la placera le plus haut possible, et autant que faire se pourra, du côté opposé aux circuits d'allumage du moteur (delco, bobine, etc...).

Le fil reliant la base de l'antenne à la borne de notre appareil sera le plus court possible. Il est évident que le montage d'une antenne à bord d'une voiture est toujours un problème délicat, en raison de l'emplacement réduit dont on dispose et de la proximité des masses métalliques. Autant de voitures, autant de problèmes !

Ensuite, il convient d'antiparasiter les divers organes de la voiture, susceptibles

ressant ; reportage d'une petite course, etc..., etc... ;

b) Entre deux stations mobiles : deux voitures semblablement équipées se suivant à quelque distance sur la route peuvent rester alternativement en liaison, etc...

Notons qu'en employant un quartz bande 14 Mc/s (ou même 28 Mc/s) sur l'émetteur, les liaisons deviennent déjà plus confortables ; l'antenne, étant évidemment accordée pour cette bande au moyen de L_2 (fig. XVII-20), se montre alors « moins courte », vis-à-vis de la longueur d'onde émise.

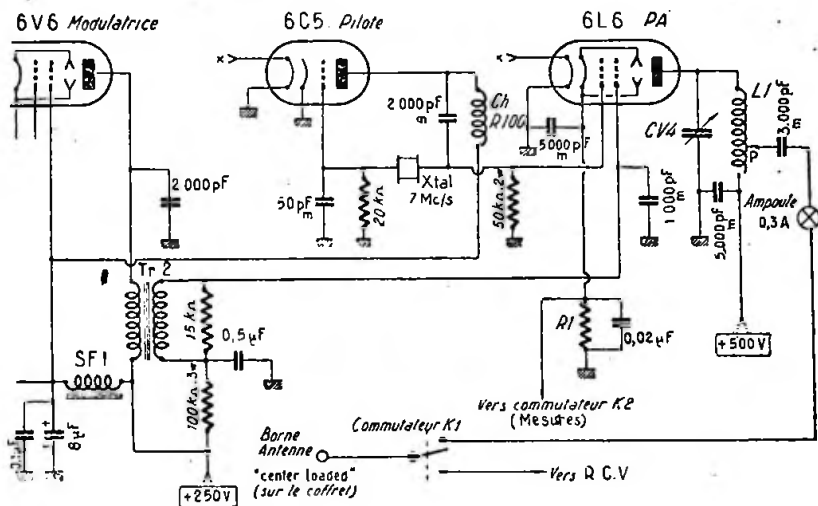


Fig. XVII-26

d'amener des perturbations ; pour cela, nous renvoyons le lecteur à ce qui a été dit au chapitre VIII, § 1 - B - 3° (récepteur mobile).

Il nous faut dire, pour terminer, que l'amateur ne doit pas s'attendre à faire, avec l'émetteur, des QSO à grande distance ! La portée d'une telle installation est fatalement réduite ; cela est dû uniquement à l'antenne : hauteur effective réduite et faiblesse de la résistance de rayonnement. Tout changerait si, avec le même émetteur, l'on pouvait utiliser une antenne Conrad, ou Fuchs normale, par exemple. En poste mobile, sur 7 Mc/s, il n'en est malheureusement pas question ! Cependant, on peut réaliser localement des liaisons confortables :

a) Entre station fixe et station mobile : autour d'une ville, dans un rayon déjà inté-

On obtient également une amélioration de l'efficacité de l'émetteur en utilisant :

1° Soit une antenne-fouet de « jeep » ou de « chenillette » (antenne plus longue que la Diéla-voiture classique) ;

2° Soit une antenne center-loaded, dont deux types seront décrits dans la suite ; on peut alors parler de liaisons à grande distance sur « poste mobile ».

Tout cela dit pour montrer que la maquette de base est susceptible de recevoir certaines modifications. C'est ainsi que, d'autre part, on peut utiliser le tube 6L6 de l'émetteur en étage P.A. précédé d'un petit pilote Pierce avec tube 6C5. Des essais effectués dans ce sens ont été couronnés de succès. Aussi, donnons-nous, sur la figure XVII-26, le schéma des modifications pour cette intéressante amélioration. L'étage pilote est alimenté par la

même H.T. que le modulateur ; la résistance chutrice de la tension d'écran du tube 6L6 (P.A.) est portée à 100.000 Ω . Tous les autres éléments de l'émetteur, et notamment L, CV₄, sont les mêmes que ceux de la figure XVII-20 ; nous n'y reviendrons donc pas. Correctement chargé par l'antenne, le courant cathodique de l'étage P.A. est de 40 mA environ pour 500 volts anode ; ce qui donne une puissance-input de 20 watts (réglage de P sur L₁).

Sur cette maquette, ainsi modifiée, nous conseillons l'emploi d'une antenne type à charge centrale (center loaded des Américains) ; il ne s'agit plus d'une antenne chargée à la base par une bobine L, comme dans le cas précédent, mais d'une antenne chargée, comme son nom l'indi-

l'on réaliserait un émetteur mobile toutes bandes) ; la mise en résonance de l'antenne sur telle ou telle bande se fait en court-circuitant plus ou moins de spires sur la bobine L". Cette dernière est faite sur un mandrin de 30 mm. de diamètre et de 300 millimètres de long ; elle comporte 190 tours de fil 6/10 de mm. cuivre émaillé, avec prises tous les 5 tours, afin de déterminer l'accord de l'antenne facilement. Ainsi, sur 3,5 Mc/s, on utilise la totalité de la bobine ; sur 7 Mc/s, on utilise environ 50 tours ; sur 14 Mc/s, 8 tours seulement environ, et sur 28 Mc/s, aucun (L" est entièrement court-circuitée).

Pour ces deux antennes (fig. XVII-27), c'est le fil BC qui est chargé d'opérer la liaison à l'émetteur ; c'est pour cela qu'il

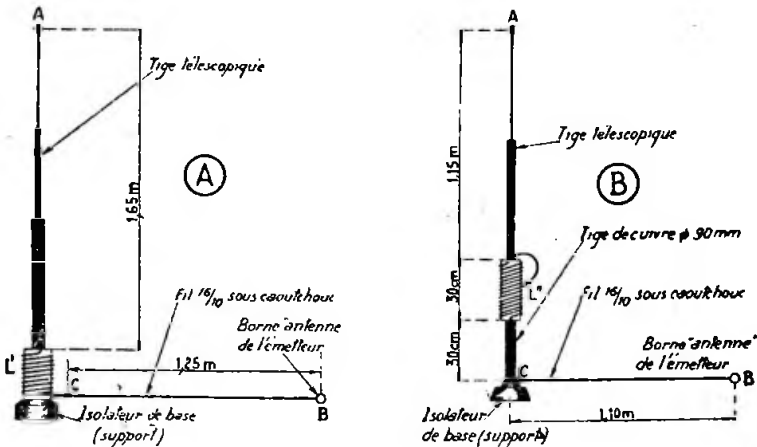


Fig. XVII-27

que, *sensiblement* au centre. Le schéma de cette antenne est montré sur la figure XVII-27 A ; la charge au centre est formée par la self L', charge permettant, évidemment, l'accord de l'ensemble rayonnant. Au moyen de cette bobine, on augmente sensiblement la résistance de rayonnement de l'antenne et, partant, on obtient un gain très net dans l'efficacité de l'émetteur. Pour la bande 7 Mc/s, L' comporte 42 tours de fil de cuivre 10/10 de mm., bobinés sur un mandrin à arêtes en stéatite de 35 mm. de diamètre et sur une longueur de 70 mm.

La figure XVII-27 B donne les caractéristiques d'une autre antenne à charge centrale pouvant convenir sur les bandes 3,5, 7, 14 et 28 Mc/s (dans le cas où

est nécessaire d'employer un fil isolé. Mais il convient de préciser que c'est bien l'ensemble (de A à B) qui opère le rayonnement. Aussi est-il recommandé de faire BC le plus rectiligne possible et bien dégagé des masses absorbantes de la voiture. Rappelons que la mise au point (accord à la résonance) de l'antenne — quelle qu'elle soit — doit être effectuée le poste étant installé sur la voiture.

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-28. 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.

CV₁ = ajustable sur stéatite à air de 30 pF.

La liaison à l'étage final P.A. est électrostatique (condensateur C₁ de 100 pF au mica) ; la prise sur L₁ 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 self de choc Ch.₂ ; cette dernière est ainsi faite : on bobine 8 tours de

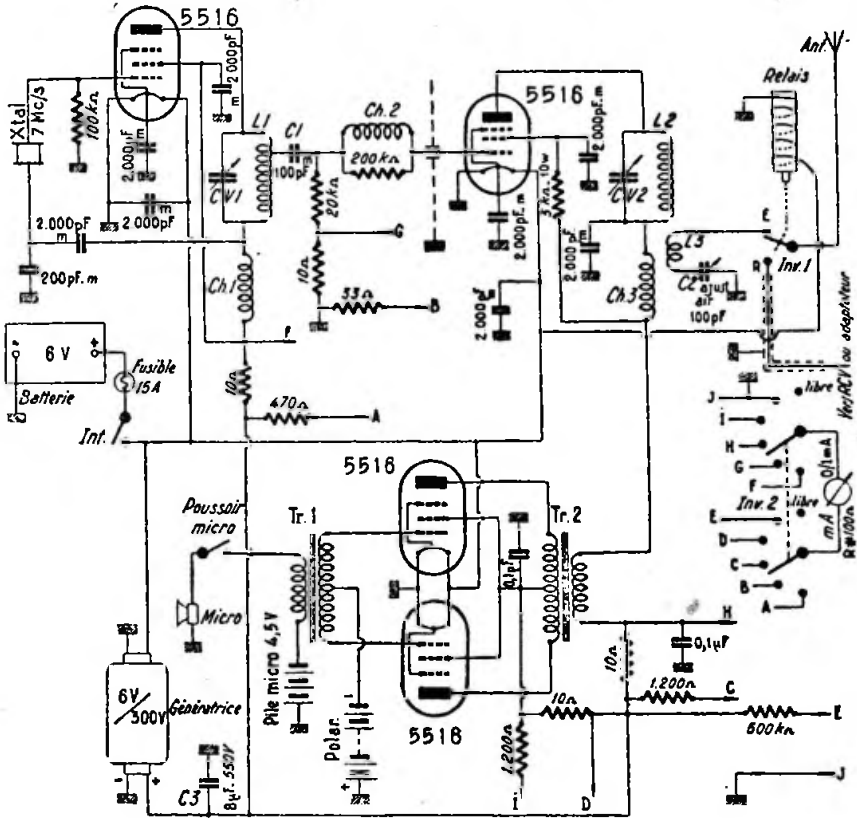


Fig. XVII-28

L'étage pilote, muni d'un tube 5516, fonctionne en oscillateur quartz à régénération quadruple 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 :

L₁ = 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 ;

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 5518 également, modulée dans l'anode. Le circuit anodique L₂ CV₂ est ainsi fait :

L₂ = identique à L₁ ; CV₂ = 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 CV₂, en cas de retouches éventuelles de mise au point (réglage parfait à la résonance).

La bobine d'antenne L₂ 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-29, le mandrin de L₂ est fixé sur un autre mandrin M, de 10 mm. de diamètre; ce dernier s'emmanche également à l'intérieur du mandrin de L₂, permettant ainsi l'ajustage du couplage. Le couplage optimum est obtenu par variation de la distance entre L₂ et L₃ et, en même temps, par le réglage du condensateur d'accord d'antenne (ajustable C₂). Lorsque la puissance de sortie maximum est obtenue, on fixe à la colle forte cellulosique, l'ensemble des mandrins de L₂, L₃ 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 selfs 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.

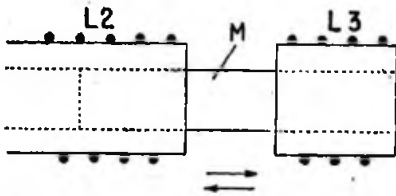


Fig. XVII-29

Le modulateur est excessivement simple; il est muni de deux tubes 5516 montés en push-pull classe AB2 (polarisés à -25 volts) et attaqués directement par le microphone charbon. Nous avons: Tr.₁, 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-30 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

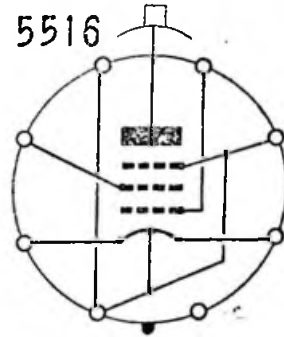


Fig. XVII-30

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 installée sous le capot du moteur, ainsi que le condensateur de filtrage C₂ (figure XVII-28).

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 G₁ de l'étage P.A. (BG), la consommation H.T. de l'étage final H.F. (CH), la consommation H.T. du modulateur (DD) 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. place l'antenne dans la position E (émission); lorsque l'émetteur dans la position E est coupé, un ressort de rappel ramène Inv. 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.

Il est évident que l'on peut utiliser un récepteur du genre de celui de la figure VIII-6, à condition, toutefois, de le munir d'un excellent bloc de bobinages descendant à 10 mètres.

Mais la meilleure solution est incontestablement la suivante, pour la bande

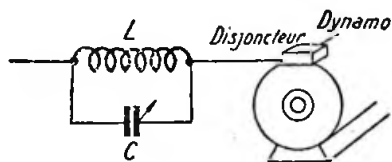


Fig. XVII-31

28 Mc/s : utiliser le récepteur de la figure VIII-6 tel qu'il a été décrit et attaquer son entrée antenne à l'aide d'un adaptateur « 10 mètres », en l'occurrence, celui de la figure VIII-27, ou celui, plus simple, de la figure VIII-28.

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 - B - 3° (récepteur mobile) du chapitre VIII.

De plus, il est recommandé de placer un circuit-bouchon (fig. XVII-31), accordé sur 28 Mc/s, en série, dans le fil de la dynamo de charge. L est une self en tube

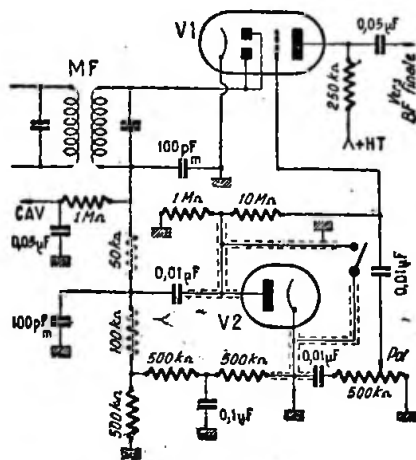


Fig. XVII-32

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).

Il est utile de rappeler également que le récepteur décrit à la figure VIII-6 est muni d'un dispositif étouffeur de parasites par tube 6H6 agissant sur la détection. Nous redonnons, figure XVII-32, le schéma du système sensiblement modifié. MF est le dernier transformateur moyenne fréquence; V₁, le tube double diode triode classique (6Q7, EBC3 ou 6AT6), et V₂, la diode antiparasite (6H6 ou EB4), avec éléments en parallèle. L'idéal est, évidemment, de posséder un tube 6S8GT, ou 6T8, qui groupe les fonctions de V₁ et V₂ dans la même ampoule.

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.

§ 12. — Conclusion

Avant toute autre chose, disons 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 !).

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 mieux à air, 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.

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.

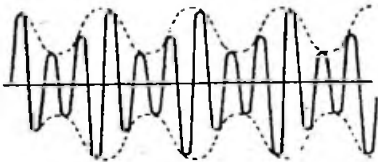


Fig. XVIII-1

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

$$i_a = I (1 + k \sin 2 \pi f t) \sin 2 \pi F t \quad (1)$$

dans laquelle, on a :

i_a = 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 :

$$i_a = I \sin 2 \pi F t + \frac{kI}{2} \sin 2 \pi (F + f)t + \frac{kI}{2} \sin 2 \pi (F - f)t \quad (2)$$

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. Fréquence-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

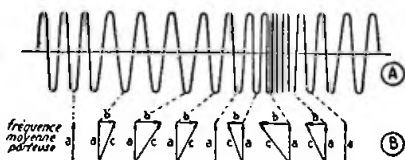


Fig. XVIII-2

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 sinusoidalement. 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

$$ia = I \sin(2\pi Ft + \frac{\Delta F}{f} \sin 2\pi ft) \quad (3)$$

dans laquelle les symboles sont les mêmes que précédemment, et où ΔF 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 t_0 , 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).

Considérons le point R en rotation sur le cercle de centre O; c'est ce point, dont le développement de ses projections suc-

cessives sur l'axe xx' permet la construction de la sinusoïde représentative. Admettons qu'à l'instant zéro (t_0), le point R se trouve en R_0 , point défini par l'angle φ_0 , et qu'il tourne avec une vitesse angulaire uniforme ω , soit $2\pi F$. Au bout du temps t , l'angle φ définissant la nouvelle position du point R, a pour valeur :

$$\varphi = \omega t + \varphi_0$$

Pour reprendre ce que nous disons plus haut, la quantité φ est la phase de OR', et elle n'est définie d'une façon exacte que lorsqu'on connaît φ_0 ; 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 φ représente des

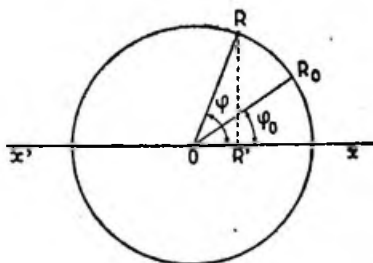


Fig. XVIII-3

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 φ est tantôt plus grand, tantôt plus petit que sa valeur en fréquence moyenne porteuse, soit $\varphi = \omega t + \varphi_0$, c'est-à-dire lorsque ω_0 et φ_0 sont constants.

On conçoit donc que pour faire varier φ , on peut agir soit sur ω , soit sur φ_0 . Et l'on arrive à voir très exactement la nuance entre la modulation de fréquence et la modulation sur la phase : si c'est ω qui varie, on a une modulation de fréquence; par contre, si c'est φ_0 , 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 φ ; la petite nuance réside

dans le fait qu'en modulation de phase, on agit sur φ_0 — quantité indépendante du temps — tandis qu'en modulation de fréquence, on opère sur la quantité ω 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 ΔF , 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.

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 ampli-

tude, 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 donné 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

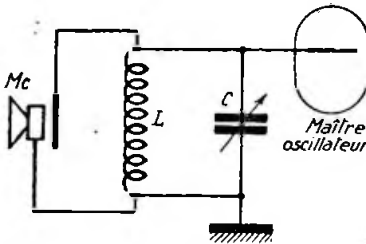


Fig. XVIII-4

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, § 15), 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 φ la phase. Et c'est la phase φ 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) :

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

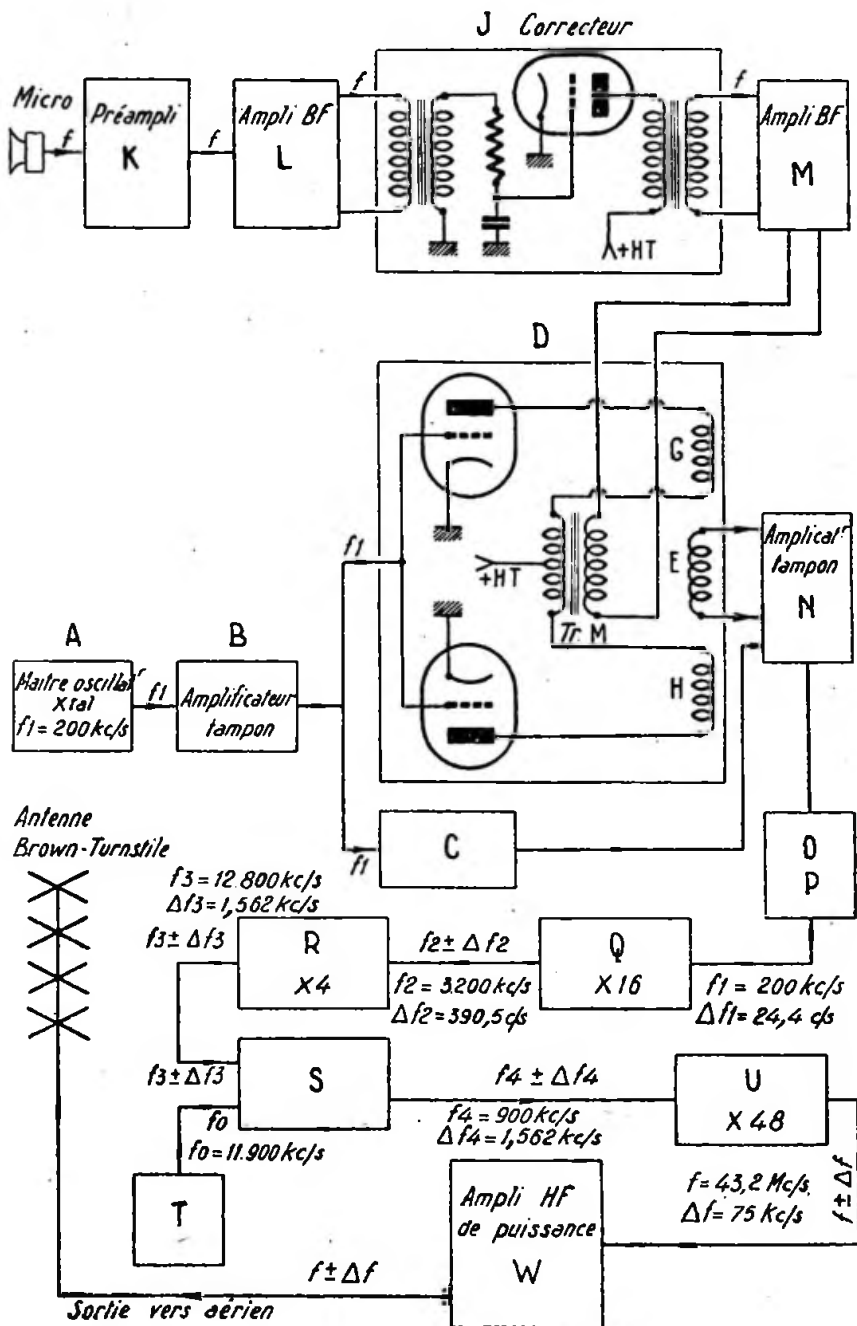


Fig. XVIII-5

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 $F_0 = 11.900$ kc/s. La fréquence porteuse résultante est égale à la différence $F_3 - F_0 = F_4$, 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 ΔF_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 ! Actuellement, en Amérique, ce swing de 75 kc/s a tendance à être adopté 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, § 15 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, § 16, 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 !).

(souvent toroïdale) à faible courant de saturation. La figure XVIII-7 donne une idée de la forme du courant qui passe dans cette self; 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

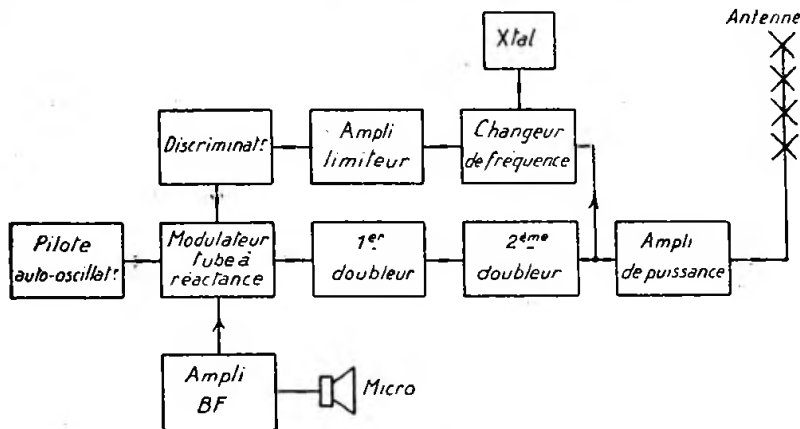


Fig. XVIII-6

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

une composante sinusoidale qui se trouve modulée en phase. Disons cependant que la construction de la self-inductance, à me du procédé, est très délicate.

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.

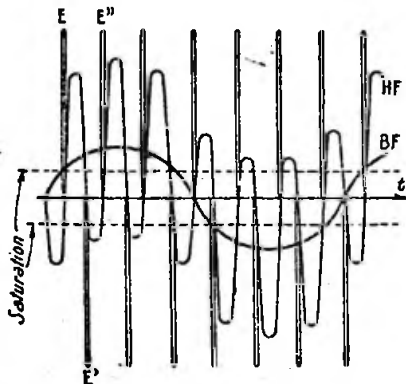


Fig. XVIII-7

courant H.F. en provenance du pilote et le courant B.F. modulateur sont superposés dans une self-inductance à noyau de fer

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, pratique-

ment, 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 $I = 2 n f$.

En modulation de fréquence :

$$I = 2 (\Delta\omega)$$

relation dans laquelle ω est égal au swing de fréquence multiplié par 2π .

Et en modulation de phase :

$$I = 2 (\Delta\phi) f$$

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 ± 3 kc/s dans les bandes inférieures à 30 Mc/s, et ± 50 kc/s dans les bandes 72 et 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 72 Mc/s.

Nous donnons (fig. XVIII-8) le schéma complet d'un petit émetteur à modulation de fréquence pour la bande 4 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 radio-diffusion 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. 6V6, 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 18 Mc/s ; on réalise un premier doublage dans son circuit anodique, en l'accordant sur 36 Mc/s, et un second doublage dans le circuit anodique du tube tampon suivant (tube 1.232), accordé sur 72 Mc/s. Enfin, la lampe de puissance 7C5 fournit à l'antenne le courant H.F. amplifié. On la 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 :

L₁ : 10 spires de fil émaillé 8/10, bobinées sur un mandrin de carton bakélinisé de 25 mm. de diamètre ; longueur du bobinage : 25 mm. ; prise de la cathode à 3 tours côté masse.

L₂ : 8 spires de fil émaillé 8/10, bobinées sur un mandrin de 15 mm. de diamètre ; longueur du bobinage : 30 mm.

L₃ : 3 spires de fil émaillé 8/10, bobinées sur un mandrin de 15 mm. de diamètre ; longueur du bobinage : 6 mm.

L₄ : 6 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 L₅ : 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 selfs de choc 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 P₁ est au maximum, l'amplitude du swing de fréquence est de 35 kc/s environ autour de la fréquence moyenne porteuse de 72 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 une twin lead 300 Ω.

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, réglerait-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 selfs et des C.V. équipant chaque circuit accordé ; nos lecteurs ont déjà eu de multiples exemples dans les pages de cet ouvrage.

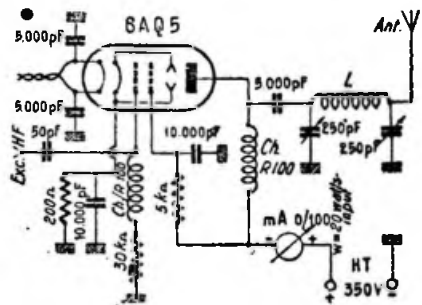


Fig. XVIII-9

Naturellement, les selfs de choc 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, bobiné 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

ter, à couper toutes les petites « dentelles » positives et négatives des ondes vocales, dentelles donnant le caractère propre à la modulation de chacun, mais inefficaces

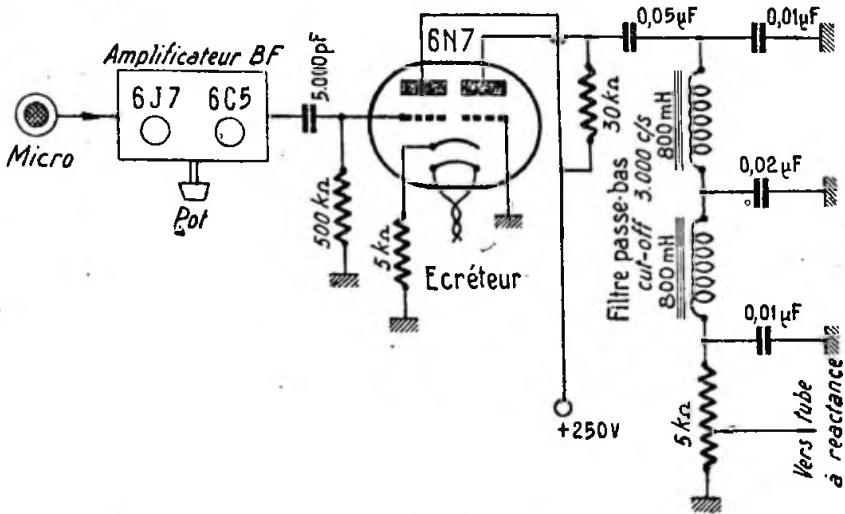


Fig. XVIII-10

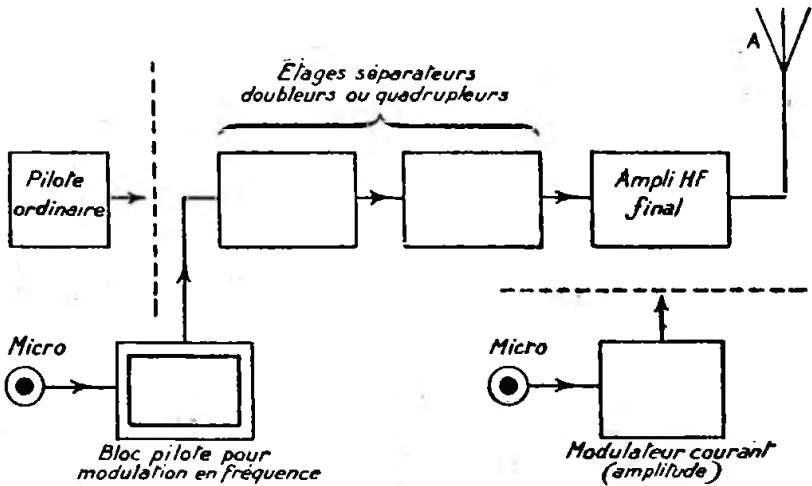


Fig. XVIII-11

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 écrê-

ter 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 écréteur est suivi d'un filtre passe-bas cou-

pant toutes les fréquences supérieures à 3.000 c/s.

Naturellement, le système écrêteur de la figure XVIII-10 convient pour n'importe 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.)

A. — *Pilotage par oscillateur « électron-couplé »* (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 6L7 ; nous ne reviendrons pas sur le mode de fonctionnement de ce tube. Cette 6L7 fait varier la fréquence de l'oscillateur 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 une déviation linéaire de 1,5 kc/s pour

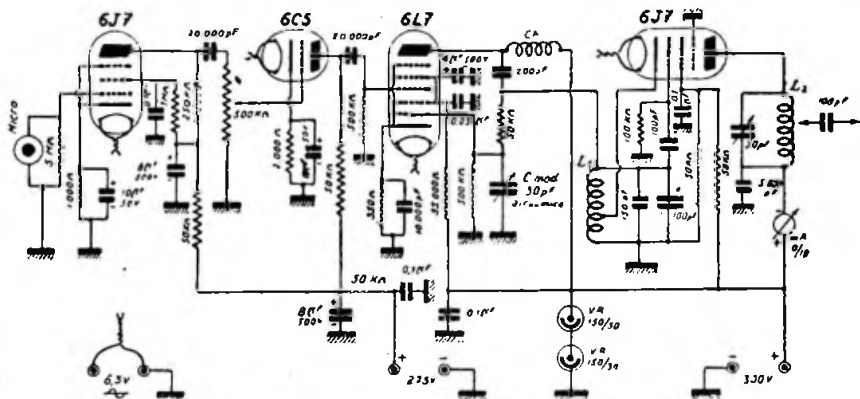


Fig. XVIII-12

Blocs pour modulation à bande étroite.

Voici maintenant trois montages de bloc pour la transformation d'un émetteur modulé en fréquence. Il suffit de connecter à la sortie de ces blocs, les étages séparateurs réalisant les 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).

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 évidemment de la multiplication de fréquence qui suit le bloc pilote modulé, ainsi que de la valeur de tension de commande 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-

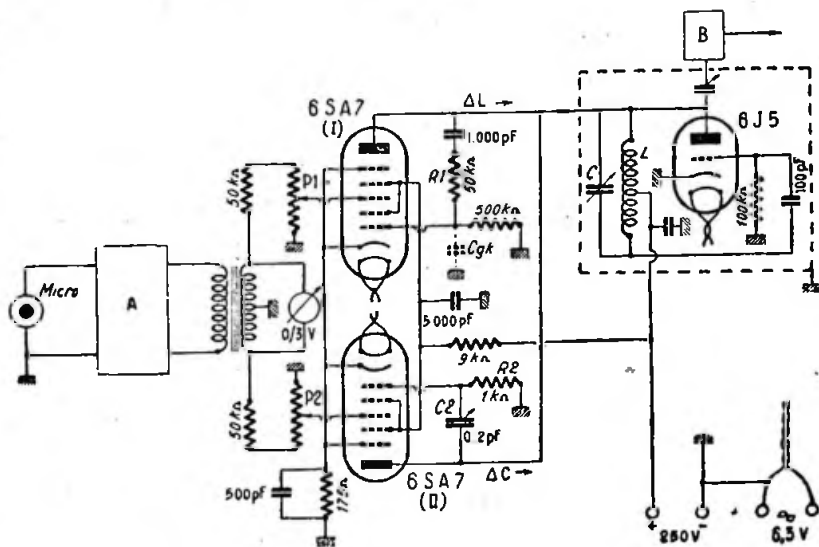


Fig. XVIII-14

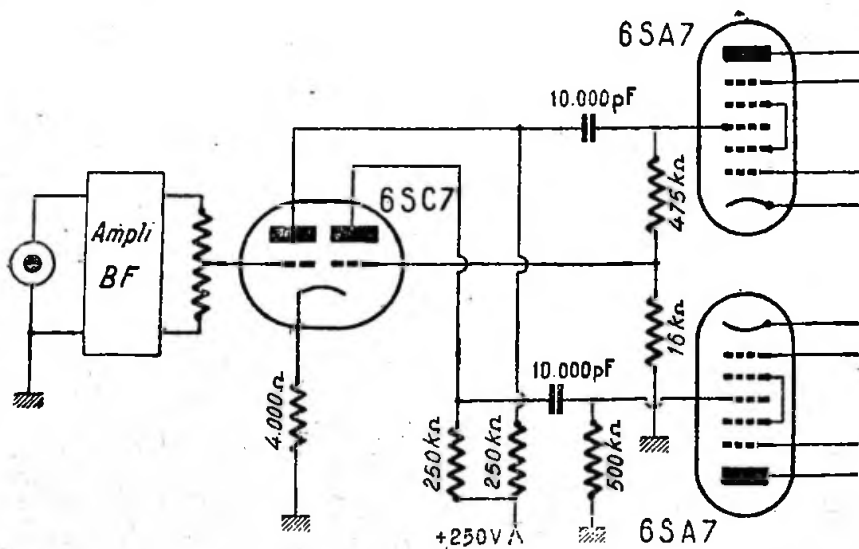


Fig. XVIII-15

Pour avoir un équilibre parfait des tubes modulateurs, on doit satisfaire l'égalité suivante :

$$\frac{1}{\Omega C_2} = \frac{R_1}{1} \\ R_2 = \frac{1}{\Omega C g k}$$

$C g k$ 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 :

$$R_1 \geq \frac{5}{6,28 C g k}$$

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.

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 E_r représente l'oscillation normale de sortie *non modulée*.

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

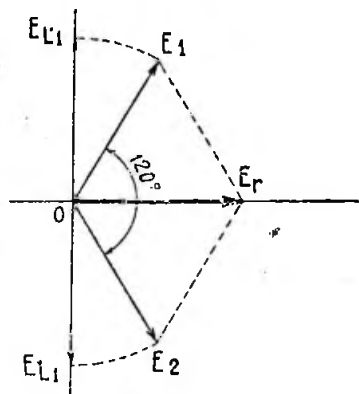


Fig. XVIII-17

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 k Ω 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.

Remarquons encore le couplage direct (système Loftin-White) entre les deux éléments du tube 6SN7 ; cela est possible en 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 L₁ et L₂ sont accordés sur ces mêmes fréquences. L'inverseur Inv étant en position 2, on règle L₁, 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

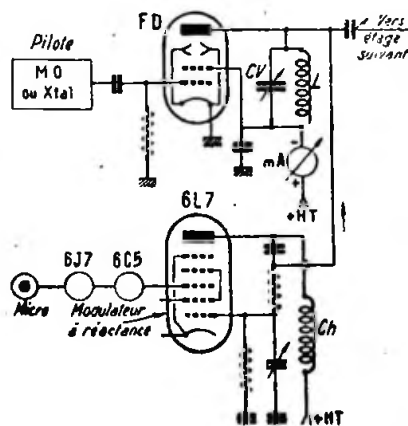


Fig. XVIII-18

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.C.V. 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.C.V. sera soigneusement accordé en l'absence de modulation. La rotation de phase peut atteindre 30° ; ce qui signifie qu'un seul 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 parti-

culièrement 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. Le nombre d'étages — trois, sur la figure — est d'ailleurs laissé au choix de l'instal-

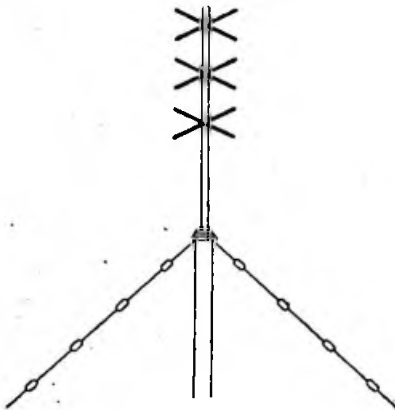


Fig. XVIII-19

lateur ; 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 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 quel-

conque.

Les feeders d'alimentation ont une impédance caractéristique de 500 Ω ; ils sont

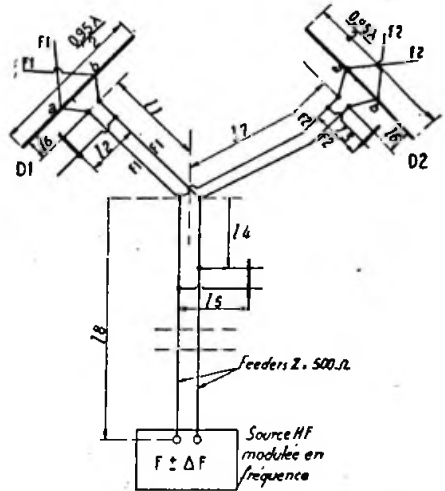


Fig. XVIII-20

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 :

$k_2 = k_3 = 0,085$; $k_4 = 0,355$;
 $k_5 = 0,4$; $k_6 = 0,15$.

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 .

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 I_b . 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 F₁ et F₂ excitant respectivement les dipôles D₁ et D₂.

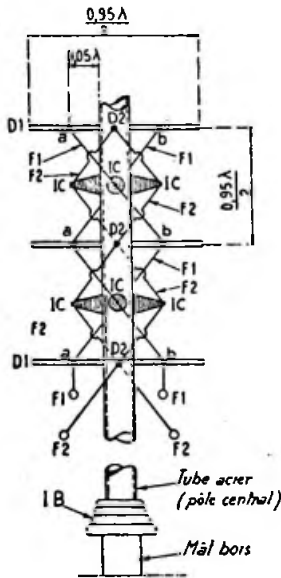


Fig. XVIII-21

Chaque étage de dipôles en croix est distant de l'autre d'une hauteur de 0,95 $\lambda/2$. 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

Beaucoup d'amateurs travaillant sur U.H.F. avec swing important ne manqueront pas de trouver cet aérien fort complexe. Aussi donnons-nous, sur la figure XVIII-22, le montage de l'antenne type « double cône dipôle », très intéressante pour 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, néan-

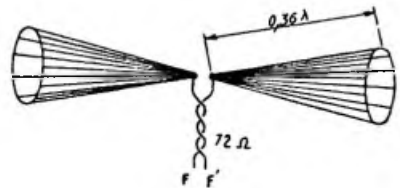


Fig. XVIII-22

moins, 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, 20, 40 ou 80 mètres), les antennes vues au chapitre XIII conviennent. Sur U.H.F., avec swing important, adopter une antenne à large bande (fig. XVIII-21 ou 22).

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

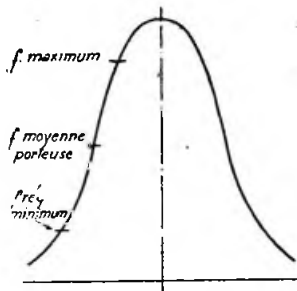


Fig. XVIII-23

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 ».

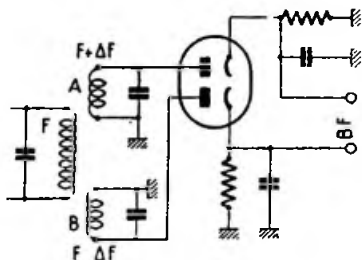


Fig. XVIII-24

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 $F + \Delta F$,

l'autre sur $F - \Delta F$, donc symétriques par rapport à la fréquence moyenne porteuse F . On obtient une courbe amplitude-fréquence sensiblement linéaire entre $F + \Delta F$ et $F - \Delta F$. 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 transfor-

mateurs 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.

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

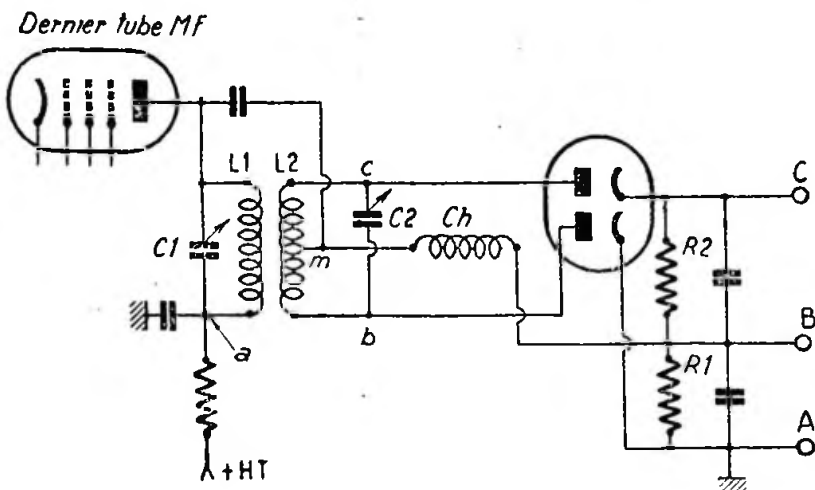


Fig. XVIII-25

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'occurrence, 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

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.

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.

Dans notre schéma figure XVIII-25, les tensions de c et b par rapport à la prise médiane m sont déphasées de π (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-24.

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 .

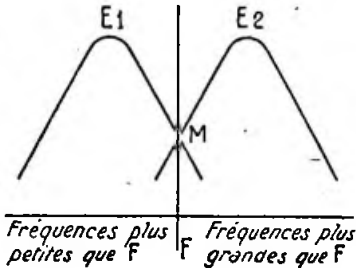


Fig. XVIII-26

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.

Appliquons maintenant, à l'entrée de notre dispositif, une tension ayant une fréquence différente de F , soit $F + \Delta F$, ou $F - \Delta F$; 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 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 antifading. La self de choc 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 self d'arrêt par une résistance de 70 k à 100 k Ω .

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, 20, 40 et 80 m., le récepteur habituel de la station (pour réception des ondes modulées en amplitude) convient parfaitement sans aucune

naire. 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.

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.

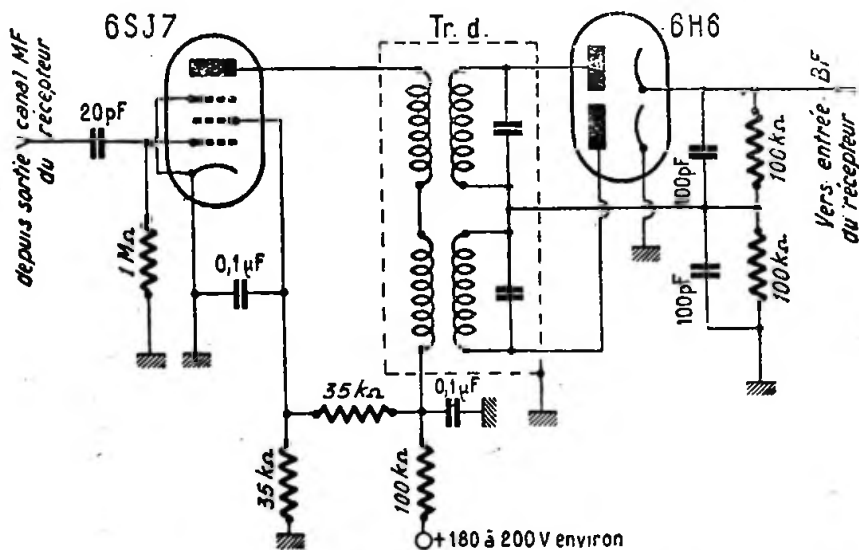


Fig. XVIII-27

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 dérèglement 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 ordi-

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 discriminatoire 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 (écrêteur), et le démodulateur remplaçant le détecteur courant.

Nous allons donc reprendre l'excellent récepteur pour ondes à U.H.F. de la figure XV-8.

Il nous faut amortir les primaires et secondaires des trois transformateurs

émissions modulées en fréquence (FM), soit sur des émissions modulées en amplitude (AM).

Dans le premier cas, le tube 6J7 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 6H6; attention de *ne pas amortir* également les circuits accordés D₁ et D₂ du discriminateur (comme nous avons fait aux transfos MF). Les enroulements D₁ et D₂ sont réglés, comme les transfos MF,

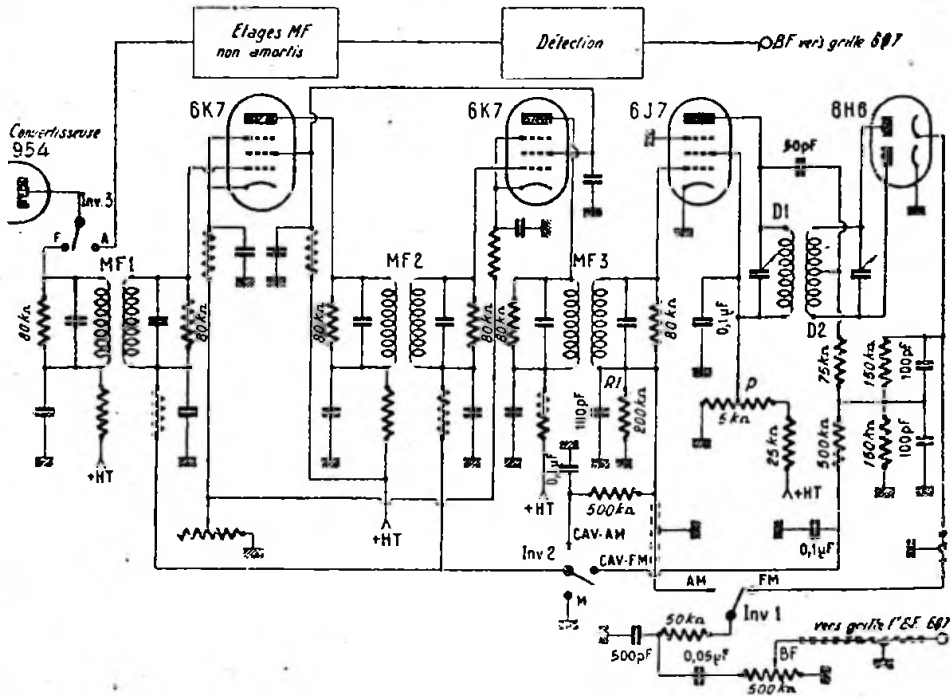


Fig. XVIII-28

moyenne fréquence (MF₁, MF₂ et MF₃) 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 *Inv₁* est prévu, et grâce à lui, notre système fonctionnera, soit sur des

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 MF₁ et MF₂; 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 (*Inv₁* sur C.A.V.-F.M.). Cet inverseur *Inv₁* offre, d'ailleurs, la faculté de supprimer

la commande automatique de volume, en effectuant les retours de MF_1 et MF_2 directement à la masse (position M).

Dans le deuxième cas — récepteur d'ondes modulées en amplitude, *Inv*, en AM — la détection s'opère par la 6J7, 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* sur C.A.V. — A.M.

Dans les deux positions de l'inverseur *Inv*, 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*, (en A, réception des ondes modulées en amplitude; en F, réception de celles modulées en fréquence).

Nous arrêtons ici, cet exposé déjà long, en nous excusant d'avoir été si bavard (bien que tout n'ait pas été dit!) et en espérant aussi avoir pu apporter quelques idées aux vrais amateurs toujours avides de nouveautés.

Radiotéléphonie à bande latérale unique

§ 1. — Introduction (1)

Parallèlement à la modulation de fréquence, on étudie actuellement, de plus en plus, des dispositifs émetteurs radiotéléphoniques n'utilisant qu'une seule bande latérale de modulation. 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) 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 :

$$ia = I. \sin 2\pi Ft + \frac{kI}{2} \sin 2\pi (F + f)t + \frac{kI}{2} \sin 2\pi (F - f)t.$$

(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. Mésny.

— Extraits du texte d'une conférence faite à l'E.C.T.S.F. par Paul Berché (1937).

— Documentation bulletins S.F.R. et la « Radio Française » de juin et juillet 1943 (J. Fagot).

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 étroit, si l'on veut, à la réception, éviter 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 décimétriques (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 (puisque'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 proprement 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), Δf étant la variation maximum de fréquence du courant microphonique, par exemple de 200 à 3.000 cycles/seconde (voir fig. XIX-1A).

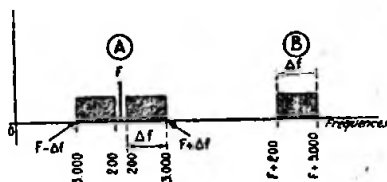


Fig. XIX-1

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 Δf (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 limites 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 rayonnement 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 consonance 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

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 le QRM.

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 F_0 assez basse, on amène l'émission proprement dite à la fréquence F , par de simples *changements de fréquence*.

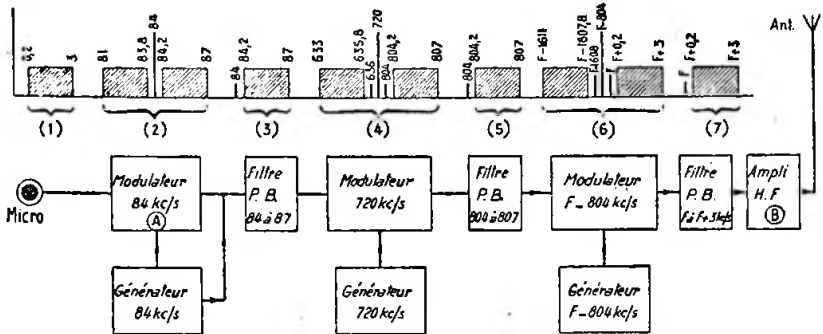


Fig. XIX-2

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 »

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 périodes 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

ment 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

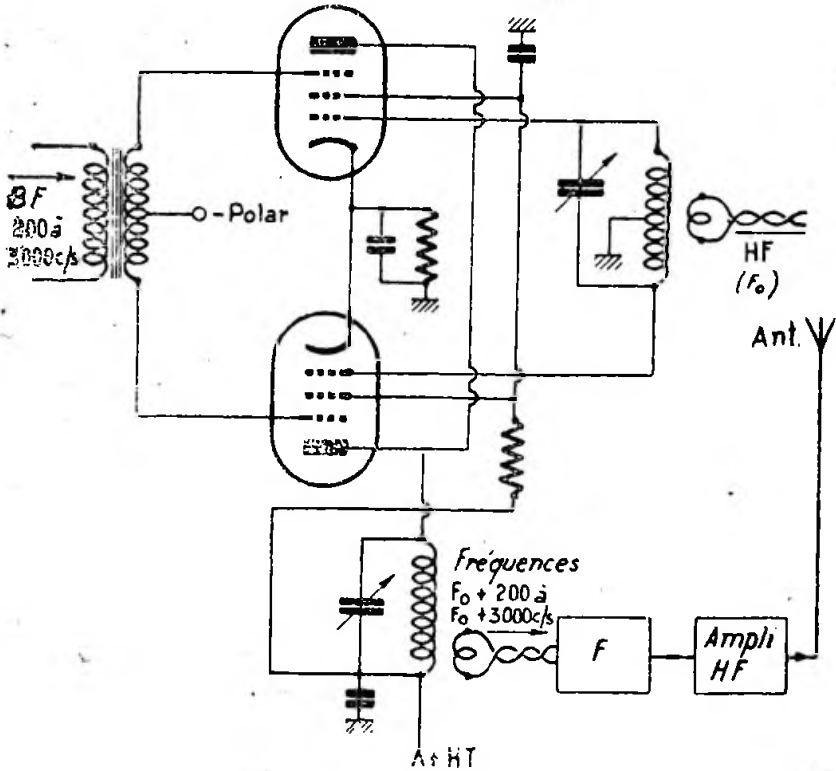


Fig. XIX-5

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 change-

$F + 3$ 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

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,

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

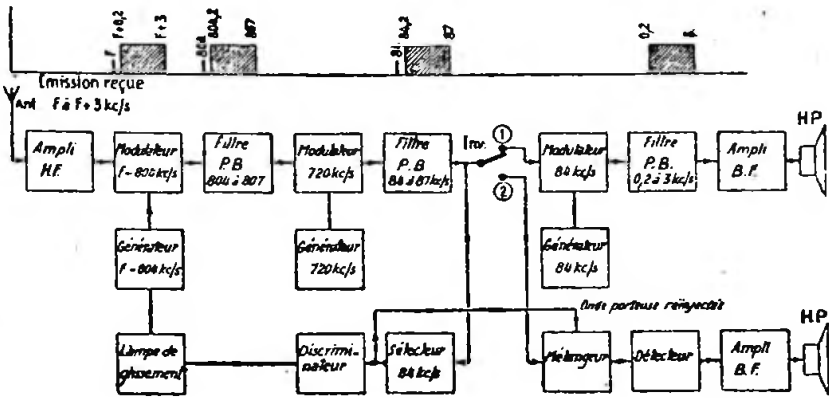


Fig. XIX-4

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

que la présence de cet inverseur est toute théorique ; pratiquement, on emploie, évidemment, soit l'un, soit l'autre des procédés.

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.

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

ment 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

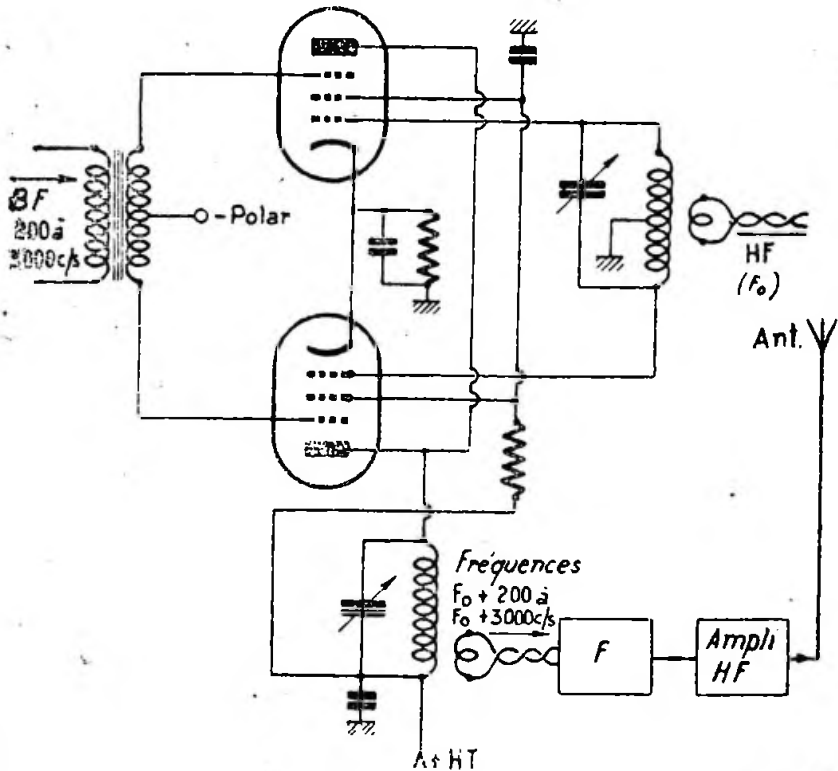


Fig. XIX-5

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 change-

$F + 3$ 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

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,

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

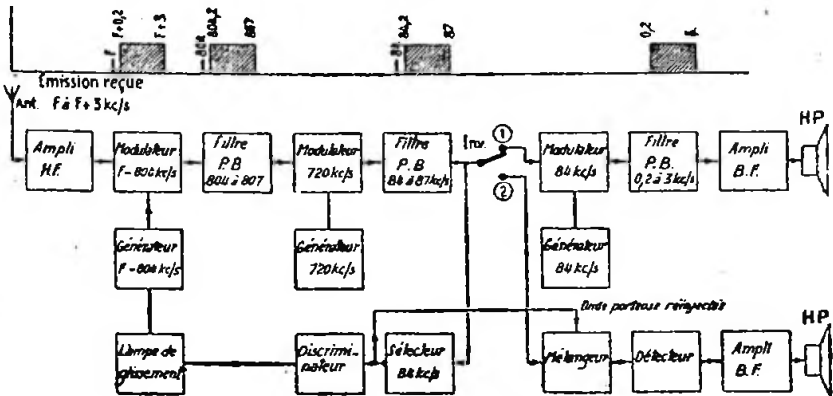


Fig. XIX-4

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

que la présence de cet inverseur est toute théorique ; pratiquement, on emploie, évidemment, soit l'un, soit l'autre des procédés.

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.

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 sélectionnée (dans notre exemple, 84 kc/s) est appliquée à un circuit discriminatoire, 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 sélectionnant l'une et l'autre des bandes.

A la réception, le même procédé est employé pour séparer les communications.

Ce système de transmission biphase 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 uni-

que, 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	
	Émetteur	Récepteur	Émetteur	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

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 ».

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

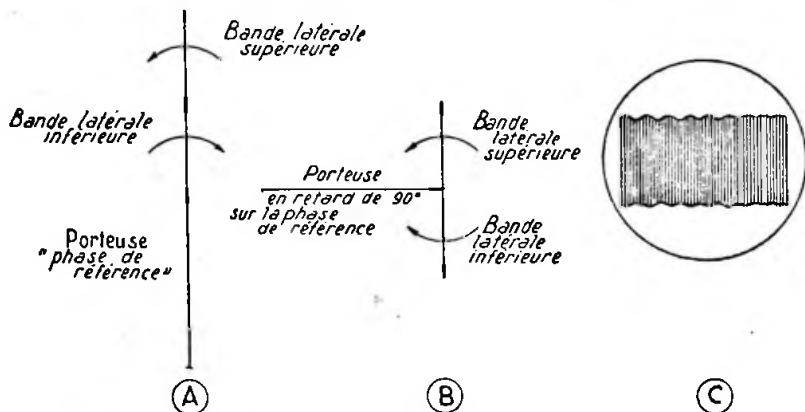


Fig. XIX-5

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

est décalée de 90° par rapport à la phase de référence (A), est modulée par le signal B.F., ce dernier ayant aussi sa place décalée de 90°.

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.

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 sélectionnée (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 sélectionnant l'une et l'autre des bandes.

A la réception, le même procédé est employé pour séparer les communications.

Ce système de transmission biphase 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'émission, 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 à détection d'une émission à bande uni-

que, 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	
	Émetteur	Récepteur	Émetteur	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

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 ».

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

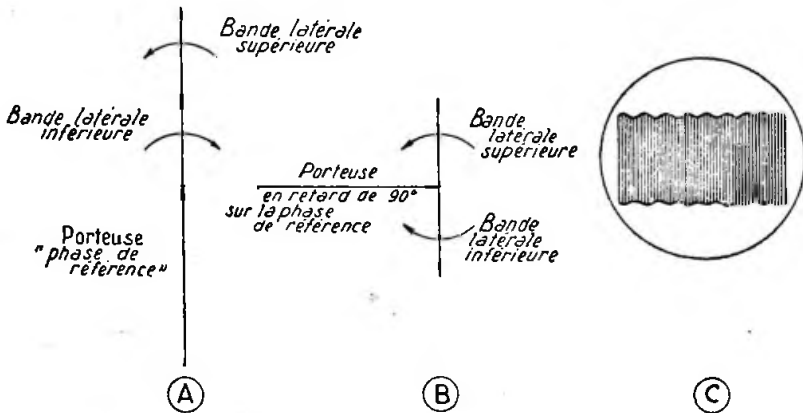


Fig. XIX-5

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

est décalée de 90° par rapport à la phase de référence (A), est modulée par le signal B.F., ce dernier ayant aussi sa place décalée de 90° .

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

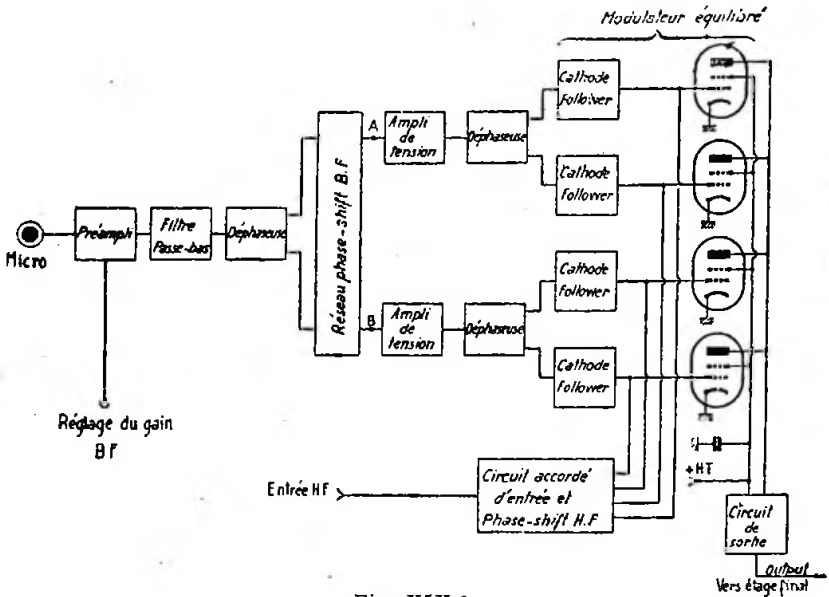


Fig. XIX-6

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,

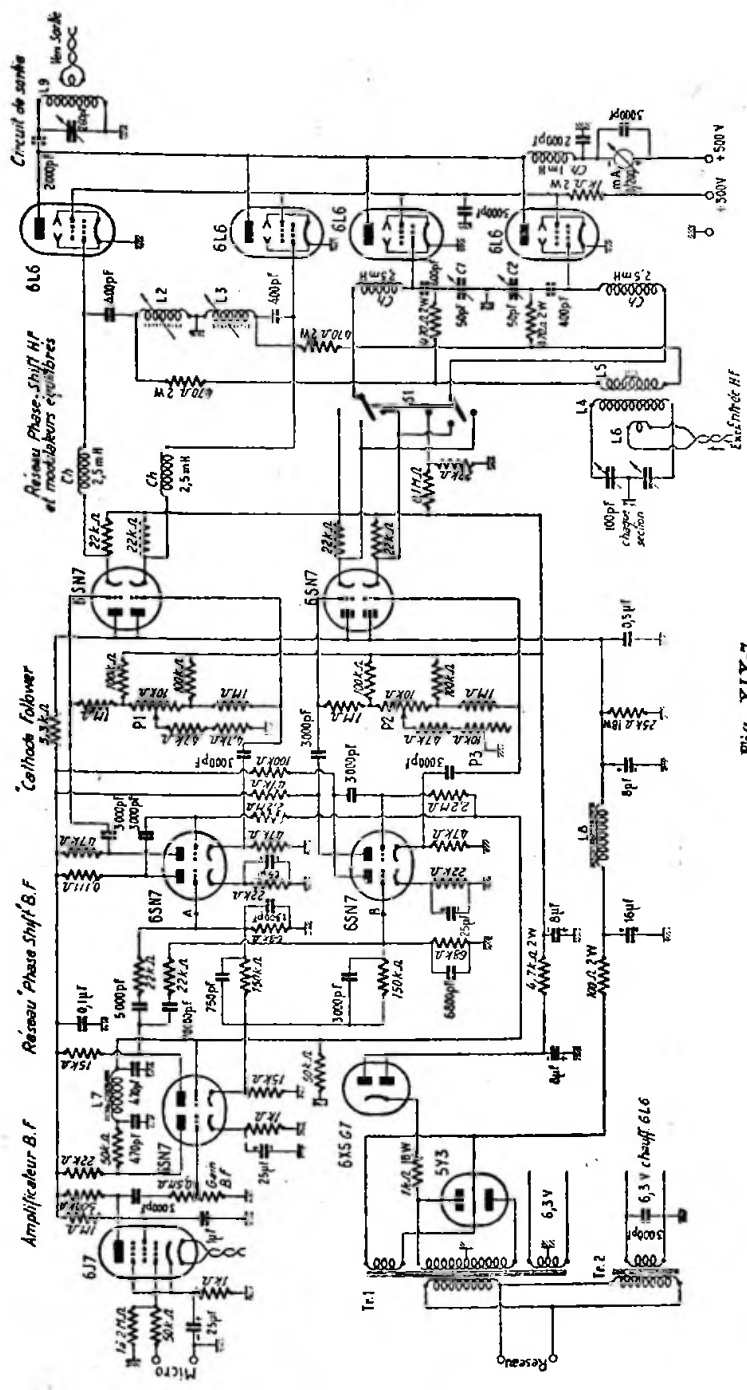


Fig. XIX-7

par la composante H.F. en provenance des étages « exciteurs » 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 réglages 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).

$L_7 =$ self de choc B.F. à fer 3,5 henrys.

$L_8 =$ self de filtrage (enfer 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 self 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 capacités par les condensateurs ajustables sur céramique C_1 , C_2 ; puis au réglage de potentiomètres P_1 , P_2 , P_3 (équilibre 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 L₁. 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

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.

Disons enfin, pour en terminer avec cet adaptateur, qu'un inverseur double S₁ 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 rappo-

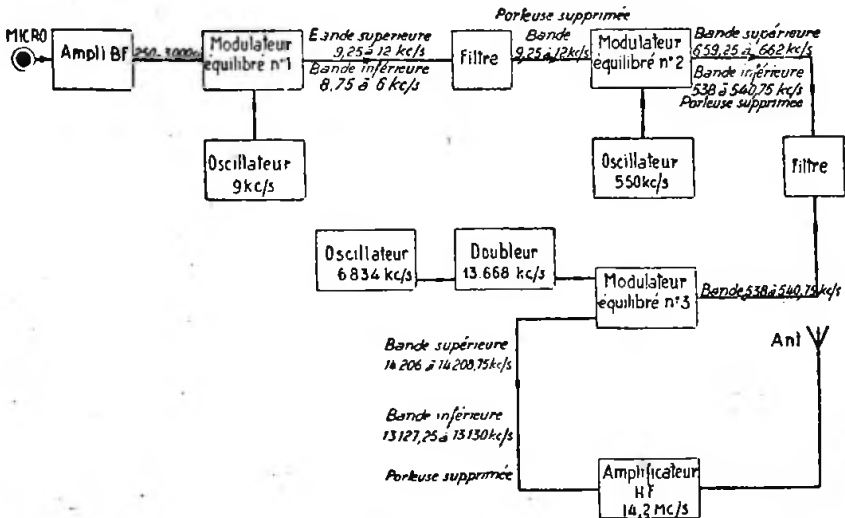


Fig. XIX-8

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 téléphonique. D'ailleurs, comme dans tout amplificateur classe B, le rendement est proportionnel à l'excitation de grille compatible avec une bonne linéarité.

Le couplage de l'aérien à l'étage final d'un émetteur à bande latérale unique est

chément instructif entre la figure XIX-7 et les montages pour modulation de fréquence décrits précédemment (fig. XVIII-16, par exemple).

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 IX-9, pages 536 et 537, 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 bobines T_1 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_1 , 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_2 ; nous en reparlerons lorsque notre description arrivera à ce transfo ; 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_1 est un transformateur B.F. de liaison de plaque à deux grilles push-pull (genre M.C.B. type CL2).

L_1 est une self de choc 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_3 = 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 tube 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 transformo T₁; précisons maintenant que le primaire à point médian du transformateur B.F. à noyau toroidal T₂ doit être bobiné également de cette façon (deux fils en même temps), mais avec davantage de tours, naturellement.

Passons maintenant au secondaire de T₂: au milieu du tube, et entre deux joues de carton bakéllisé, distantes de 5 mm., on

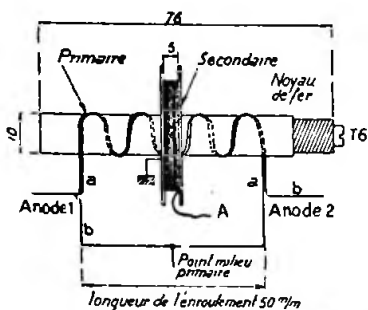


Fig. XIX-10

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 self L₁.

T₂ est de construction identique à T₁.

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 $6.834 \times 2 = 13.668$ 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):

L₅, L₆, L₇, L₈ et L₉ = 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.

L₁₀ = 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, self accordée sur 13.668 kc/s.

L₁ = self accordée sur 13.668 kc/s également, par un condensateur variable de 100 pF.

L₂ = 10 tours de fil cuivre émaillé 10/10 de mm. enroulés à spires jointives sur le même mandrin que L₁, et à une distance de 10 mm. du côté +H.T.

L₁₀ et L₁₁ sont de simples supprimeurs 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).

L₄ = 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 (self 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 4654, RL12P35, GOT101 et P75, montés en triodes, réalisent d'excellents tubes « zéro-bias », classe B (1).

Dans le cas de l'excitation d'un étage P.A., il est recommandé (comme dans le

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_0 , afin d'obtenir la tension maximum de sortie pour la bande latérale choisie. Il en sera de même pour T_1 et T_2 . Pour ces réglages, l'emploi d'un voltmètre 13.000 à 20.000 Ω par volt, combiné avec 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_2 , 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

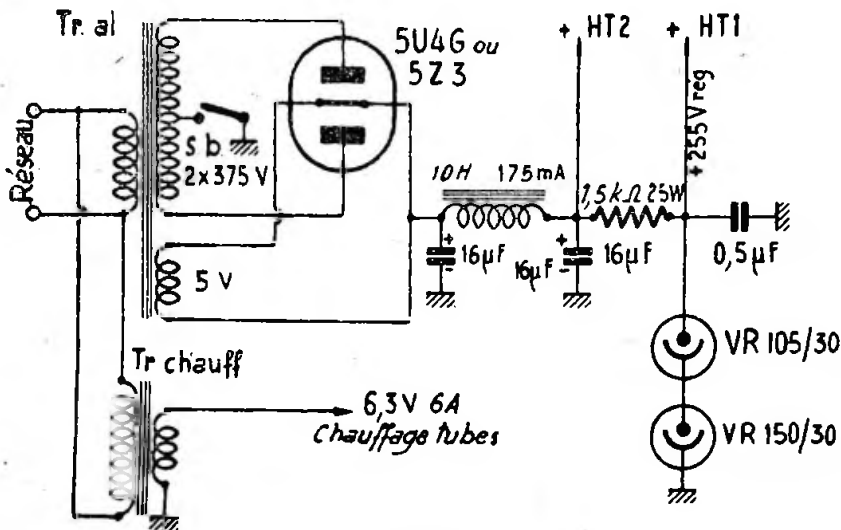


Fig. XIX-11

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 , réglée par deux tubes VR150 et VR105, montée en série, pour l'alimentation des autres tubes.

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_2 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_2 . Ensuite, on élimine la porteuse 13.668 kc/s, à la sortie

(1) Voir § 3 chapitre XI.

du modulateur N° 3, par le réglage du circuit-trappe L_r .

Pour avoir une idée de la suppression efficace de toute onde porteuse, on couple très serrée, à la self 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.

B. — Réception.

1° Procédé économique.

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

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.

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.

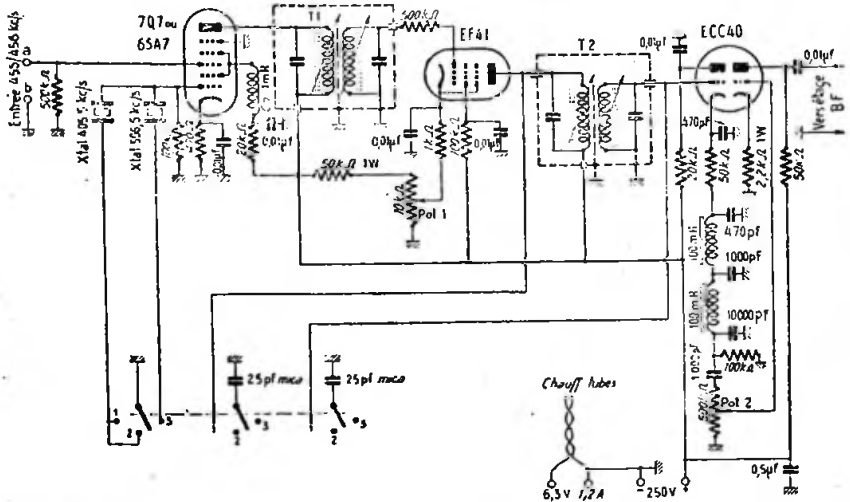


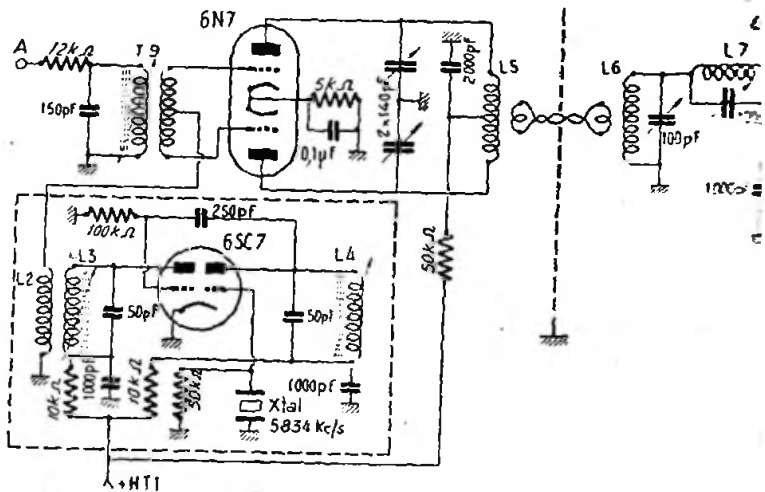
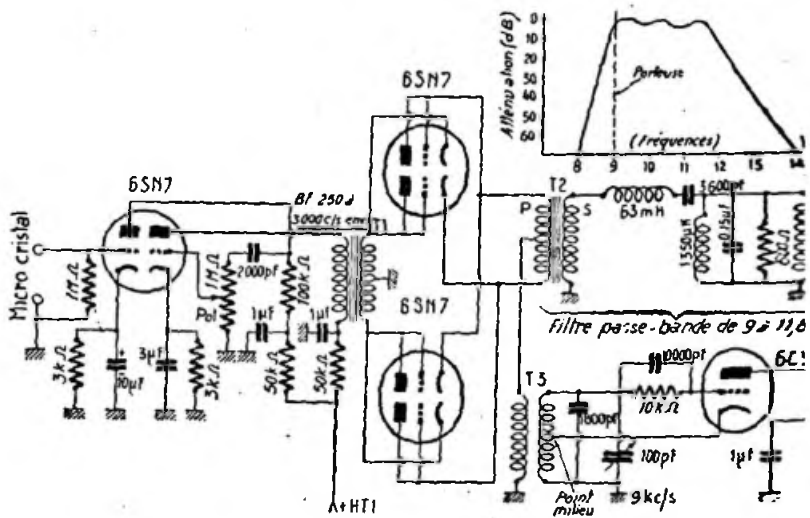
Fig. XIX-12

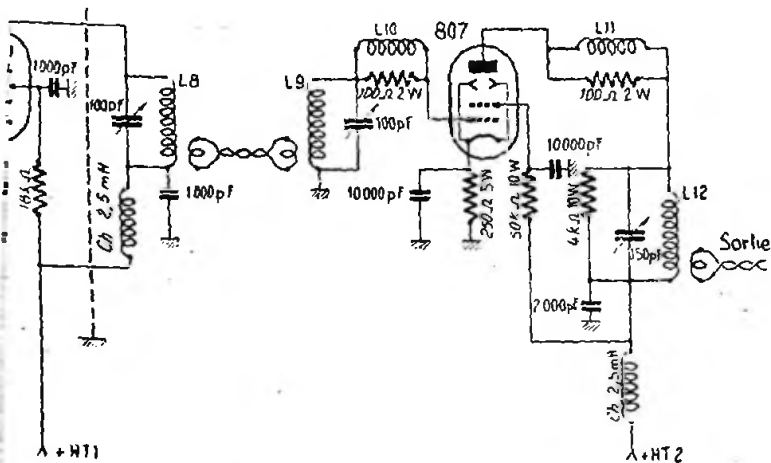
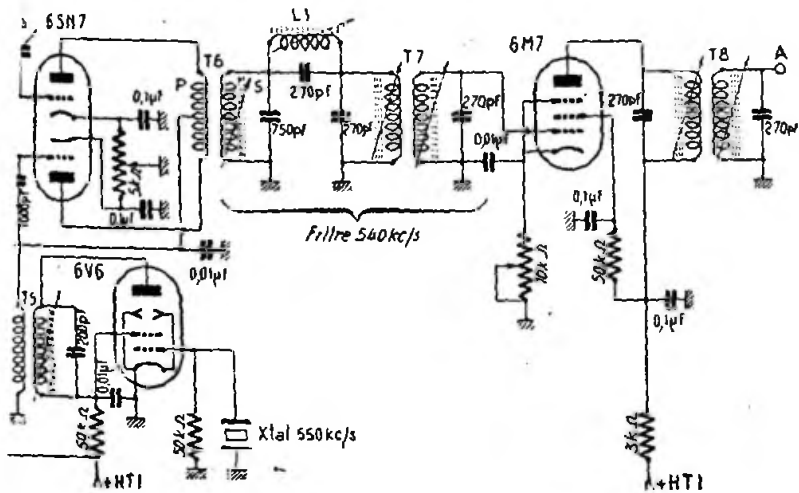
bande non désirée, ou plus exactement permettant d'ajuster la bande passante du récepteur d'après la bande latérale unique transmise. Puis, on combinera la bande ainsi reçue avec l'oscillation du B.F.O. (reconstitution de la porteuse), et nous détecterons ensuite.

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 anti-fading. L'oscillation du B.F.O. devra, en outre, être très stable en fréquence.

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.

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-oscillateur local 7Q7. Sur cette nouvelle fréquence intermédiaire, on peut, dans l'amplificateur M.F. qui suit, réaliser des transformateurs avec coefficient de surtension de la self très élevé, donc transfos à très grande sélectivité. De ce fait, la courbe de résonance d'un transfo M.F. étant très pointue, on peut, par

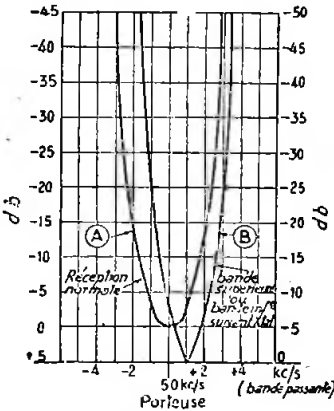


Fig. XIX-13

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

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.

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

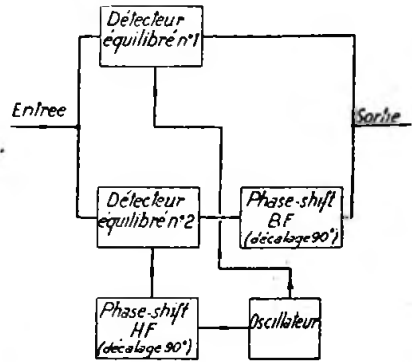


Fig. XIX-14

de l'adaptateur peut attaquer la dernière partie B.F. du récepteur normal. On peut, également, ajouter à l'adaptateur un simple tube 6V6, par exemple, actionnant un haut-parleur (ou encore il suffit de faire l'écoute au casque à la sortie du tube ECC40).

Enfin, une remarque importante : avec le potentiomètre Pot.1 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.

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.

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 transfo M.F., soit la plus courte possible (l'autre côté du secondaire étant relié à la masse). On réalisera, par exemple, un bouchon-intercept

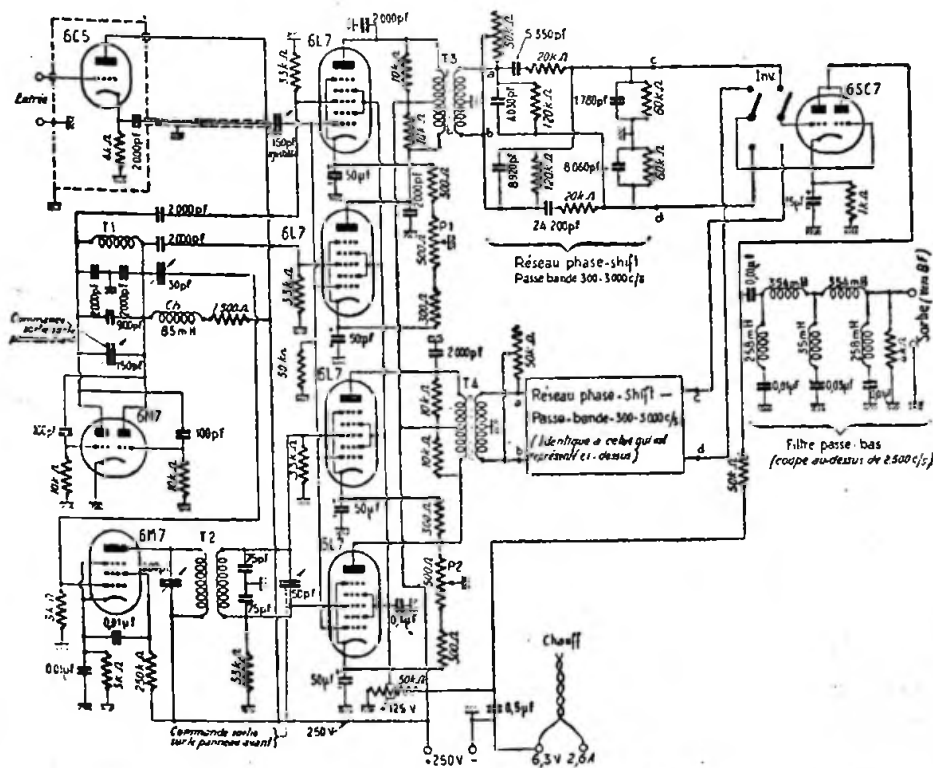


Fig. XIX-15

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.

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 adapta-

teur ; 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 k Ω 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 forte à la sortie, charger le secondaire de T_1 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 μ H environ (enroulement grille de l'accord P.O. d'un récepteur, avec quelques tours enlevés).

T_3 = transformateur moyenne fréquence ordinaire (450/475 kc/s), auquel on enlève le condensateur en parallèle sur le secondaire ; 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 selfs de 354 millihenrys, on bobine, en couches successives, environ 2.640 tours ; pour les selfs 258 mH, environ 2.280 tours ; enfin, pour la self 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 (6V6, 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_1 . Pour faire le réglage correct de T_1 , on connecte l'ampli vertical et l'ampli 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_1

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 $\pm 5\%$, nous avons relevé les rapports en tension suivants, entre la bande latérale reçue et celle rejetée :

Conclusion.

Nous ne nous étendrons pas davantage dans les détails de ces réalisations; elles ne s'adressent 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.

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

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 détails près, tout doit être normal et acceptable. (Certains O.M. utilisent des amplis de modulation tels que, s'ils les avaient essayés sur H.P., ils en seraient effrayés !)

2° Ne jamais faire fonctionner un maître-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 selfs 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 self d'un C.O. et la self de choc placée dans sa connexion d'alimentation. Les placer aussi perpendiculairement dans un même plan ; ou encore, placer la self de choc dans un boîtier cylindrique en aluminium relié 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 selfs, 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 self 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 masse. 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). 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° 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. 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.

Vérifier, également, si toutes les tensions de chauffage sont correctes et principalement, la tension de chauffage du tube H.F. modulé.

Dans le cas 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 foudre 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 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.

(1) Expression impropre adoptée par les amateurs ; d'autres disent « modulation négative ». En réalité, il s'agit d'une non-linéarité catastrophique (1) qui se traduit par une chute de la puissance H.F. dans les pointes 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 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

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.

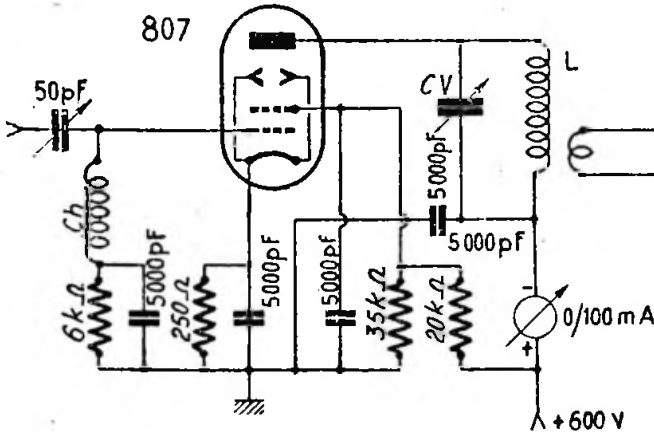


Fig. XX-1

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 qu la puissance perdue est proportionnelle aux chiffres suivants, qualifiant les isolants les plus courants; ces chiffres ont été établis sur ondes très

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. De plus, dans l'exécution de ce montage, on respectera les termes du n° 5.

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,

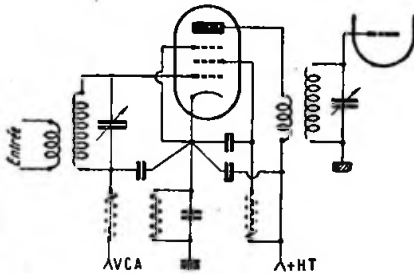


Fig. XX-2

6AC7, etc.) ont une conductance d'entrée moyenne, mais une conductance mutuelle très élevée.

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, 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.

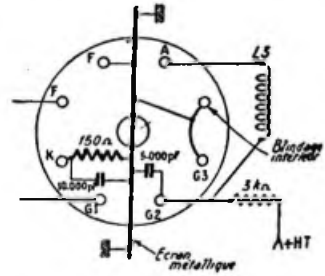


Fig. XX-3

Enfin, la figure XX-3 donne le schéma théorique et la réalisation pratique du câblage 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.) 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.

§ 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 avantagement 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'im-

portance 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 souplis (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.

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. disponi-

ble 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.

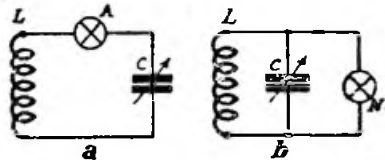


Fig. XXI-1

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 self est interchangeable, donc bobinée sur un mandrin carton bakérisé 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,

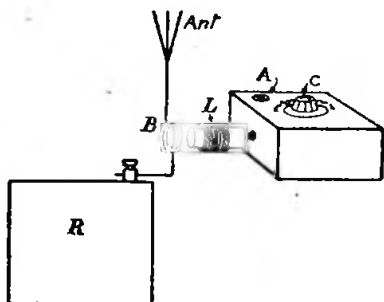


Fig. XXI-2

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

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, 6AF7, 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,

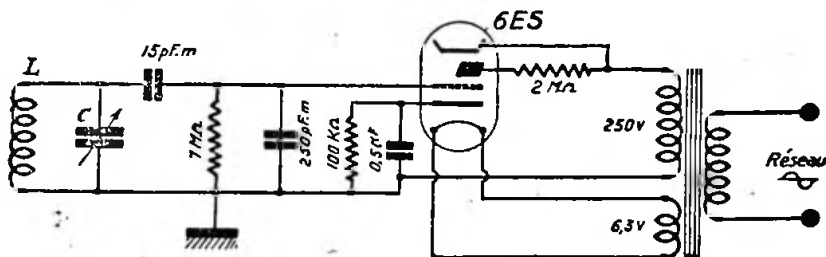


Fig. XXI-3

même diamètre que la self de l'ondemètre. On couple d'une manière aussi peu serrée que possible, la self 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.

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

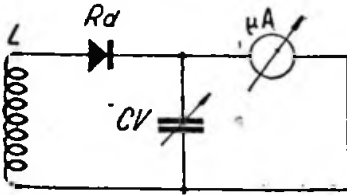


Fig. XXI-4

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., de

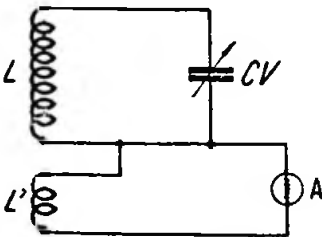


Fig. XXI-5

tels appareils doivent être absolument rejetés ; on leur préférera 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 décimétriques ; 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*.

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 grosses 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 contrôlera 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,

XXI-7) 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 self, soit par bobinages interchangeables.

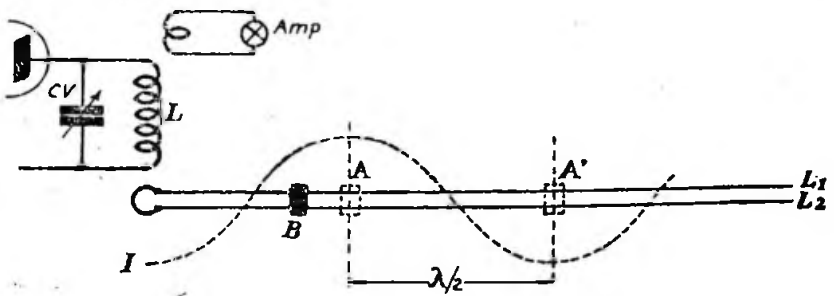


Fig. XXI-6

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, L₁ et L₂ fonctionnant en ondes stationnaires. Les deux fils sont maintenus tendus, avec un écartement 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.

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 dévia-

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 le retour du circuit grille (connexions très courtes).

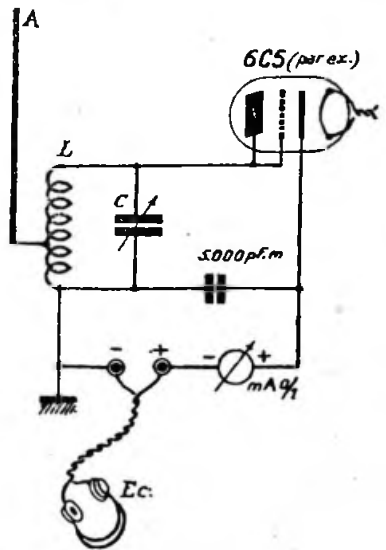


Fig. XXI-7

§ 3. — A) Contrôleur de champ Monitor

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.

tion 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).

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.

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

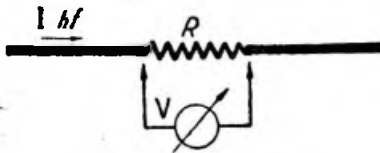


Fig. XXI-8

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). 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.

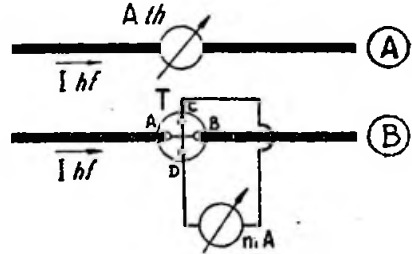


Fig. XXI-9

Enfin, un autre moyen consiste à utiliser un petit transformateur d'intensité (fig. XXI-10) constitué par un enroulement double en forme de tore comportant 2 fois 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'.

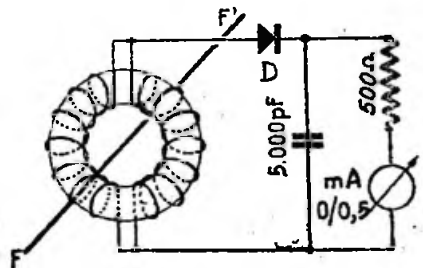


Fig. XXI-10

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.

1° Soit par un oscillateur B.F. incorporé à signaux sinusoïdaux ;

2° Soit par un oscillateur B.F. incorporé à signaux en dents de scie ;

3° Soit par une source extérieure, telle que pick-up (disque de fréquences) ou microphone.

Dans cette réalisation, l'oscillateur à signaux sinusoïdaux fournit 4 notes à basse fréquence fixes par le jeu du commutateur K_2 . Les valeurs des condensateurs sont approximatives, car elles dépendent du transfo B.F. utilisé (transfo rapport 3 ancien modèle — primaire monté dans l'anode). Ces fréquences B.F. peuvent être facilement ajustées et étalonnées par la méthode du battement. Rappelons, à ce sujet, que la Radiodiffusion française procède chaque lundi matin, vers 10 heures, à une émission de fréquences « étalons B.F. ».

Le tube 6C5 oscillateur B.F. fait fonction également d'amplificateur de tension. En effet, lorsqu'on introduit une fiche F dans le jack, les commutations se trouvent réalisées automatiquement (polarisation et attaque directe de la grille). C'est le cas de la modulation du générateur H.F. par un pick-up, par exemple (fiche F_2).

Une fiche F_1 , placée sur le côté du coffret, peut être également introduite dans le jack ; à ce moment, la 6C5 amplifie les signaux en dents de scie du tube au néon N (oscillations de relaxation dont la fréquence varie, par la manœuvre du potentiomètre P_1 de 1 M Ω (potentiomètre à variation linéaire) et du commutateur K_1 , de 2 à 10.000 périodes par seconde environ). Voici les valeurs des 12 capacités C' du commutateur K_1 : 30, 100, 500, 1.000, 2.000, 5.000, 8.000, 10.000, 20.000, 30.000, 50.000 pF et 0,1 μ F. Notons que, tour à tour, suivant le cas, F_1 fichée ou non, les signaux de basses fréquence en dents de scie ou sinusoïdaux sont disponibles également extérieurement aux bornes marquées B.F.

Le potentiomètre P_2 de 0,5 M Ω , règle la puissance de sortie B.F. et de ce fait, en même temps, la profondeur de modulation du générateur H.F. (potentiomètre à variation logarithmique).

N est un tube au néon, genre régulateur 48 volts de l'armée ; commercialement, on pourra choisir un tube parmi les types suivants : 991, 4.687, 7.475 ou VR75.

Un indicateur visuel du type 6AF7 à double sensibilité est prévu dans le montage ; en reliant sa grille de commande au V.C.A. d'un poste à régler, il rend d'appréciables services pour l'alignement. Une résistance de 0,5 à 1 mégohm en

série dans sa grille est une bonne précaution quant à la protection contre les fausses manœuvres de branchement, toujours possibles.

Le générateur H.F. proprement dit est équipé d'une 6J7, montage « electron couplé ». La sortie H.F. est réglable par un potentiomètre atténuateur P_3 de 1.000 ohms (potentiomètre à variation linéaire). L'ensemble L-R-C, placé à l'intérieur d'un petit blindage cylindrique dans la sortie H.F., réalise l'antenne fictive de liaison (valeurs : $L = 20 \mu$ H, $R = 25$ ohms, $C = 200$ pF). On confectionne la bobine L en enroulant 55 spires de 5/10 de millimètre sur un mandrin carton de 25 millimètres de diamètre, et sur une longueur de 50 millimètres.

Le montage E.C.O. du tube 6J7, outre sa simplicité et sa stabilité dans le temps, permet un couplage électronique par l'anode, entre le générateur et le poste à régler, par exemple, ce qui assure l'indépendance absolue des deux appareils (sans être obligé d'utiliser une lampe de couplage supplémentaire).

Le C.V., organe essentiel, sera choisi d'excellente qualité, sans jeu latéral, avec un bon démultiplicateur, vernier et alidade. On veillera également à l'absence de jeu dans la commande du démultiplicateur et du vernier. Le condensateur variable aura une capacité de 1.000 pF et une résiduelle très faible.

Pour la clarté du schéma, nous n'avons représenté qu'une bobine oscillatrice (L_1). Il est recommandé de faire le câblage entre bobines, condensateur et contacteur le plus court possible et très rigide.

Voici les caractéristiques des 5 bobinages à réaliser pour les 5 gammes :

Gamme 1. 60 à 18 Mc/s (5 à 16,65 mètres). 3 tours de fil 16/10 émaillé, enroulés sur air, diamètre 13 millimètres ; longueur du bobinage : 20 millimètres ; prise cathode à 1 tour côté masse. Pour cette bande, principalement, veiller à faire un câblage très court et en gros fil.

Gamme 2. 18 à 6 Mc/s (16,65 à 50 mètres). 7 tours de fil 10/10, sur un mandrin en carton bakélisé de 22 millimètres de diamètre ; longueur du bobinage : 22 millimètres ; prise cathode à 3 tours côté masse.

Gamme 3. 6 à 2 Mc/s (50 à 150 mètres). 24 tours de fil 5/10, sur un mandrin en carton bakélisé de 22 millimètres de diamètre ; longueur du bobinage : 38 millimètres ; prise cathode à 8 tours côté masse.

Gamme 4. 2.000 à 450 kc/s (150 à 667 mètres). 125 tours de fil 30/100 deux couches soie, enroulés sur 57 millimètres de long, sur un mandrin en carton baké-lisé de 22 millimètres de diamètre ; prise cathode à 45 tours côté masse.

Gamme 5. 450 à 100 kc/s (667 à 3.000 mètres). 475 tours de fil 15/100 deux couches soie, bobinés en vrac, suivant figure XXI-12, dans trois gorges de 25 millimètres de diamètre intérieur ; prise cathode entre les gorges 1 et 2, soit au 115° tour. En parallèle sur cette bobine, souder une capacité fixe au mica de 50 centimètres, comme l'indique la figure.

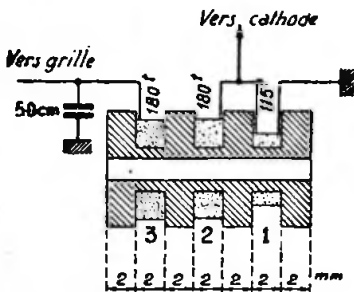


Fig. XXI-12

RFC₁ et RFC₂ sont des selfs de choc de valeurs respectives 2,5 et 10 mH. De plus RFC₂ sera blindée par un petit manchon cylindrique en aluminium.

La modulation B.F. est injectée dans le pisseur de la 6J7, lequel est polarisé environ - 15 volts (point a négatif de 5 volts par rapport à la masse). L'écran 6J7 est alimenté par une tension de 100 volts et découplé à la sortie même de la lampe par deux capacités, l'une au papier de 0,1 µF-1.500 V, l'autre au mica de 1.000 pF.

L'alimentation est faite à partir d'un transfo standard, chauffage 6,3 volts, avec point milieu à la masse ; valve 5Y4S (ou 5Y3GB) ; haute tension redressée et filtrée : 250 volts.

Avant de terminer cette description, revenons à l'oscillateur B.F. à relaxation : on sait que ces oscillateurs sont basés sur la charge d'un condensateur à travers une résistance et sa décharge dans un tube au néon. Ils présentent un intérêt certain, par le fait même de leur simplicité. On peut ainsi réaliser un générateur B.F. sans lampes, à fréquence variable dans d'assez larges limites, souvent suffisantes pour nombre d'applications. Sans avoir la pré-

ention de détrôner l'oscillateur B.F. à battements, que nous verrons au paragraphe suivant, nous pouvons obtenir de beaux résultats, même au point de vue de l'aspect des oscillations. En effet, si, à la place de la barrette B en série avec le condensateur en service, nous insérons une petite self à fer (1) il n'y a plus d'appels brusques de courant (la self tendant à régulariser, à freiner ce dernier). Le condensateur se charge et se décharge lentement, et l'ensemble self-capacité assure le contrôle de la fréquence des oscillations. Ainsi, les signaux B.F. produits sont presque sinusoïdaux.

L'ensemble est monté sur châssis aluminium placé à l'intérieur d'un coffret de même métal, par exemple, formant un blindage intégral.

Le montage terminé, on obtient un appareil complet, formant un tout compact et qui ne manquera pas de donner entière satisfaction dans bien des cas.

Étalonnage.

Il reste maintenant l'étalonnage à faire : c'est un travail minutieux, mais cependant simple. On peut le faire par comparaison avec une autre hétérodyne H.F. étalonnée dont on est certain.

À l'aide d'un récepteur quelconque, on contrôle le battement zéro lorsque les deux fréquences émises par chaque hétérodyne sont égales.

Le même procédé reste applicable par comparaison aux fréquences porteuses des émetteurs. Il suffit de repérer un certain nombre de stations en O.C., P.O. et G.O. dont on est certain de la fréquence, et d'obtenir le battement zéro entre la station et l'hétérodyne à étalonner.

Pour l'étalonnage des gammes dites « M.F. », dans lesquelles il n'y a pas de stations de radiodiffusion, il convient simplement de choisir des stations connues (en P.O., par exemple), avec lesquelles on pourra faire battre l'hétérodyne en *second harmonique*.

Perfectionnements au générateur précédent. Oscillateur grid-dip.

Malgré toutes les précautions prises, à savoir blindage intégral par montage dans un coffret aluminium complètement fermé et relié à la terre, condensateurs by-pass sur le secteur, on peut constater, dans certains cas, le rayonnement anormal de fréquences harmoniques gênantes et la difficulté d'obtenir une atténuation correcte

(1) Petite en dimensions, mais nombre d'henrys le plus important possible !

par P. La cause de ces anomalies provient d'un transport de H.F. par le secteur.

Le remède radical à ces maux consiste à intercaler, sur les fils du réseau, deux selfs d'arrêt haute fréquence Ch, convenablement découplées par des condensateurs au papier, comme le montre la figure XXI-13A. De cette façon, la H.F. est parfaitement bloquée et elle ne peut absolument pas s'écouler par le réseau. On peut réaliser Ch₁ et Ch₂ en bobinant en vrac, sur un tube de 40 millimètres de diamètre et entre deux flasques, quelque

sur la fréquence propre de l'appareil, est mise en évidence par un milliampèremètre (déviations totale 1 mA) intercalé dans le retour grille.

L'ensemble est entièrement blindé, sauf la self 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

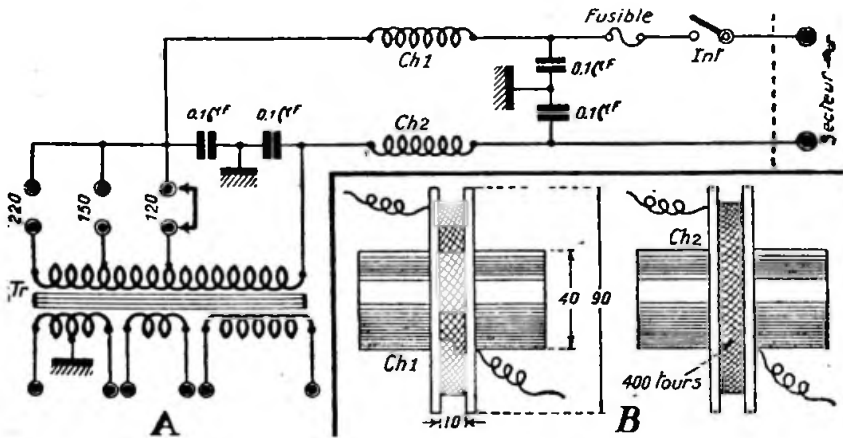


Fig. XXI-13

400 tours de fil 6/10 de millimètre émaillé (fig. XXI-13B). Une solution qui convient parfaitement bien également consiste à prendre pour Ch₁ et Ch₂ les bobinages de l'antenne secteur d'un récepteur Philips Super-Inductance, type 638A par exemple. Ces enroulements en galettes nids d'abeille, fixés à l'intérieur et en haut de l'ébénisterie, sont, dans le cas qui nous intéresse, d'une parfaite efficacité.

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 (6CS, 6J5, etc.). La variation du courant grille au moment du couplage d'un circuit quelconque vibrant

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 selfs, si l'ensemble Lx Cx est difficilement accessible avec l'appareil.

Avec un tel circuit anti-résonnant, si nous connaissons Cx, on déduit facilement

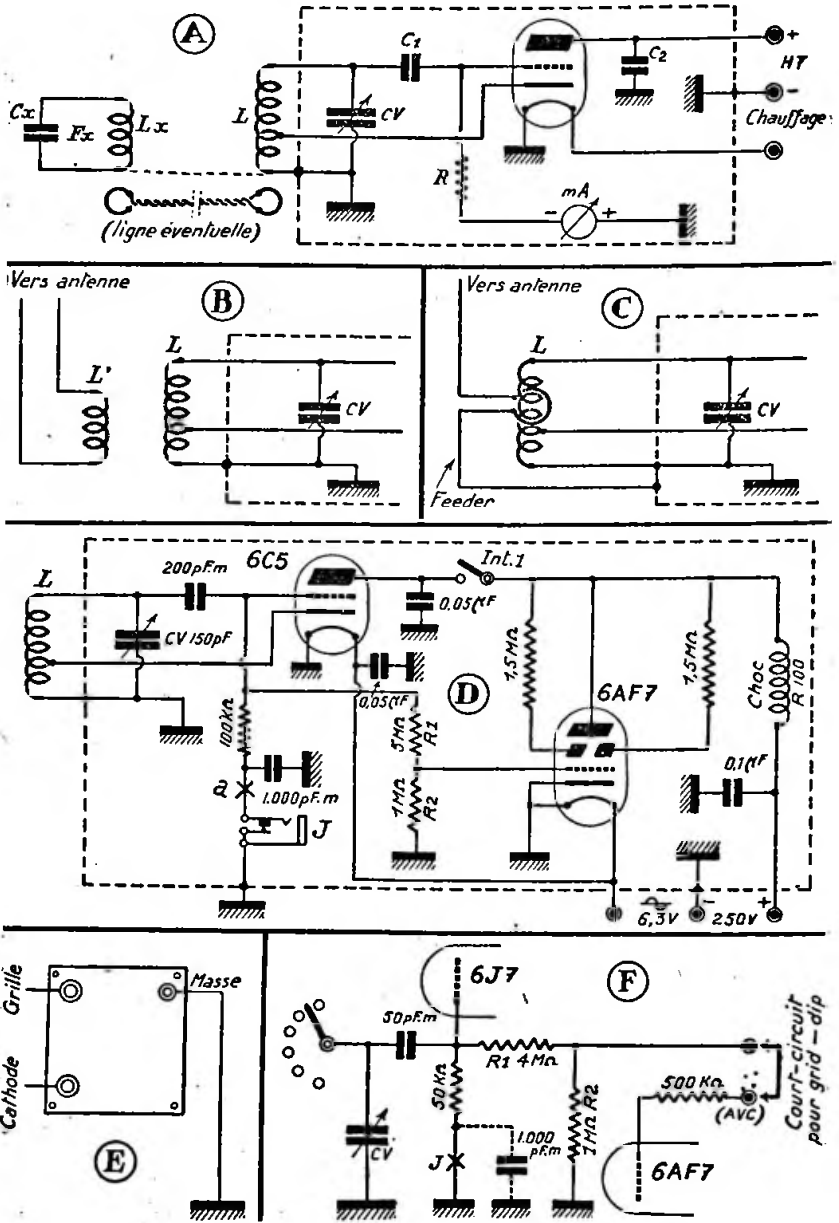


Fig. XXI-14

Lx (détermination de la valeur des selfs)
par la relation :

$$Lx = \frac{253,28 \times 10^9}{F^2 \cdot Cx}$$

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 (μ H).

Cx en picofarads (pF).

F en kilocycles/seconde.

Si, par contre, nous connaissons Lx, nous déterminerons la valeur de Cx (détermination de la valeur des capacités) par la relation :

$$Cx = \frac{253,28 \times 10^9}{F^2 \cdot Lx}$$

(mêmes unités que précédemment).

Dans le cas plus général où Lx et Cx sont inconnus, on voit tout de suite la fréquence de résonance F_x 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'émission (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 établies 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 self 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 μ F) 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 fautive : n'oubions 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 bobinant une self de 5 ou 6 spires. A une extrémité de cette self, 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 self 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 étaloné 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.

Ces exemples-types montrent quelques-unes des multiples applications d'un oscillateur grid-dip. Aussi allons-nous voir maintenant la réalisation d'un tel oscillateur autonome ; puis nous envisagerons ensuite les transformations à apporter à notre générateur 5/3.000 m. pour son fonctionnement en grid-dip.

Le montage de l'oscillateur grid-dip que nous proposons est donné sur la figure XXI-14D.

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 milliampère-mètre pourraient d'ailleurs, tout aussi bien, l'intercaler au point e et supprimer l'ensemble 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. 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 5/3.000 m. (fig. XXI-11).

Les transformations à faire ne sont pas très nombreuses : il suffit de disposer d'un commutateur de gammes à 6 positions (puisque nous avons 5 gammes au générateur). Les sixièmes 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. Évidemment, 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 6J7 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 M Ω , 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 6J7.

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.

En résumé, nous avons donc dans notre coffret-générateur ainsi transformé, quatre appareils aux utilisations multiples et qui rendront d'innombrables services à l'amateur dans ses montages récepteurs, émetteurs et autres, à savoir :

1° Générateur H.F. de 5 à 3.000 mètres, modulé ou non ;

2° Oscillateur B.F. à signaux sinusoïdaux ;

3° Oscillateur B.F. à signaux en dents de scie ;

4° Oscillateur grid-dip.

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'ampli à examiner par des tensions d'amplitude constante, mais de fréquence que l'on fait

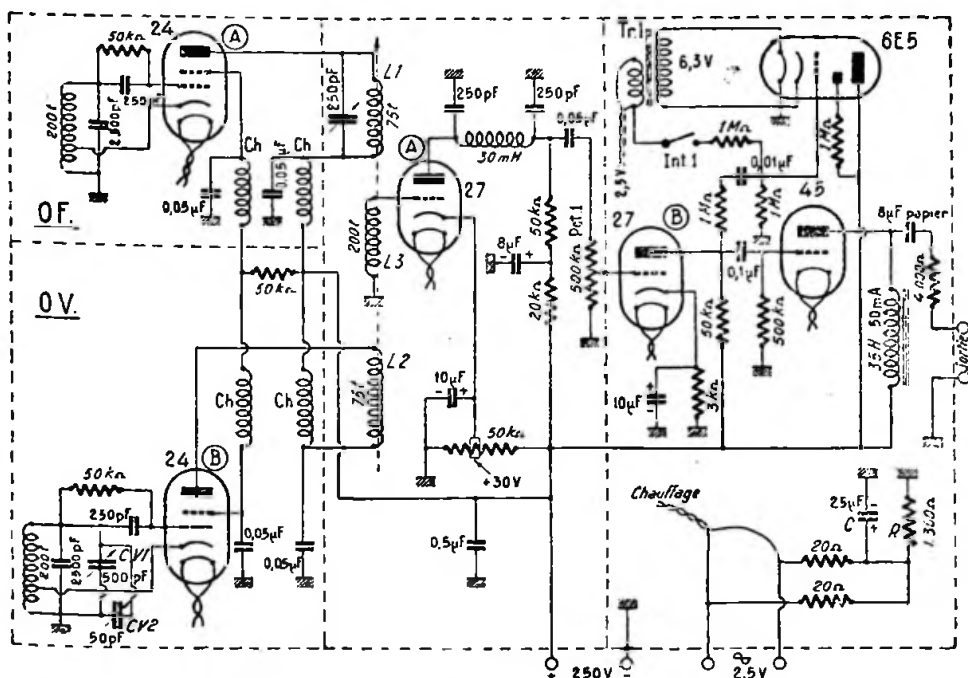


Fig. XXI-15

§ 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

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. à battements (signaux sinusoïdaux).

Nous allons voir, pour débiter, 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.

Le schéma de notre générateur BF est donné par la figure XXI-15, dans laquelle toutes les valeurs sont données. On remarquera tout de suite que les tubes utilisés sont d'un type déjà ancien. Notre réalisation remonte, en effet, à un bon nombre d'années (1937), mais elle n'est nullement « démodée » pour cela !... les générateurs à battements modernes étant construits exactement sur le même principe. Le lecteur intéressé pourra, évidemment, remplacer les tubes indiqués par des tubes plus récents; nous conseillons les 6J7 (à la place des 24), 6C5 (à la place des 27), et 6F6 montée en triode (à la place de la 45); nous reviendrons d'ailleurs plus loin sur cette question.

L'appareil proposé remplit les conditions suivantes :

1° Variation continue de la fréquence entre de larges limites (de 15 à 16.000 cycles/seconde) et avec une amplitude sensiblement constante (1/2 dB de 50 à 10.000 c/s, et 1,5 dB en dessus et en dessous de ces limites);

2° Puissance modulée maximum disponible, environ 500 mW;

3° Distorsion harmonique (ou « non linéaire »), moins de 3 % jusqu'à 300 c/s; moins de 2 % au-dessus de 300 c/s.

Il s'agit donc, comme nous l'avons dit, d'un générateur BF à battements, c'est-à-dire que la fréquence musicale résultante est égale à la différence entre la fréquence d'un oscillateur HF fixe (OF) et celle d'un oscillateur HF variable (OV). Il est nécessaire d'empêcher l'autosynchronisation des deux oscillateurs dans le cas d'un réglage sur des fréquences voisines (cas d'une note musicale à très basse fréquence). Aussi, est-il recommandé d'exécuter le montage dans un coffret d'aluminium à cloisonnements (indiqués en traits mixtes sur la figure XXI-15); de plus, les circuits d'alimentation anodes et écrans sont découplés par des selfs d'arrêt CH de 8 millihenrys.

Les oscillateurs travaillent sur GO (environ 250 kc/s) et sont montés en Eco, afin d'obtenir une parfaite stabilité dans le temps (tétraodes A et B, type 24).

Le réglage de la hauteur de la note (fréquence) se fait par la manœuvre du condensateur variable CV₁ du circuit oscillant tube 24 B. Quant à son amplitude, elle se règle par le potentiomètre de 500.000 Ω, Pot.₁.

Le condensateur CV₁ entraîne une aiguille qui se meut sur un grand cadran étalonné directement en fréquences. Pour faire la fréquence « zéro » de l'appareil, on place CV₁ au zéro du cadran, et on amène les deux oscillateurs au battement nul par la manœuvre du petit condensateur d'appoint CV₂. Le battement nul est contrôlé par un œil cathodique 6E5. Un autre procédé, plus précis encore, consiste à comparer le battement 50 c/s du générateur avec la fréquence du secteur. Pour cela, on place CV₁ sur la graduation 50; puis on ferme Int.₁. L'ajustage est correct, par la manœuvre de CV₂, lorsque les traces sur l'écran du 6E5 semblent fixes (battement nul entre l'appareil et la fréquence du secteur).

Mais reprenons l'étude de notre appareil à la sortie des oscillateurs OF et OV. L'énergie est transmise à l'étage suivant par le couplage des bobines L₁, L₂ et L₃; afin d'obtenir une puissance de sortie constante, nous recommandons de coupler assez faiblement l'enroulement L₁ aux deux autres (à déterminer expérimentalement). L'oscillation BF de battement est détectée par le tube 27 (A), travaillant par courbure de plaque. Dans l'anode de ce tube, un petit filtre passe-bas en π est intercalé, afin de supprimer les quelques composantes haute fréquence qui pourraient subsister. Ensuite, nous avons un amplificateur à deux tubes 27 (B) et 45, couplés par résistances et capacité. Ce dernier tube est polarisé par une résistance de 1.300 Ω, shuntée par un condensateur de 25 μF 50 V (R et C), entre point milieu de l'alimentation chauffage et masse.

L'anode du tube 45 est chargée par une self à fer de 35 H - 50 mA. La sortie s'effectue en parallèle sur cette self (donc sur une impédance assez forte), par l'intermédiaire d'une capacité au papier de 8 μF en série avec une résistance de 4.000 Ω. Pour effectuer certaines mesures, il y a donc nécessité de prévoir un transformateur BF adaptateur (abaisseur d'impédance), comme il est montré sur la figure XXI-16.

Afin d'obtenir une parfaite stabilité, nous recommandons l'emploi d'une alimentation HT régulée (250 V).

Comme nous l'avons dit précédemment, les lecteurs qui voudront construire ce générateur pourront le faire avec des lampes plus récentes. A la place des tubes 24, on montera des 6J7, par exemple (le suppressor étant alors connecté à la masse); à la

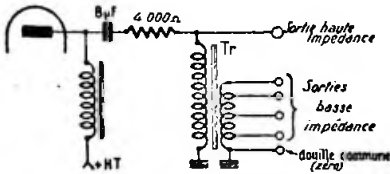


Fig. XXI-16

place des 27, on mettra des 6C5. Pour ces remplacements, aucune modification n'est à apporter aux valeurs des organes de la figure XXI-15. Quant au tube final, ce sera un 6F6 monté en triode dont le schéma est donné sur la figure XXI-17.

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

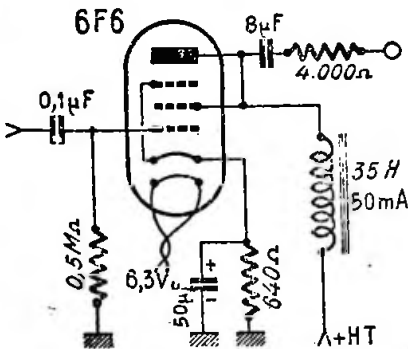


Fig. XXI-17

sortie doit être constante tout au long 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-

leurs 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, le gain variant avec l'amplitude. 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 ampli, 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 aucune importance; en effet, l'oreille humaine n'est nullement 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 (harmonique).

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

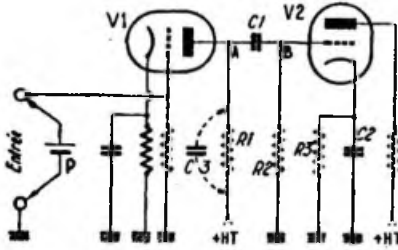


Fig. XXI-18

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 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_2).

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_2 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) :

1° Prévoir le condensateur de liaison C_1 d'une capacité très élevée, afin d'augmenter son temps de décharge ; on aura ainsi une

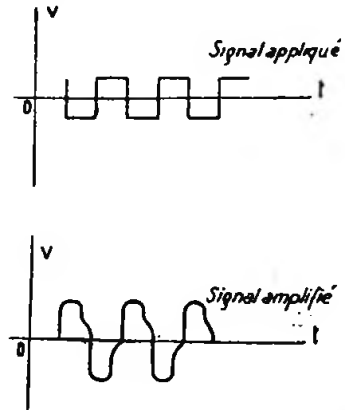


Fig. XXI-19

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_1 , 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_1 . 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

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 importé peu, pourvu qu'il soit bien réalisé, très stable et d'amplitude de sortie constante.

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

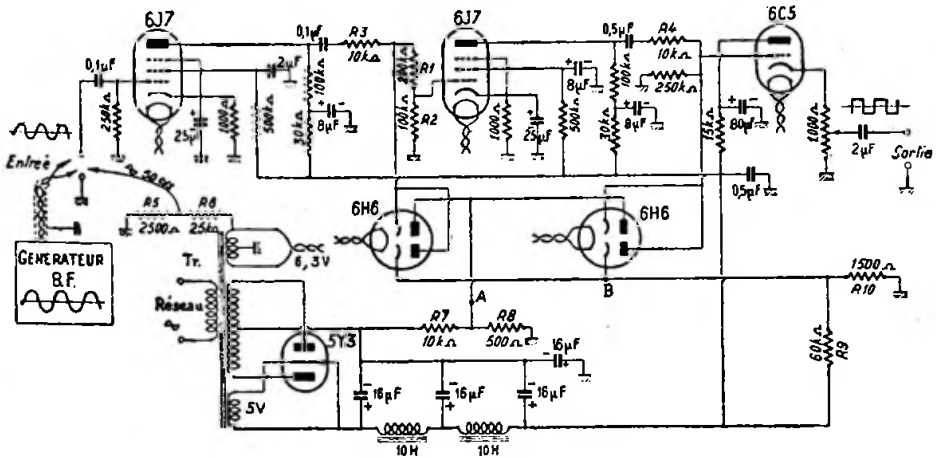


Fig. XXI-20

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 sinusoïdaux, et transformer ensuite ces derniers en tension rectangulaire par *tronçage*

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,

sente une valeur de $1\text{ M}\Omega$ 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 écrêteuses. Un filtrage soigné est réalisé, afin de ne laisser subsister aucune trace d'alternatif

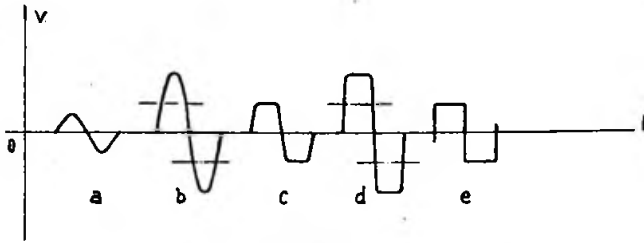


Fig. XXI-21

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 $2\ \mu\text{F}$. 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 pré-

sent une valeur de $1\text{ M}\Omega$ minimum, pour que la transmission des signaux rectangulaires à toutes les fréquences soit correcte.

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 $80\ \mu\text{F}$ 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. On pourra réaliser cette capacité par un groupe de cinq condensateurs électrochimiques doubles de deux fois $8\ \mu\text{F}$ dont tous les éléments seront réunis en parallèle.

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 écrêtage, 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 fautive des signaux. Il est

donc préférable d'attaquer directement les plaques de l'oscillographe. Par comparaison, en utilisant l'ampli *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_1, R_2 .

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 motiennelle » 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 tétrade 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 suivantes :

a) On constate tout de suite et agréablement l'effet de la contre-réaction sur un ampli pentode ou tétraode ; la courbe de distorsion linéaire de l'ampli, 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 amplis pentodes à contre-réaction et les amplis 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 ampli que nous avons 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 pla-

cées sur les anodes mêmes des lampes amplificatrices de tension, etc.

Il faut cependant reconnaître encore une fois que ce sont les amplis pentodes ou tétraodes à contre-réaction ou les amplis triodes qui donnent les résultats les meilleurs.

Conclusion.

De ces études, nous pouvons en déduire que l'ampli pentode sans contre-réaction devrait toujours être rejeté, lorsque l'on recherche la musicalité, la haute fidélité.

D'autre part, l'ampli pentode à contre-réaction et l'ampli triode donnent des performances sensiblement égales. Cependant, si les résultats sont équivalents au point de vue distorsions, l'ampli pentode est facilement plus puissant.

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.

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

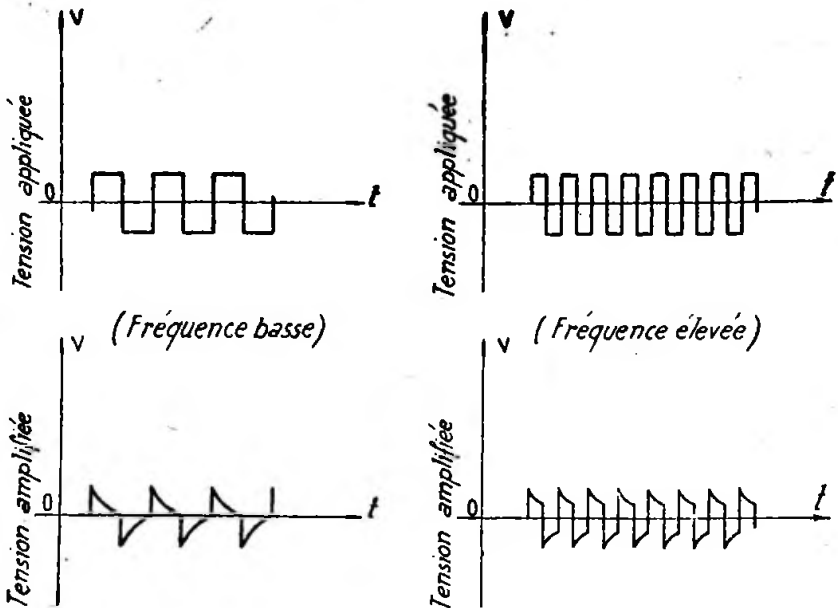


Fig. XXI-22

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

fréquence basse et sur fréquence élevée de la figure XXI-22 donnent une idée de ce que l'on obtient, hélas ! trop fréquemment, suivant la période du signal.

En télévision, supposons que nous ayons, par exemple, de larges surfaces très sombres voisinant avec d'autres, au contraire très lumineuses. Le courant de modulation de la grille Wehnelt a une amplitude constante dans l'exploration de la zone éclairée,

puis une brusque variation au passage dans la zone sombre, suivie de nouveau, à ce moment, d'une nouvelle amplitude constante, etc. Le changement d'amplitude doit donc se faire instantanément, sans période d'« hésitation » ou d'oscillation, puis la tension transmise doit rester fixe immédiatement à cette nouvelle valeur. D'où nécessité de reproduction parfaite des signaux rectangulaires, reproduction parfaite à rechercher surtout aux fréquences très peu élevées (sur les fréquences plus hautes, la correction s'ensuivra automatiquement).

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

réseau RC, dits oscillateurs à pont de Wien. Le schéma d'un tel générateur est donné sur la figure XXI-23, schéma simple comparé à celui d'un générateur à battements (fig. XXI-15). Cependant, 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).

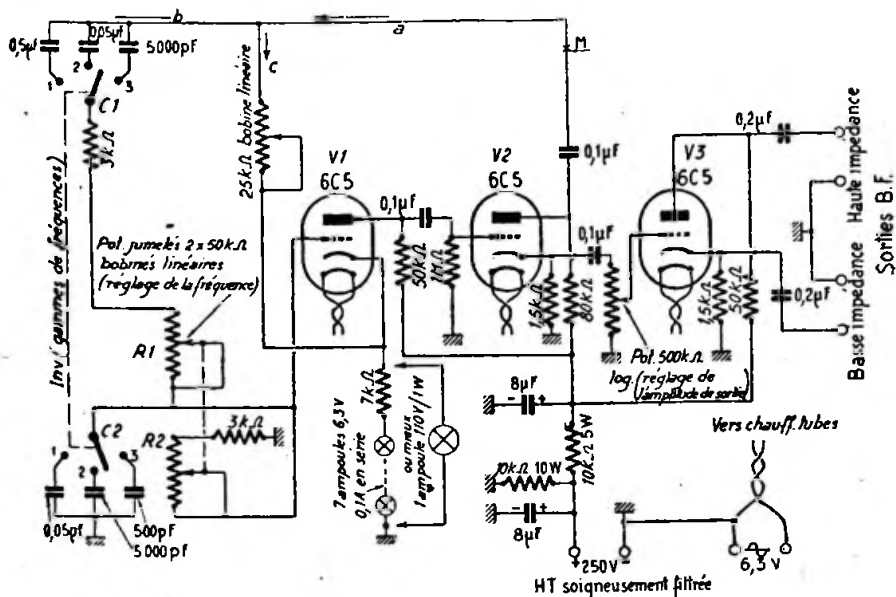


Fig. XXI-23

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.

Oscillateur B.F. à pont de Wien.

Avant de clore ce paragraphe réservé aux générateurs B.F., nous ne pouvons pas passer sous silence les oscillateurs B.F. à

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/1W : 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 :

$$F = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{R_1 \cdot C_1 \cdot R_2 \cdot C_2}}$$

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 dé-

sous peine d'introduire une composante alternative dans les mesures.

Un étage tampon de sortie a été prévu (tube V_0) ; l'amplitude de sortie est réglable par le potentiomètre de 500 k Ω 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

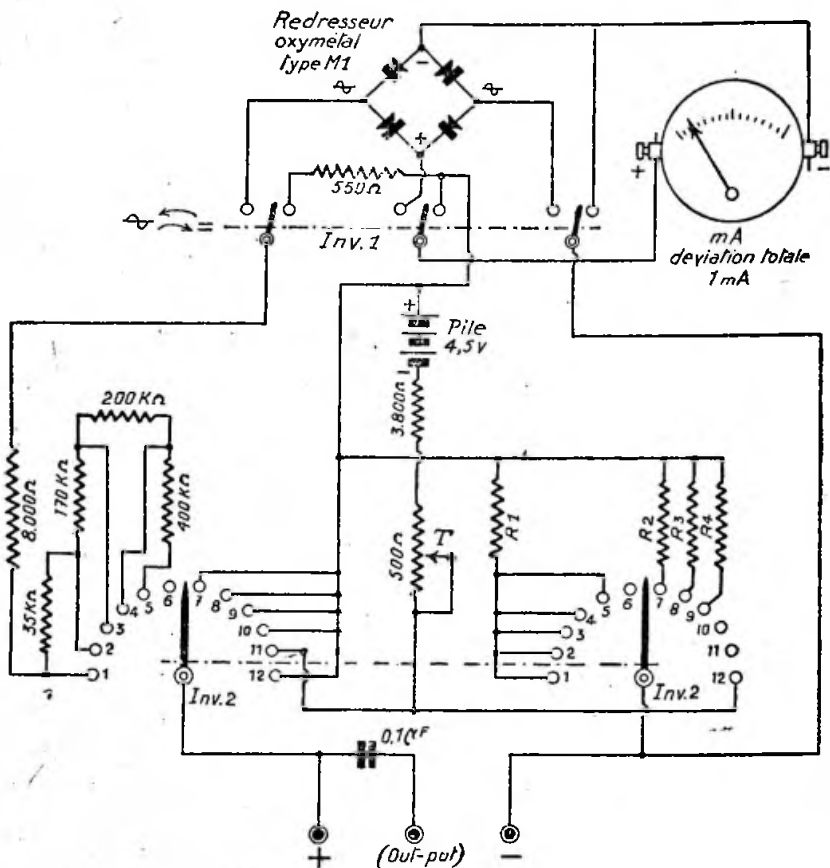


Fig. XXI-24

sirée s'opère par le potentiomètre jumelé 2×50 k Ω . 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),

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 k Ω de la branche c). En effet, le montage ne

fournit des ondes sinusoïdales parfaites qu'à cette condition (début d'accrochage, taux de réaction négative élevé). Il importe donc de 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.

Les utilisations d'un tel générateur sont les mêmes, évidemment, que celles d'un générateur différentiel à battements ; nous n'y reviendrons pas (1).

§ 6. — Voltmètre, milliampèremètre, ohmmètre

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).

C'est un instrument aussi indispensable que la pince coupante, le tournevis ou le fer à souder.

Néanmoins, pour l'amateur qui désire-rait construire également sa boîte de contrôle, nous donnons (fig. XXI-24) un montage très simple à réaliser.

On utilise un milliampèremètre « mA » de déviation totale 1 mA, avec cadran de 120 à 150 mm. de diamètre et aiguille-couteau. On peut faire, ainsi, des échelles très lisibles.

Les fils des « tests » se branchent aux bornes + et — ; une borne supplémentaire est prévue pour l'utilisation en outputmeter.

Les diverses échelles (ou sensibilités) sont commutées par le commutateur double Inv.₂ à 12 positions ; on a :

- 1) 0 — 10 volts cont. ou alt. (suivant position de Inv.₁) ;
- 2) 0 — 50 volts, *idem* ;
- 3) 0 — 250 volts, *idem* ;
- 4) 0 — 500 volts, *idem* ;
- 5) 0 — 1.000 volts, *idem* ;
- 6) Point zéro ;
- 7) 0 — 250 mA ;
- 8) 0 — 50 mA ;
- 9) 0 — 10 mA ;
- 10) 0 — 1 mA ;
- 11) 100 ohms à 1 mégohm ;
- 12) 0 à 500 ohms (lecture inversée).

(1) Est-il nécessaire d'ajouter que, outre les générateurs B.F. précédemment décrits, un disque de fréquences rend également de nombreux services dans la mise au point d'une station d'émission (section basse fréquence).

La mise à zéro de l'aiguille, pour l'utilisation en ohmmètre, se fait par le potentiomètre de tarage T, de 500 ohms.

Les valeurs des résistances-série pour les mesures de tension (Inv.₂ — sélecteur de gauche) sont des valeurs de départ ; il convient de choisir des résistances de la valeur indiquée du type « aggloméré », afin de pouvoir en ajuster la valeur exactement au moment de l'étalonnage, en faisant des encoches à la lime dans le corps (augmentation de la valeur).

Enfin, les résistances-shunt (Inv.₂ — sélecteur de droite) sont à déterminer avec précision également. On a :

$$R_1 = 9 r \qquad R_2 = r/249$$

$$R_3 = r/49 \qquad R_4 = r/9$$

r étant la résistance du cadre du milliampèremètre (ordinairement indiquée par le constructeur).

Notons qu'en alternatif, seule la position 0-10 volts nécessite une échelle spéciale ; sur les autres positions, les mesures correspondent aux indications des échelles pour courant continu.

En alternatif, les fils de test restent branchés aux douilles + et — ; seul, Inv.₁ est à manœuvrer.

Il est possible de mesurer des tensions continues ou alternatives, jusqu'à 3.000 volts. Il suffit de prévoir une douille isolée supplémentaire (+) ; cette douille est reliée au contact 5 du sélecteur de gauche de Inv.₂ à travers des résistances en série formant une valeur de 1,65 MΩ. Pour la mesure des très hautes tensions, il suffit de placer le fil de test (+) dans cette nouvelle douille, le fil de test (—) restant dans sa place habituelle, et Inv.₂ pouvant être dans l'une quelconque des positions 1, 2, 3, 4 ou 5 ; Inv.₁ est évidemment placé dans la position requise (continu ou alternatif).

§ 7. — Voltmètres électroniques

Bien que pas obligatoirement nécessaire, un petit voltmètre à lampe à très grande impédance d'entrée peut parfois rendre de grands services à l'amateur.

Nous donnons ici un montage relativement simple (fig. XXI-25). Il utilise un tube 6F7, dont l'élément pentode est monté en diode, et un tube 6E5 (tube cathodique d'accord), monté en indicateur de zéro.

L'ombre sur l'écran fluorescent de l'œil disparaît pour une tension négative de grille de 8 volts environ. Le montage réalisé n'est autre qu'un pont de Wheatstone, dont une des branches à résistance variable est remplacée par la résistance interne de l'élément triode de la 6F7.

Pour obtenir des lectures exactes, nous recommandons l'emploi d'une alimentation stabilisée, la tension d'alimentation ne devant pas varier pendant les mesures. Une valve type 80 ou 5Y3 suffit amplement comme tube redresseur.

L'étalonnage se fait très simplement également : on court-circuite les bornes marquées « alternatif » et on ramène le curseur de P_2 en b ; puis, on fait disparaître

Dans ce voltmètre, la détection est opérée par l'élément pentode du tube 6F7, élément monté en diode. Or, on sait qu'un tel détecteur charge le circuit sur lequel il est connecté. Aussi a-t-on songé à utiliser comme détecteur un tube monté en redresseur par courbure de plaque ; en effet, un détecteur plaque ne chargeant pas le circuit, permet de réaliser un voltmètre à lampe à consommation nulle.

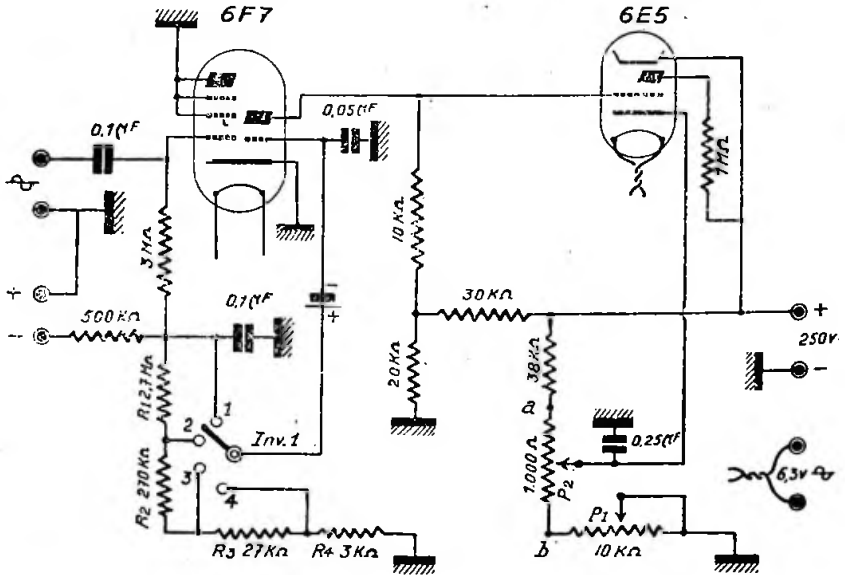


Fig. XXI-25

toute ombre sur l'écran du 6E5 en ajustant P_1 (potentiomètre bobiné de 10.000 ohms).

La manœuvre de P_2 (potentiomètre bobiné de 1.000 ohms à variation linéaire) entraîne la rotation d'une grande aiguille sur un cadran. Il suffit maintenant de graduer ce cadran en remplaçant le court-circuit des bornes marquées « alternatif » par des tensions d'étalonnage exactement connues.

Par l'ajustage minutieux des résistances R_1 , R_2 , R_3 et R_4 , on pourra facilement étendre les mesures sur plusieurs échelles commutées par le contacteur Inv.1. On aura par exemple :

- En 1 : 1,5 volt ;
- En 2 : 15 volts ;
- En 3 : 150 volts ;
- En 4 : 1.500 volts.

La figure XXI-26 donne le schéma absolument classique d'un tel voltmètre à lampe de grande précision (1). Le tube 6Q7MG fonctionne en détecteur plaque, et le tube 6AF7, en indicateur de zéro.

C'est le potentiomètre Pot.1 de 50.000 Ω linéaire bobiné qui comporte une grande aiguille couteau se mouvant sur le cadran étalonné.

Le mode d'emploi de cet appareil est très simple :

1° Mettre l'index de Pot.1 sur zéro ; fermer Int.1 et faire le zéro du voltmètre par la manœuvre de Pot.2 (autrement dit, régler l'ombre du 6AF7 jusqu'à l'obtention d'une ligne très fine).

2° Ramener ensuite l'index de Pot.1 au maximum et connecter le voltmètre sur la

(1) Voir appareil similaire dans le *Haut-Parleur*, n° 881, page 813, et 890, page 152.

tension à mesurer par les bornes + et —, en ouvrant Int., s'il s'agit d'une tension continue; ou par les bornes \equiv , en fermant Int., s'il s'agit d'une tension alternative.

3° Revenir alors lentement vers le zéro, avec l'index de Pot., jusqu'à l'instant où l'on obtient la même ligne d'ombre sur le 6AF7 que celle déterminée au 1°. Il ne reste qu'à lire la valeur de la tension sur le cadran de Pot., en face de l'index.

Des résultats identiques peuvent être obtenus avec le tube DG7-1 de Philips, ou le C75S de Mazda (dans ce dernier cas, prévoir le chauffage du tube à 6,3 volts).

Dans notre réalisation, toutes les électrodes sont accessibles séparément au moyen d'une plaquette P à barrettes (même la grille Wehnelt, dans le cas d'une modulation du tube en intensité, pour la télévision).

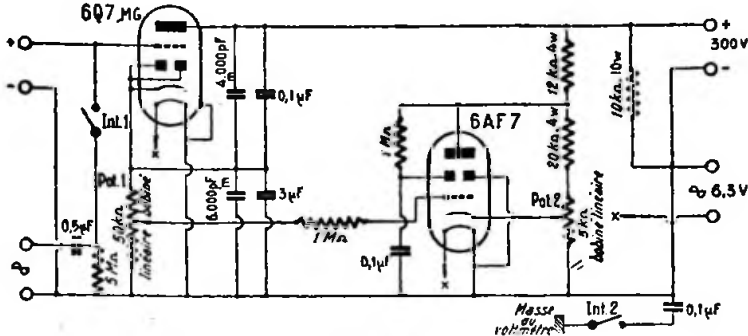


Fig. XXI-26

L'interrupteur Int., permet de relier, ou non, la borne (—) à la masse du voltmètre.

En cas de mesure de tensions H.F., il est préférable de ne pas se servir des douilles du voltmètre, ceci afin de minimiser les pertes. On attaque alors directement le têtôn du tube 6Q7 par la tension H.F. à mesurer, à travers une capacité de 2.000 à 5.000 pF au mica; le têtôn de grille est « maintenu » à la ligne négative par une résistance de 5 M Ω .

§ 8. — Oscillographe cathodique. Vobulateur.

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. Comme pour tous les appareils de mesure qui ont précédé, nous nous bornerons à proposer un montage simple, mais sérieux, sans commentaires excessifs, cet ouvrage n'étant pas destiné à l'étude des instruments de mesure!

Cet oscillographe (fig. XXI-27) utilise un tube cathodique S.F.R. type OE70 55.

La suppression du retour du spot s'effectue par liaison du Wehnelt à la plaque du thyatron 884 (1), à travers une capacité à fort diélectrique mica de 50 pF.

La fréquence de balayage est déterminée par la manœuvre de l'inverseur Inv.; voici les valeurs des capacités reliées aux contacts de cet inverseur : successivement 100 pF, 500 pF, 2.000 pF, 10.000 pF, 0,05 μ F et 0,35 μ F.

La fréquence de balayage peut être ajustée, d'autre part, par la manœuvre du potentiomètre P₁.

Deux inverseurs, Inv.₁ et Inv.₂, permettent toutes les combinaisons possibles. Voici les conditions de travail pour chaque position :

Inv.₁. — Attaque des plaques horizontales :

- 1 \Rightarrow par le balayage ;
- 2 \Rightarrow par l'intermédiaire de l'amplificateur ;
- 3 \Rightarrow directement.

Inv.₂. — Attaque des plaques verticales :

- 1 \Rightarrow par l'intermédiaire de l'amplificateur avec synchronisation extérieure ;
- 2 \Rightarrow par l'intermédiaire de l'amplificateur avec synchronisation intérieure ;

(1) Base de temps — oscillateur à tensions de relaxation.

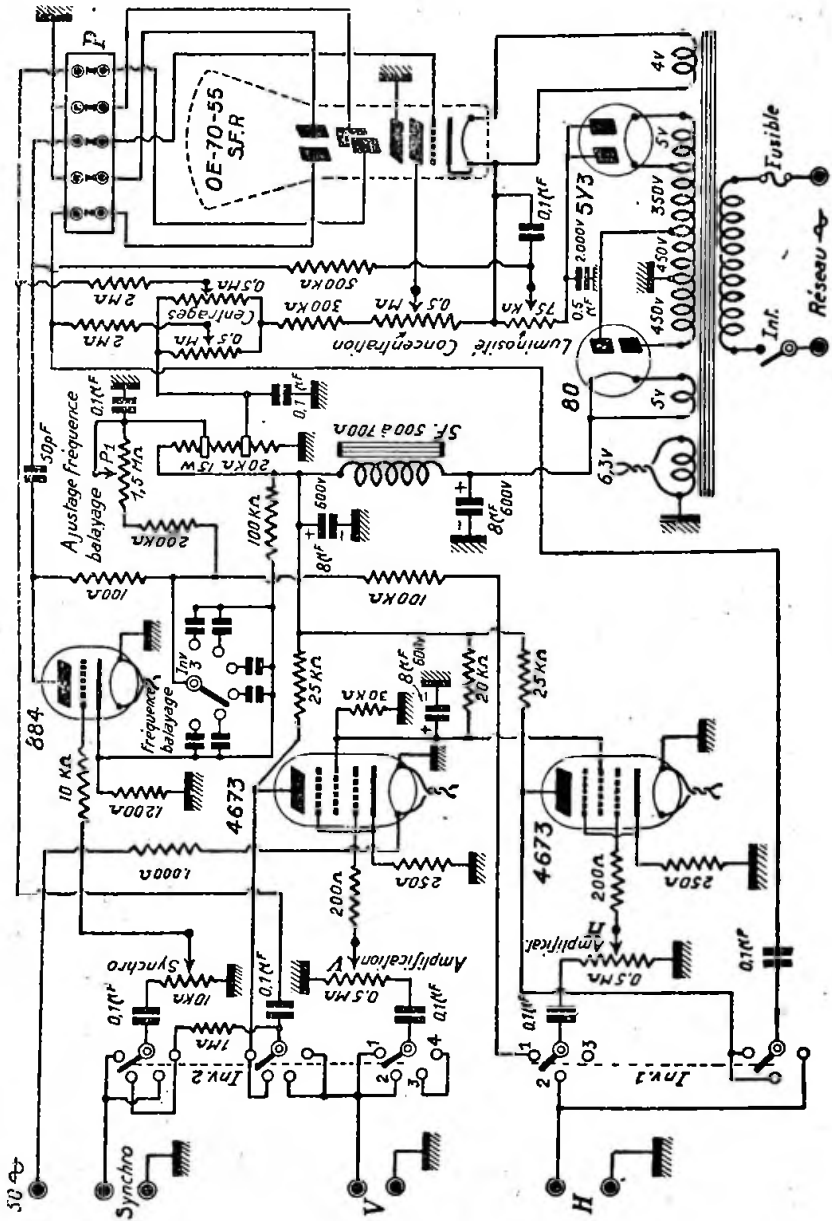


Fig. XXI-87

- 3 → directement avec synchronisation extérieure ;
- 4 → directement avec synchronisation intérieure.

Les deux amplificateurs sont équipés avec des pentodes à grande pente, type 4673.

Tous les potentiomètres utilisés sont à variation linéaire de résistance.

Enfin, toutes les valeurs et fonctions des organes sont mentionnées sur la figure.

Après la lecture de cet ouvrage, l'amateur a remarqué les multiples applications de l'oscillographe : contrôles oscilloscopiques à la réception, examen panoramique, mise au point des amplificateurs B.F., réglage de la modulation d'un émetteur, etc.

Dans cet ordre d'idées, nous donnons, tout d'abord, le schéma d'un vobulateur simple (fig. XXI-28).

Le tube 6C5 est l'oscillateur, et le tube 6K7, 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 bobinage 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 456 kc/s; la fréquence du générateur devra être égale, soit à : 456 + fréquence à

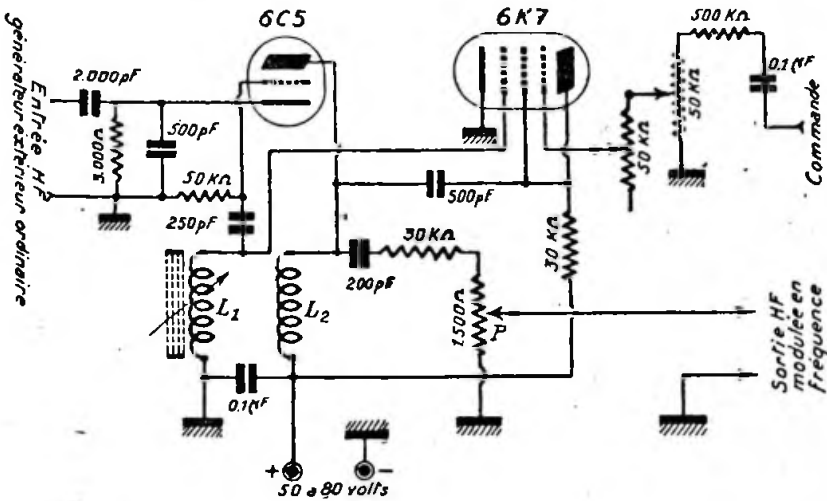


Fig. XXI-28

Nos lecteurs connaissent également l'utilisation de l'oscillographe pour le relevé des courbes de sélectivité et l'alignement des récepteurs. C'est ce que nous allons voir maintenant.

Vobulateur.

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 vobulateur (wobbler des Américains), 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.

examiner, soit à : 456 — fréquence à examiner.

P, potentiomètre de 1.500 ohms, est l'atténuateur H.F. classique. 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'oscillographe. Il est facile de régler la largeur de bande du swing de fréquence. Du fait de cette commande, la synchronisation est automatique !

Générateur H.F. modulé en fréquence (1).

Dans le montage précédent, il est à noter que si la moyenne fréquence à régler

(1) Voir appareil similaire dans le *Haut-Parleur*, n° 890, page 152.

(M.F. du récepteur) est égale à la fréquence engendrée (1) 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 très classiques du battement et du tube à

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 » fournit cette tension de synchronisation de 100 c/s; en

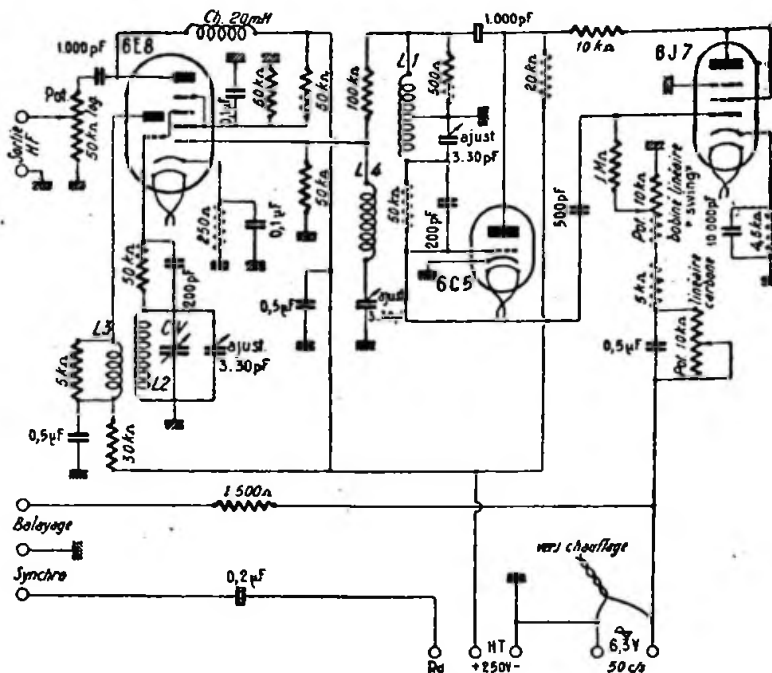


Fig. XXI-29

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 6J7 est le modulateur à réactance; le 6C5, l'oscillateur fixe modulé en fréquence; et le 6E8, l'oscillateur variable changeur de fréquence (battement des deux oscillateurs).

Les sorties sont les suivantes :

- Sortie H.F. (amplitude réglable);
- Balayage à 50 c/s : tension sinusoïdale à 50 p.p.s. pouvant être utilisée pour

effet, la connexion R_d est branchée à la cathode de la valve de redressement (2), 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 bakérisé de 30 millimètres de diamètre; prise de masse à la 37^e spire comptée à partir du côté plaque (à accorder par l'ajustable sur 1.600 kc/s).

(2) La partie alimentation, tout à fait classique, n'a pas été représentée sur la figure XXI-29.

(1) Disons 455 ou 456 kc/s.

$L_1 = 60$ spires jointives de fil émaillé 25/100 de millimètre sur un mandrin en carton bakérisé de 20 millimètres de diamètre. Sur ce même mandrin, et à une distance de 2 millimètres, on bobinera L_2 .

$L_2 = 45$ spires jointives, même fil ; bien veiller au sens des connexions pour l'entretien des oscillations.

$L_3 = 160$ spires en nid d'abeilles de fil 15/100 de millimètre, deux couches soie, sur mandrin bakérisé 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_3 , 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_3 oscille vers 2.800 kc/s, d'où battement résultant de 1.200 kc/s.

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.

dulée 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 oxy métal 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

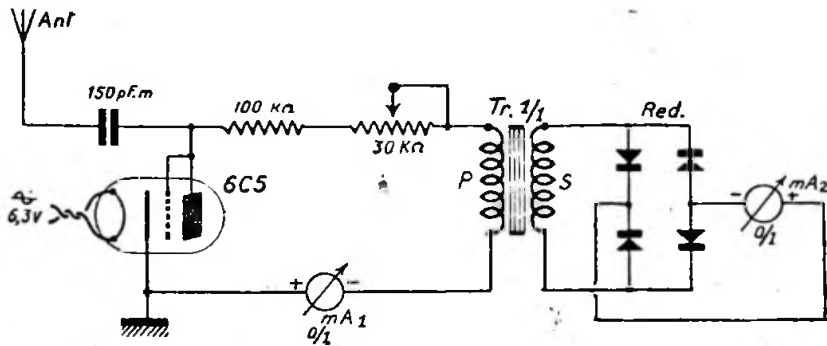


Fig. XXI-30

§ 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.

Le schéma d'un tel appareil est donné sur la figure XXI-30. On applique une fraction de l'énergie haute fréquence mo-

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 transfo 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).

Pour terminer, la figure XXI-32 donne le schéma d'un modulomètre, très intéressant également, mais conçu selon un principe différent. Nous ne dirons cependant 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 *intégrateur* permettant, après réglage, la lecture directe du taux de modulation avec une bonne précision.

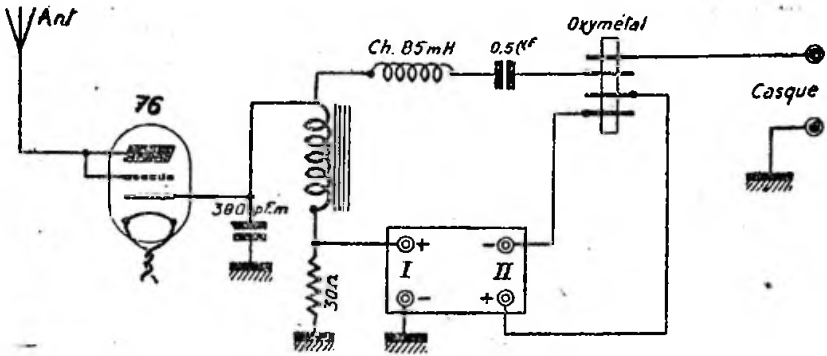


Fig. XXI-31

D'autre part, nous donnons sur la figure XX-31, 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

Le collecteur Ant. est toujours constitué par une petite tige métallique ; le circuit L.C.V. 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 Pot₂ ;

b) Avec l'émetteur en service, mais sans modulation, régler Pot₁ 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).

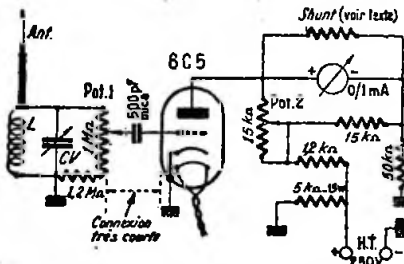


Fig. XXI-32

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.

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 C₁ d'excellente qualité, sans fuites, et un tube triode sans courant grille.

Pratiquement, avec tous les modulateurs 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 ?

§ 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) ;
30 Mc/s	(0,1 kW) ;
35 Mc/s	(0,1 kW).

Sur ces ondes porteuses, deux fréquences B.F. sont transmises : 600 c/s et 440 c/s. Elles alternent de 5 en 5 minutes ; ainsi de la minute 0 à la minute 4, on a la modulation à 600 c/s ; de la minute 5 à la minute 9, on a la modulation à 440 c/s, etc. En d'autres termes, la modulation B.F. (600 ou 440 c/s, suivant le cas) est interrompue durant 1 minute, toutes les 5 minutes : entre la 4^e et la 5^e minute, entre la 9^e et la 10^e minute, etc.

Chaque interruption de la modulation est mise à profit pour annoncer :

a) En télégraphie, l'heure G.M.T. qu'il sera à l'instant précis de la reprise suivante ;

b) En téléphonie, l'indicatif WWV de la station, et l'heure en Eastern Standard Time (on doit ajouter 5 heures pour avoir le temps G.M.T.).

Après l'annonce de l'heure aux 10^e et 49^e minutes, les lettres W, ou N, ou U, peuvent être transmises en télégraphie. Ces lettres se rapportent à la propagation hertzienne et aux perturbations ionosphériques pouvant affecter les transmissions au-dessus de l'Atlantique Nord dans les 12 heures suivantes. W, répété 6 fois, indique la prévision de telles perturbations ; N, répété 8 fois, signale une propagation particulièrement stable ; U, répété 6 fois, indique des conditions de propagation instables.

L'exactitude de l'émission des fréquences H.F. est supérieure à 1/50.000.000 ; la précision des fréquences B.F. et la précision du « temps » des reprises de modulation sont du même ordre.

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 ; le top de la 59^e seconde est supprimé.

Signalons une autre station du « Bureau of Standards », la station de Maui, îles Hawaï (indicatif WWVH) ; les émissions d'ondes étalonnées sont analogues à celles de WWV. Les fréquences porteuses utilisées, expérimentalement, sont de 5, 10 et 15 Mc/s.

Naturellement, les indications que nous venons de donner sont susceptibles d'être très légèrement modifiées par le « Bureau of Standards ».

Trafic et réglementation

§ 1. — Pour devenir amateur-émetteur

Toute personne (1) qui envisage de faire de l'émission, doit, avant toute chose, remplir en deux exemplaires les imprimés délivrés par l'Administration (2), 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 formules 706.

Ensuite, ces imprimés seront retournés en bloc à l'Administration (2).

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 5^e 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 ins-

pecteur. 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*.

Revenons quelque peu sur la question de l'examen. La partie technique ne présente pas de grandes difficultés. Le candidat doit simplement avoir en esprit des notions théoriques simples et bien assises ; avec cela, il doit s'en « tirer élégamment » (3). Par contre, et de plus, il doit pouvoir transmettre télégraphiquement (code Morse) et lire au son à une vitesse de 10 mots ou « groupes » par minute, chaque mot ou groupe comprenant cinq lettres, chiffres ou signes de ponctuation, ce qui fait une vitesse de 600 groupes à l'heure. Cette dernière épreuve est obligatoire. Elle est imposée même si l'amateur a la ferme intention de ne se livrer qu'à la radiotéléphonie.

Disons enfin que l'exploitation d'une station privée d'amateur (5^e catégorie) entraîne une redevance *annuelle* (taxe de contrôle).

Le droit d'examen n'est, évidemment, exigible qu'une fois.

§ 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 (sur-tout la bande 40 mètres !).

(1) L'Administration délivre également des licences aux dames et aux demoiselles, à condition qu'elles satisfassent aux épreuves de l'examen.

(2) Adresse : Présidence du Conseil — Secrétariat Général des Postes, Télégraphes et Téléphones. Direction Générale des Télécommunications. 2^e Bureau. Stations Radioélectriques Privées, 20, avenue de Ségur, Paris (7^e).

(3) L'amateur qui aura « potassé » cet ouvrage est certain du succès.

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.
- 7.100 à 7.150 kc/s : Régions 1, 2 et 3 ; mais partagée avec B dans les régions 1 et 3.
- 7.100 à 7.300 kc/s : Région 2.
- 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.
- 72.000 à 72.800 kc/s : Pour la France et l'U.R.S.S. seulement.
- 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 (étendue à 220-231 Mc/s jusqu'en janvier 1952).
- 420 à 450 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.

Voici, en manière de résumé, les bandes de fréquences réservées aux amateurs français (1).

Bande de	3,5 à	3,8	Mc/s (dite des 80 mètres).	} Avec une puissance alim. maximum de 50 watts.
—	7 à	7,200	Mc/s (dite des 40 mètres).	
—	14 à	14,400	Mc/s (dite des 20 mètres).	
—	28 à	29,700	Mc/s (dite des 10 mètres).	} Avec une puissance alim. maximum de 100 watts.
—	72 à	72,8	Mc/s (dite des 4 mètres).	
—	144 à	146	Mc/s (dite des 2 mètres).	
—	420 à	460	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.	

Pour ce qui est de la modulation par impulsion et de la modulation de fréquence, voir respectivement les chapitres XV et XVIII.

D'autre part, la bande 80 mètres est partagée avec des services officiels français qu'il est instamment prié de ne pas brouiller.

(1) Juillet 1951.

Enfin, nous rappelons qu'il est du devoir de chacun de respecter les sous-bandes (graphie et phonie). Celles-ci n'étant pas officielles, il est de bon goût de s'astreindre à cette discipline librement consentie pour le plus grand bien de tous. Nous indiquons, ci-dessous, les limites des sous-bandes « graphie » : 3.500 à 3.550 kc/s ; 7.000 à 7.050 kc/s ; 14.000 à 14.150 kc/s ; et 28 à 28,2 Mc/s.

Au moment où nous écrivons ces lignes (1951), précisons que la bande 15 mètres prévue par la conférence d'Atlantic City n'est pas encore ouverte aux amateurs (21 à 21,45 Mc/s).

§ 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 5° catégorie (amateurs). |) | F3AA à F3ZZ |
| | | 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 4° catégorie. | | F4AA à F4ZZ |
| d) Stations privées de radiocommunication. | | F2AA à F2ZZ |

Voici, classés par ordre alphabétique, les préfixes de nationalité des stations d'amateurs :

Note. — Dans le cas de stations mobiles, la lettre X précède ordinairement l'indicatif.

Liste officielle des préfixes de nationalité et Répartition des districts

A	Etats-Unis d'Amérique.
AC3	Sikkim.
AC4	Thibet
AG2	Trieste (MF2).
AP	Pakistan.
AR	Liban (OD).
B et C	Chine (XU).
C3	Formose (Taïwan).
C9	Mandchourie.
CE	Chili.
1	Provinces d'Antofagasta, Atacama, Tacna et Tarapaca.
2	Provinces d'Aconcagua, Valparaíso et Coquimbo.
3	Provinces de Santiago, O'Higgins et Colchagua.
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 Llanquihue.
7	Territoire de Magellan.
CM	Cuba (graphie).

(1) Livre donnant les noms et adresses des amateurs régulièrement autorisés du globe.

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.
CN	Maroc français.
CP	Bolivie.
CR4	Cap Vert (Iles du).
CR5	Guinée portugaise. — Iles Príncipe et Sao-Thomé.
CR6	Angola.
CR7	Mozambique.
CR8	Indes portugaises, Goa.
CR9	Macao.
CR10	Timor.
CS3	Açores
CS6	Angola
CT1	Portugal.
CT2	Açores.
CT3	Madère.
CX	Uruguay.
CZ	Monaco.
DK-DL	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 (3-7-8-9)	France.
FA (3-7-8-9)	Algérie.
FB	Madagascar, 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	îles Anglo-normandes.
GD	Île de Man.
GI	Irlande du Nord.
GM	Ecosse.
GW	Pays de Galle.
HA et HG	Hongrie.
HB	Suisse.
I	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	Îles Carolines (WC6)
KG4	Guantanamo (NY4) (WG4).
KG6	Cuam, Saipan et Tinian (WG6).
KG6IA-IZ	Îles Bonin, Volcano, Iwojima.
KH6	Hawaï (WH6).
KJ6	Îles Johnston (WJ6).
KL7	Alaska (WL7).
KM6	Îles Midway (WM6).
KP4	Porto-Rico (WP4).
KP6	Groupe Palmyr et Jarvis (WP6).
KR6	Îles Riou-Kiou - Okinawa (WR6).
KS4	Swan (Île du Cygne) (WS4).
KS6	Samoa américaine (WS6).
KV4	Îles 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).
I.U	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).
PI	Curacao, Antilles hollandaises.
PK	Indes néerlandaises.
1, 2, 3	Java.
4	Sumatra.
5	Bornéo hollandais.
6	Cébes 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	Dodécannèse - Iles du Rhodes.
TA	Turquie (d'Europe et d'Asie).
TF	Islande.
TG	Guatemala.
TI	Costa-Rica - Ile Coco.
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	Biélorussie (Russie Blanche).
UD6	Azerbaïdjan.
UF6	Géorgie.
UG6	Arménie.
UH3	Turkménistan (Turkoman).
UI8	Ouzbékistan.
UJ8	Tadjikistan.
UL7	Kazakstan.
UM8	Kirghizstan.
UN1	Carélie.
UO5	Moldavie.

UP2	Lithuanic.
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	Antigua, 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.
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 Phoenix.
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, Massachussets, 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, Mississippi, 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	Iowa, 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.
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 Maracai.
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, Colonies et Protectorats.
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	Haiti.
4WA - 4WZ	Yemen.
4XA - 4XZ	Etat d'Israël.
4YA - 4YZ	Organisation de l'Aviation civile internationale.
5CA - 5CZ	Maroc (français).
9AA - 9AZ	Saint-Marin.
9NA - 9NZ	Népal.
9SA - 9SZ	Sarre.
3WA - 3XZ	} Disponibles
4ZA - 4ZZ	
5AA - 5BZ	
5DA - 5ZZ	
6AA - 6ZZ	
7AA - 7ZZ	
8AA - 8ZZ	
9BA - 9MZ	
9OA - 9RZ	
9TA - 9ZZ	

Parmi ces préfixes « chiffrés », certains sont déjà employés ; citons :

3A2	Monaco.
3V8	Tunisie.
4X4	Israël.
9S4	Sarre.

Indicatifs 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.

§ 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).

QAV	J'appelle
QAV?	Est-ce que vous m'appellez ?
QBK	Je peux travailler en réseau.
QBK?	Pouvez-vous travailler en réseau ?
QHI	Élevez votre fréquence.
QHI?	Dois-je élever ma fréquence ?
QHM ou QMH ..	Je cherche les réponses depuis l'extrémité des fréquences élevées jusqu'au milieu de la bande.
QLM ou QML	Je cherche les réponses depuis l'extrémité des fréquences basses jusqu'au milieu de la bande.
QLO	Baissez votre fréquence.
QLO?	Dois-je baisser ma fréquence ?
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 ?
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.
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'appellez 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 ?	
QSI	Envoyez les télégrammes à la suite, sans les répéter.	
QSI ?	Dois-je envoyer les télégrammes à la suite, sans les répéter ?	
QSI	La taxe à percevoir par mot pour	est de
		francs, y compris la taxe télégraphique intérieure.
QSI ?	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.
QSH	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 ?
QTK	Le relèvement vrai de par rapport à moi est degrés à (heure).
QTK ?	Quel est le relèvement vrai de par rapport à vous ?
QTL	J'envoie des signaux pour vous permettre de déterminer votre position par rapport au radio-compass.
QTL ?	Envoyez des signaux pour me permettre de déterminer ma position par rapport au radio-compass.
QTM	Je transmets des signaux radioélectriques et des signaux acoustiques sous-marins pour vous permettre de déterminer votre relèvement et votre distance.
QTM ?	Transmettez des signaux radioélectriques et des signaux acoustiques sous-marins pour me permettre de déterminer mon relèvement et ma distance.
QTN	Je ne puis pas prendre le relèvement de votre station (ou de) par rapport à ma station.
QTN ?	Pouvez-vous prendre le relèvement de ma station (ou de) par rapport à vous ?
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.
QTS	Le relèvement vrai de ma station par rapport à la vôtre est degrés à (heure).
QTS ?	Quel est le relèvement vrai de votre station par rapport à la mienne ?
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.
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 station 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 ?

Groupes non officiels utilisés par les amateurs :

- QRRR Signal de détresse terrestre 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.

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 :

(D'après la Conférence du Caire - 1938.)

- A Ondes entretenues.
 A₀ Ondes dont les oscillations successives sont identiques en régime permanent (exemple : émissions de fréquences étalonnées, trait continu).
 A₁ Télégraphie en ondes entretenues pures manipulées suivant un code télégraphique.
 A₂ Télégraphie modulée ; onde porteuse modulée à une ou plusieurs fréquences audibles, la ou les fréquences audibles ou leur combinaison avec la porteuse étant manipulées suivant un code télégraphique.
 A₃ Téléphonie ; ondes résultant de la modulation d'une onde porteuse par des fréquences correspondant à la voix, à la musique ou à d'autres sons.
 A₄ Fac-similé ; ondes résultant de la modulation d'une onde porteuse par des fréquences produites lors de l'exploration d'une image fixe en vue de sa reproduction sous une forme permanente.
 A₅ Télévision ; ondes résultant de la modulation d'une onde porteuse par des fréquences produites lors de l'exploration d'objets fixes ou en mouvement.
 B Ondes amorties ; 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.

On admet la présence d'une onde porteuse dans tous les cas ; cependant, elle peut ne pas être transmise.

§ 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, abréviations qui dérivent presque toutes de l'anglais (1). Les voici :

Abt	Environ.
AC	Courant alternatif.
AF	Basse fréquence.
Agn	Encore.
Ani	Aucun, quelque.
Aer, Arl	Antenne.
BC	Broadcasting, radiodiffusion.
BCI	Brouillages causés aux auditeurs de broadcast.
BCL	Auditeur de radiodiffusion.
Bd	Mauvais.
Bi	Par.
Biz	Les affaires.
Bjr	Bonjour.
Bk	Travail en break-in.
Bsr	Bonsoir.
Bst	Heure légale d'été en Angleterre et en France.
BT	Basse tension.
Btr	Mieux, meilleur.
Bug	Vibroplex.
B4	Avant.
Call	Indicatif d'appel.
CC	Pilotage par quartz.
Chirp	Piaulement, piaulé.
Cld	Appelé.
Clg	Appelant.
Cn	Je puis.
Cnt	Je ne peux ; ne pouvez-vous ?
CO	Etage quartz.
CO	Circuit oscillant.
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.
Dnt	Ne pas ; je ne... pas.
Dr	Cher.
DX	Grande distance.
Ere	Ici.

(1) Notons, en passant, que l'anglais est la langue internationale dans le cas de la radiotéléphonie.

Es	Et.
Fb	Beau travail.
FD	Doubleur de fréquence.
Five	5 (mètres).
FM	De, à partir de.
Fonc	Téléphonie (ou écouteur, casque).
Fr, Fer	Pour.
Fréq	Fréquence.
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.
Gud	Bon.
Ham	Amateur.
HF	Haute fréquence.
Hi!	Et de rire, hilarité.
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.
Inpt	Puissance alimentation.
Key	Manipulateur.
LF	Basse fréquence.
LT	Basse tension.
Ltr	Lettre.
Mni, Mani	Beaucoup.
Mci	Merci.
Mi	Mon, ma, mes.
Mike	Microphone.
Msg	Message.
MO	Oscillateur pilote.
MO-PA	Emetteur commandé par oscillateur séparé.
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 (vieil homme, amateur).
ON	Sur, « sur l'air ».
Onli	Seulement.
OPR	Opérateur.
OW	Femme opératrice.
PA	Etage amplificateur H.F.
Psc	S'il vous plaît, veuillez.
PH	Phonie.
Pwr	Puissance.

R	Bien reçu.
RAC	Courant alternatif redressé.
Red	Reçu.
Rcvr, RX	Récepteur.
Rdn	Courant antenne.
RF	Haute fréquence.
Rite	Ecrivez, j'écris.
Rprt	Rapport, compte rendu.
Rpt	Répétez.
RST	Report de réception.
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.
Ten	10 (mètres).
Test	Essai.
Tg	Télégraphie.
Tfc	Trafic.
Tjrs	Toujours.
Tnx, Tks	Merci.
Tmrw, Tmrw	Demain.
TP	Téléphonie.
TPTG	Émetteur à circuits grille et plaque accordés.
Trub	Ennui, difficulté.
Tri	Essayez, j'essaie.
TV	Télévision.
TVI	Brouillages provoqués sur les bandes de télévision.
U	Vous (ou « ultra »).
Unstdi	Instable.
Ur	Votre, vos.
V	De.
Vs	Vous, vos.
Vx	Vieux.
Vy	Très.
Wen	Quand.
Wid	Avec.
Wkg	Travaillant.
WL, Wll	Je vais.
WX	Temps, conditions atmosphériques.
Xmitter, Xmtr	Appareil émetteur.
X, Xtal	Cristal, quartz.
XYL ou YF	Épouse de l'opérateur.
YL	Jeune femme (ou les dames et les demoiselles, en général).
YR	Votre, vos.
Znite	Ce soir.
73	Meilleures amitiés.
88	Amour, baisers, tendresses.
161	Total des deux précédents !

§ 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*.

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.

Analogies officielles.

L'« International Amateur Radio Union » recommande aux « phonistes » l'emploi des 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 durant ces dernières années :

A	Able	N	Nan
B	Baker	O	Oboe
C	Charlie	P	Peter
D	Dog	Q	Queen
E	Easy	R	Roger
F	Fox	S	Sugar
G	George	T	Tare
H	How	U	Uncle
I	Item	V	Victor
J	Jig	W	William
K	King	X	X-ray
L	Love	Y	Yoke
M	Mike	Z	Zebra

Il est bien évident qu'entre *amateurs de langue française*, il est possible d'utiliser toutes autres analogies : *termes courants*, tels que *prénoms* ou *noms de pays*.

§ 8. — Trafic.

Modes opératoires

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 gé-

néral 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) 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 72 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.

§ 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 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. — WI à 0 — § 3).

Conclusion

Pour terminer, il nous faut insister sur l'esprit cordial, l'entraide, la camaraderie qui forment cette belle chaîne liant tous les amateurs du globe.

Quelques F3, F8 ou F9 peuvent exercer à l'étranger une influence considérable et amener une opinion bonne ou mauvaise sur notre compte.

Songez 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.

(Juillet 1951.)

BIBLIOGRAPHIE GÉNÉRALE

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, des 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.

Radio Electricité Générale, R. MESNY (Editions Chiron, 40, rue de Seine, Paris-6°).

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-2°.

La T.S.F. (Editions Chiron, 40, rue de Seine, Paris-6°).

La Radio Française (Editions Dunod, 92, rue Bonaparte, Paris-6°).

La Radio Professionnelle (18 bis, villa Herran, Paris-16°).

La Réception Panoramique, Robert ASCHEN et Roland GOSMAND (Technique et Vulgarisation, 5, rue Sophie-Germain, Paris-14°).

Vues sur la Radio, Marc SEIGNETTE † et Edouard JOUANNEAU (Editions Librairie de la Radio, 2, rue Réaumur, Paris-2°).

Pratique et Théorie de la T.S.F., Paul BERCHÉ † et F. JUSTER (Editions Librairie de la Radio, 2, rue Réaumur, Paris-2°).

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 C° — U.T.C. — Thordarson — Meissner — R.C.A. — Sylvania — etc...

TABLE DES MATIÈRES

Pages

Préface de la première édition	7
Préface de la seconde édition	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. — Tétraodes 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	22
10. — Tension de déchet, Angle de passage	25
11. — Loi d'Ohm. Dispositifs potentiométriques	26
Bobinages à fer (coefficient de self-induction et impédance)	27

CHAPITRE III. — Classification des récepteurs O.C.

1. — Généralités	31
2. — Amplification directe	31
3. — Changement de fréquence	32

CHAPITRE IV. — Etude des éléments d'un récepteur O.C.

1. — Le Q d'une self-induction	33
2. — Circuit oscillant. Pertes et qualité	33
3. — Quelques méthodes de band-spread	34
4. — L'amplificateur H.F.	35
Compensateur d'antenne	36
Lampe désamortisseuse	38
Exemples de montages d'amplificateurs H.F.	38
5. — Le changement de fréquence	41
6. — L'oscillateur	44
7. — L'amplificateur M.F.	45
Amplificateurs M.F. à réaction	46
Etage M.F. avec filtre à quartz	47
Sélectivité variable	50
Réglage des transformateurs M.F.	52
8. — Problème de l'alignement	53
9. — Détection et antifading	54
Détection diode	54
Détection plaque	56
Détection grille	57

	Détection Sylvania	57
	Commande automatique de volume	58
	C.A.V. par diode	58
	C.A.V. par tube « antifading »	59
	C.A.V. amplifiée différée	60
	Détecteurs à cristal de germanium	62
	Réception « diversity »	62
§ 10.	— Systèmes antiparasites	63
	Limiteur à diode	63
	Limiteur Dickert	64
	Étouffeur à diode	64
	Limiteur B.F.	65
	Ecrêteur à seuil de limitation au taux instantané de modulation	67
	Étouffeur Lamb	67
§ 11.	— Indicateur d'accord et « S mètre »	68
	Étalonnage des « S mètres »	70
§ 12.	— Oscillateur de battement pour la télégraphie	71
§ 13.	— L'amplificateur B.F.	72
	Contre-réaction et circuits correcteurs	75
§ 14.	— Souffle ; bruit de fond. Sensibilité	82
§ 15.	— Lampe de glissement	83
§ 16.	— Correcteurs de fréquence. Discriminateurs	84

CHAPITRE V. — Etude des éléments d'un émetteur

§ 1.	— Résistance et pertes des circuits oscillants	87
	Remarque sur le montage des C.V. de C.O. parcourus par la H.T.	88
	Tableau synoptique des éléments d'un émetteur	89
§ 2.	— Rôle du pilote	89
§ 3.	— Divers « maîtres-oscillateurs » :	
	Reversed Feed Back	90
	Feed Back	90
	Hartley	90
	Colpitts	90
	Split coil Hartley	91
	Hoffman	91
	Meissner	91
	T.P. — T.G.	91
	T.N.T.	91
	Mesny	91
	Hartley push-pull	92
	Dynatron	92
	Franklin	92
	David	92
	Oscillateur à couplage cathodique	92
	Oscillateur à couplage électronique (E.C.O.)	93
	Oscillateur Clapp	93
	Notes sur le montage et l'utilisation des maîtres-oscillateurs	94
§ 4.	— Oscillateur pilote quartz	95
	Modification de la fréquence d'un cristal	97
	Montages oscillateurs à cristal :	
	Oscillateur Pierce	98
	Oscillateur Pierce pentode	98
	Oscillateur Jones à réaction cathodique	98
	Oscillateur Tritet	99
	Oscillateur E.C.O. — Tritet — Quartz	99
	Note sur les oscillateurs-quartz à circuit d'anode accordé	99
	Notes relatives à l'utilisation des cristaux modernes	100
	Oscillateur Pierce	100
	Jones Crystal Oscillator et Jones Improved Oscillator	101
	Utilisation d'un quartz sur la fréquence demie de sa fondamentale	102
§ 5.	— Excitateurs toutes bandes et V.F.O.	103
	V.F.O.	104
	Montages de V.F.O.	106
	Pilote. V.F.O. Fréquence-mètre F3AV	108
	Excitateur toutes bandes. V.F.O. Xtal	112
§ 6.	— Rôle des étages tampon et doubleur	114

	<i>Pages</i>
§ 7. — Rôle de l'étage amplificateur H.F. (étage P.A.)	118
Influence de la capacité du condensateur d'accord plaque de sortie ..	118
Tension d'isolement du C.V. d'accord	122
Tension et puissance d'excitation d'un étage, amplificateur H.F.	123
Méthodes de calcul des amplificateurs de puissance classe C	124
Essais d'un amplificateur H.F. de puissance triode classe C	130
Valeur du courant anodique	131
Oscillations parasites dans un amplificateur H.F.	132
Amplificateurs H.F. avec tubes en parallèle ou en push-pull	133
Montages courants de circuits accordés d'anode dans les amplifica- teurs H.F. de puissance	133
Quelques montages pratiques d'étages P.A.-H.F.	135
Changement de bandes	136
Circuit final multibande W1JCL	137
§ 8. — Polarisation	138
§ 9. — Manipulation. Où monter le manipulateur ?	141
Trafic télégraphique en B.K.	144
Filtres de manipulateur	145
Manipulation par valves à grille	146
Manipulateurs	147
§ 10. — Neutrodynage	148
Conditions du neutrodynage	150
Réglages	150
Précautions indispensables	151
Autres circuits de neutrodynage :	
Neutrodynage Hazeltine	152
Neutrodynage shunt	153
Remarques concernant les montages de neutrodynage	153
§ 11. — Modes de couplage entre étages :	
Couplage électrostatique	154
Adaptation des impédances entre étages	155
Couplage électromagnétique	156
Couplage par ligne (Link coupling)	156
Amplificateurs à couplage par la cathode	157

CHAPITRE VI. — Alimentations

§ 1. — Alimentations pour récepteurs	161
§ 2. — Alimentations pour émetteurs	162
Note concernant la réalisation des transformateurs par l'amateur	163
§ 3. — Filtrage	164
§ 4. — Quelques montages de redresseurs H.T.	164
§ 5. — Transformation d'un courant continu en courant alternatif :	
Inverters	166
Vibreurs	168
Convertisseur rotatif ou génératrice	170
§ 6. — Stabilisation des alimentations :	
Régulation par fer-hydrogène	171
Stabilisation par tube à gaz	172
Régulateur automatique	174

CHAPITRE VII. — Les circuits accordés

Condensateurs variables. Détermination des bobinages

§ 1. — Les circuits accordés des récepteurs :	
Calcul des capacités	177
Calcul des bobinages	178
Bobinages pour récepteur à amplification directe	179
Bobinages pour récepteur changeur de fréquence	180
Détermination, en général, des bobinages d'un récepteur	180
Blocs commerciaux	182
Réalisation des transformateurs M.F.	182
§ 2. — Les circuits accordés des émetteurs	182
§ 3. — Les bobines d'arrêt H.F.	190
Bobinages de choc pour U.H.F.	191
Selfs d'arrêt commerciales	191

CHAPITRE VIII. — Pratique des récepteurs spéciaux O.C.

§ 1. — Quelques montages de récepteurs O.C. :	
A) Amplification directe	
1° Appareil à réaction 2 tubes	193
2° Récepteur O.C. 10-180 m. 3 tubes	194
3° Réalisation pratique	195
B) Changement de fréquence	196
Récepteurs de base :	
1° Changeur de fréquence 3 tubes	198
2° Changeur de fréquence 10 tubes	198
3° Récepteur mobile	201
§ 2. — Quelques conseils pour améliorer un « BCL » en ondes courtes	204
§ 3. — La Réception Panoramique et l'étude de la modulation d'un émetteur à la réception :	
Généralités	206
Contrôles oscilloscopiques à la réception	208
Récepteurs panoramiques	211
Adaptateur pour réception panoramique. Appareil de contrôle combiné (panoramique et oscilloscopique)	215
Utilisation en récepteur ultra-sélectif (RCV type « Q-5 er » ou « Q-10 er » U.S.A.)	222
§ 4. — Récepteurs à double changement de fréquence	223
Adaptateurs O.C. :	
Adaptateur bande 28 Mc/s	223
Adaptateur toutes bandes	225
§ 5. — Circuit B.F. à sélectivité variable ou à réjection	226
Réalisation pratique	229

CHAPITRE IX. — Emetteurs radiotélégraphiques

	Propagation. Avertissements	231
§ 1. —	Emetteur deux étages 89/6L6	232
§ 2. —	Emetteur trois étages 30 watts pilotage E.C.O.	233
§ 3. —	Emetteur B.K. 6V6/807, 60 watts :	
	A) Premier montage	234
	B) Autre procédé de manipulation	236
§ 4. —	Emetteur 3 étages, 150 watts, 80, 40, 20, 10 mètres, avec RK 20 en push-pull	237
	1° variante : avec 807 ou 4Y25	239
	2° variante : avec P150	240
§ 5. —	Monitor pour télégraphie	241
	Conclusion	242

CHAPITRE X. — La Radiotéléphonie

§ 1. —	Considérations générales	243
§ 2. —	Modulation par contrôle d'anode :	
	1° Modulation Choke-system	244
	2° Modulation plaque, liaison par transformateur	245
§ 3. —	Modulation par contrôle de grille	246
	1° Modulation sur la grille de commande	247
	Note sur la modulation complète par la grille de commande	248
	2° Modulation sur la grille écran	249
	3° Modulation sur la grille suppressor	250
	Amélioration du système	251
	Rendement	251
§ 4. —	Modulation combinée plaque et écran :	
	A) Procédé par transformateur spécial	251
	B) Procédé par résistance	252
	C) Procédé Eymac	252
§ 5. —	Modulation par la cathode	253
§ 6. —	Réflexions	255
§ 7. —	Modulation à porteuse commandée	256
§ 8. —	Evitez la surmodulation	258
	Note sur le contrôle du taux de modulation	261
§ 9. —	Contrôle automatique du volume B.F.	262
	Nota concernant les limiteurs d'ondes vocales	265
§ 10. —	La Modulation Taylor	265
§ 11. —	Conclusion	267

CHAPITRE XI. — Amplification B.F. — Modulateurs

1. —	Microphones	269
2. —	Calcul des amplificateurs B.F. et modulateurs	270
	Transformateurs de modulation	272
	Mesure de la puissance modulée	272
	Parlons en décibels	273
8. —	Quelques montages d'amplificateurs B.F. et modulateurs :	
	A) Amplificateur B.F. — 3 — 4,2 ou 6,5 watts	275
	B) Amplificateur push-pull 10 watts	275
	C) Amplificateur push-pull 30 watts, déphasage par lampe	275
	Notes concernant les montages des amplificateurs B.F.	277
	Notes sur l'équilibrage d'un push-pull	278
	D) Amplificateur B.F. push-pull 25 watts à contre-réaction et déphasage par transformateur	278
	Notes sur la contre-réaction B.F.	280
	Remarque sur les transformateurs de modulation	281
	Contre-réaction commandée par la H.F.	281
	E) Amplificateur push-pull parallèle 6L6, 60 ou 80 watts modulés ..	282
	F) Variante avec push-pull de 807 ; 120 watts	283
	Notes sur les tubes « zéro-bias »	284
4. —	L'enregistrement d'amateur :	
	A) Enregistrement sur disques souples	286
	B) Enregistrement magnétique sur fil. Magnétophone	287
	C) Utilisation des enregistreurs pour le contrôle des correspondants ..	296

CHAPITRE XII. — Montages d'émetteurs radiotéléphoniques

1. —	Avertissements	299
2. —	Emetteurs de début :	
	1. Emetteur 1 étage 6L6Xtal, modulation choke system	299
	2. Emetteur 807	302
	3. Emetteur pour débutants 6V6/807 :	
	A. — Montage classique	304
	B. — Montage avec pilote cristal à fréquence variable	305
3. —	Emetteur 2 étages, 59, push-pull 6L6, modulation par contrôle d'anode.	305
4. —	Emetteur 2 étages, 6L6, push-pull 807, modulation plaque et écran	306
5. —	Emetteur 2 étages, 6N7, RL12P35, modulation par le suppressor	307
6. —	Emetteur 4 étages 6J7, 6F6, 6F6, LS50, modulation plaque et écran ..	308
7. —	Emetteur 2 étages 6F6/RK20, modulation grille suppressor	310
8. —	Emetteur 3 étages 6L6/807/211, modulation plaque	311
9. —	Emetteur 4 étages à modulation d'anode sur l'avant-dernier étage ..	314
10. —	Emetteur 3 étages RK34—852, modulation sur la grille de commande ..	315
11. —	Emetteur 3 étages 6N7/RK28, modulation par la grille d'arrêt	317
12. —	Emetteur toutes bandes P.A. 813	318
13. —	Break-in radiotéléphonique	319
	Duplex	319
	Circuit B.K. de W5JJ	320

CHAPITRE XIII. — Les antennes

Première Partie : Antennes spéciales de réception O.C.	321
Quelques réalisations pratiques	322
Seconde Partie : Antennes d'Emission O.C.	
Avertissements	325
1. — Antenne flective	325
2. — Antennes rayonnantes pour O.C. et O.T.C.	
Considérations générales	326
Antenne verticale ou antenne horizontale ?	327
3. — Théorie générale des antennes d'émission O.C.	
1° Champ électromagnétique à distance (au poste récepteur)	327
2° Circuit équivalent à un aérien d'émission	328
3° Puissance dissipée et puissance rayonnée	328
4° Résistance de rayonnement d'une antenne simple	328
5° Résistance de rayonnement d'un circuit de petites dimensions	330
6° Résistance de rayonnement d'un système d'antennes	330
7° Alimentation des brins ; brins parasites	331
8° Rendement d'une antenne ou d'un système d'antennes	332

	<i>Pages</i>
9° Diagrammes de rayonnement	332
10° Gain d'un aérien	333
11° Antennes verticales au-dessus d'un sol conducteur	334
A) Antenne verticale quart d'onde	335
B) Antenne verticale demi-onde	335
C) Antennes verticales raccourcies	335
D) Antenne verticale deux tiers d'onde	336
12° Antennes verticales surélevées au-dessus du sol	337
13° Antennes horizontales au-dessus du sol conducteur	337
14° Antennes simples isolées dans l'espace.	
A) Antennes demi-onde ; deux demi-ondes bout à bout et en phase ; doublet raccourci	339
B) Antenne onde entière	339
15° Systèmes directifs isolés dans l'espace.	
A) Deux fils parallèles alimentés et en phase	340
B) Deux fils parallèles en opposition	341
C) Deux fils parallèles, l'un étant parasite.	
1. Demi-ondes à $\lambda/10$ (ou antenne compacte)	341
2. Deux demi-ondes à $\lambda/4$	343
3. Deux antennes raccourcies par capacités terminales	344
D) Aérien complexe Yagi	345
E) Carreau Chireix-Mesny avec réflecteur	345
4. — Les feeders	346
5. — Procédés de couplage à la sortie de l'émetteur	347
6. — Réglage du couplage optimum à la sortie de l'émetteur	349
7. — Adaptation des impédances à la base	350
Filtre Collins	350
Circuit Jones	352
8. — Adaptation des impédances sur l'aérien	353
9. — Réalisations pratiques d'aériens O.C.	355
Notes sur les antennes multibandes	356
A) Antenne Conrad-Windom	357
Notes sur le calcul de la longueur du brin rayonnant d'une antenne Conrad	360
Variante de construction du feeder d'une antenne H.W.C. (ou antenne W0W0)	360
B) Antennes Hertz : 1° alimentées en courant ; 2° alimentées en tension.	
Remarques sur l'antenne Fuchs et l'antenne Long Wire	361
Note concernant les antennes « center-loaded »	361
C) Antenne doublet 1/2 onde	362
D) Antenne Lévy	362
E) Antenne Zeppelin	363
Note concernant les feeders des antennes Lévy et Zeppelin	363
Réglage des antennes Lévy et Zeppelin	364
F) Antenne verticale 1/4 d'onde	364
G) Antenne Folded dipôle	364
H) Antennes dirigées.	
1° Antenne carreau Chireix Mesny	365
2° Antenne « flat top beam »	365
3° Antenne « signal squischer »	366
4° Antenne rotative compacte	366
5° Antenne folded rotative	367
Notes sur les aériens rotatifs	367
§ 10. — Antennes spéciales pour ondes U.H.F.	
A) Antenne Picard	370
B) Doublet quart d'onde vertical	370
C) Antenne verticale coaxiale	370
D) Antenne J	371
E) Antenne « rotary-beam »	371
F) Antennes U.H.F. pour postes mobiles	372
§ 11. — Guides d'ondes	373
§ 12. — Essai d'un aérien	374
Mise au point à l'oscillateur « grid-dip »	375
§ 13. — A) Réflexions et conseils pratiques	375
B) Construction d'un pylône type américain	378
Inverseur « émission-réception » et parafoudre	380
§ 14. — Terre	381

CHAPITRE XIV. — Description d'une station d'émission (F3AV)

§ 1. —	Le récepteur, type « BC-Ham 17R »	383
	Section H.F.	384
	Section M.F.	388
	Détection et annexes	388
	Prises pour contrôles oscilloscopique et panoramique	391
	Section B.F.	391
	Section alimentation	392
	Alignement	392
	Réponse B.F.	393
§ 2. —	L'émetteur, type « TX-75-125-R ».	
	Généralités	394
	Appareils de sécurité	395
	Commande à distance	396
	Contrôles	396
	Encombrement	396
	PH et CW	397
	Témoins	397
	Construction.	
	Maître oscillateur quartz et étage doubleur de fréquence	397
	Étage amplificateur H.F. de puissance	398
	Bobinages	400
	Polarisation et manipulation	400
	Alimentation haute tension P.A.	403
	Alimentation M.O.-F.D. et modulateur	403
	Étage P.A. 28 Mc/s	403
	Modulateur	404
	Distribution du réseau à la station	406
	Tableau de commande	408
	Contrôles de l'émission	409
	Les antennes	409

CHAPITRE XV. — Technique des U.H.F. — Ondes métriques

§ 1. —	Généralités	411
§ 2. —	Adaptateurs U.H.F.	414
§ 3. —	Récepteurs U.H.F.	415
	A) Montage super-réaction	416
	B) Super-réaction monolampe	417
	Note au sujet des appareils à super-réaction	418
	C) Montage changeur de fréquence	419
	Alignement des changeurs de fréquence U.H.F.	421
§ 4. —	Emetteurs U.H.F.	421
	Oscillateurs U.H.F.	
	1° Oscillateur à lignes parallèles	422
	2° Oscillateur Mesny	423
	3° Oscillateur T.N.T.	423
	4° Oscillateur Copin	424
	5° Oscillateur quartz U.H.F.	425
	Quelques exemples d'émetteurs pilotes U.H.F.	
	A) Emetteur d'expérience monolampe pilotage E.C.O.	426
	B) Emetteur 40 watts, 3 étages	427
	C) Emetteur 18 watts, 72 Mc/s	429
	D) Emetteur 60/130 watts H.F. 72 Mc/s	431
	E) Station complète 144 Mc/s	432
	Variante du montage	433
	F) Emetteur d'expérience monolampe WE 316A ($\lambda = 1,25$ m)	434
	G) Transceivers 144 Mc/s	434
§ 5. —	Les tubes-boutons (lampes-glands)	434
§ 6. —	Circuits spéciaux pour U.H.F.	
	A) Circuit Kolster	436
	B) Circuit Holmann	436
	C) Circuit coaxial	437
	D) Circuit papillon	438
§ 7. —	Emetteur mutilampe d'expérience 250 Mc/s	439
§ 8. —	Emetteur à impulsions d'expérience	439
§ 9. —	Réglage des aériens U.H.F.	
	Contrôleur de champ	445
	Twin-lamp	446

CHAPITRE XVI. — Technique des U.H.F. (suite)

	Ondes décimétriques et centimétriques.	
1.	— Propriétés des micro-ondes	447
2.	— Oscillations de Barkhausen et Pierret	447
3.	— Emetteur et récepteur à grille négative	449
	Station complète 420 Mc/s.	
	a) Le récepteur	450
	b) L'émetteur	452
4.	— Les tubes électroniques à modulation de vitesse	452
5.	— Les tubes-phares	454
6.	— Les magnétrons.	
	Magnétron ordinaire	455
	Magnétron à cavités résonnantes	457

CHAPITRE XVII. — Radiotéléphonie à courte distance

1.	— Inter office communication systems	459
	Cas particulier du pick-up émetteur	460
2.	— Interphone « alternat » à onde porteuse	461
3.	— Radiotéléphone duplex à onde porteuse	462
4.	— Radiotéléphone utilisant la lumière comme onde porteuse	464
5.	— Transceivers.	
	A) Transceiver à 1 tube	466
	B) Transceiver à 2 tubes.	
	1° Alimentation par batteries	467
	2° Alimentation par secteur	467
	C) Transceiver à 3 tubes	468
	Remarque concernant les tubes oscillateurs	469
6.	— Radiotéléphonie duplex	470
7.	— Radiotéléphonie à H.F. sur les lignes H.T.	471
8.	— Aériens	474
9.	— Emetteur-récepteur 144 Mc/s	474
10.	— Emetteurs-récepteurs type « radiotéléphone ».	
	I. « Talkie-walkie » de l'U.S. Army	476
	II. « Handie-talkie » 10 mètres	477
11.	— Equipement radiotéléphonique pour automobiles.	
	I. Emetteur-récepteur 7 Mc/s	479
	II. Emetteur-récepteur 28 Mc/s	488
12.	— Conclusion	492

CHAPITRE XVIII. — La modulation de fréquence

1.	— Généralités	493
2.	— Emission.	
	I. Procédé Armstrong	496
	II. Procédé par tube à réactance	498
	III. Procédé de la self-inductance saturée	499
	Quelques réflexions	499
	Réalisations pratiques.	
	A) Bande 72 Mc/s	500
	B) Bande 7 Mc/s	502
	Blocs pour modulation à bande étroite.	
	A) Pilotage par oscillateur E.C.O.	504
	B) Pilotage par oscillateur quartz	505
	C) Modulateurs équilibrés à réactance	507
	Nota concernant les étages de puissance H.F. des émetteurs modulés en fréquence	509
	D) Modulation de phase	509
	Antennes	509
3.	— Réception	511
	Circuit discriminateur	513
	Récepteurs pour ondes modulées en fréquence	514

CHAPITRE XIX. — Radiotéléphonie à bande latérale unique

1. — Introduction	519
2. — Emission par inversion de fréquence des signaux B.F. modulateurs	520
3. — Considérations générales sur la radiotéléphonie à bande latérale unique. Procédés S.F.R.	521
Émetteur commercial à bande latérale unique (S.F.R.)	523
Principe d'un récepteur à bande latérale unique (S.F.R.)	525
4. — Réalisations pratiques pour l'amateur.	
A) Émission.	
1° Adaptateur-émetteur à bande latérale unique	527
2° Émetteur à bande latérale unique	531
B) Réception.	
1° Procédé économique	535
2° Adaptateur détecteur	535
3° Adaptateur à réseaux « phase-shift »	539

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	543
2. — Trafiquons à notre aise ! Conseils pour l'installation et l'exploitation	546
3. — Dangers de la H.T.	547

CHAPITRE XXI. — Mesures et appareils de mesure

1. — Ondemètre à absorption. Fréquence-mètre	549
Ondemètre à indicateur cathodique	550
Notes sur le couplage de deux circuits accordés	551
Fréquence-mètre	551
2. — Fils de Lecher	552
3. — Contrôleur de champ. Monitor	552
Mesure des courants H.F.	553
4. — Générateur H.F. de mesure 5-3.000 m.	554
Étalonnage	556
Perfectionnements au générateur précédent	556
Oscillateur grid-dip	557
5. — Étude des amplificateurs B.F. en signaux sinusoïdaux ou rectangulaires.	561
Générateur B.F. à battements (signaux sinusoïdaux)	562
Les distorsions	563
Considérations sur un amplificateur simple	564
Adaptateur pour signaux rectangulaires	565
Essais d'amplificateurs B.F.	567
Conclusion	568
Oscillateur B.F. à pont de Wien	569
6. — Voltmètre, milliampèremètre, ohmmètre	571
7. — Voltmètres électroniques	571
8. — Oscillographe cathodique	573
Vobulateur	575
Générateur H.F. modulé en fréquence	575
9. — Modulomètres	577
10. — Fréquences étalonnées (WWV)	579

CHAPITRE XXII. — Trafic et réglementation

1. — Pour devenir amateur-émetteur	581
2. — Bandes de fréquences allouées aux amateurs	581
3. — Préfixes de nationalité	583
Liste officielle des préfixes de nationalité et répartition des districts	583
4. — Code Q	590
5. — Signaux de service	595
6. — Abréviations complémentaires	596
7. — Contrôles	599
Analogies officielles	601
8. — Trafic. — Modes opératoires	601
9. — Diplômes étrangers décernés aux amateurs-émetteurs	602
Conclusion	602
Bibliographie générale	603

Librairie de la Radio

101, rue Réaumur, Paris (2^e)

Tél. : OPÉra 89-62 — C. C. P. Paris : 2026-99

EXTRAIT DU CATALOGUE GÉNÉRAL

- VUES SUR LA RADIO**, par Marc SEIGNETTE, Ingénieur du Génie Maritime. — Recueil d'études techniques : Modes d'accord spéciaux. Le soufflé interne des amplificateurs. Le problème du filtrage. Lampes liquides et lampes solides. L'évaluation des harmoniques. Les amplificateurs polyphasés. Théorie du haut-parleur. La magnétostriction. Le sel de Seignette. Le secret des liaisons, etc. Broché 600 fr.
- ATOMISTIQUE ET ELECTRONIQUE MODERNES**, par Henry PIRAUX, chef de la Propagande technique à la S. A. Philips. — Tome I : Symboles chimiques. Atome de Bohr. Ondes atomiques et électroniques. Raies spectrales. Radioactivité. Transmutations. Rayons X. Rayons γ . Le corps noir. Optique physiologique. Infrarouge. Ultra-violet. Photoélectricité, etc. Broché 900 fr.
- Tome II : Piézoélectricité, Physique du vide. Effet redresseur. Emission secondaire. Tubes à modulation de vitesse. Magnétisme atomique. Optique électronique. Magnétrons. Tubes cathodiques, etc. Broché 1.000 fr.
- PRATIQUE ET THEORIE DE LA T.S.F.**, par Paul BERCHE. — 13^e édition entièrement revue, modernisée et complétée d'un précis de télévision par F. JUSTER. Relié 2.800 fr.
- LEGISLATION ET REGLEMENTATION DES TRANSMISSIONS RADIOELECTRIQUES**, par Jean BRUN. — Conforme au programme des certificats internationaux de radiotélégraphistes ; remplace l'ancienne instruction SF. Broché 600 fr.
- LES SIGNAUX RECTANGULAIRES**, par Hugues GILLOUX, Ingénieur-Conseil. — Etude d'ensemble sur les amplificateurs à haute fidélité. Calcul des éléments. Réalisations pratiques. Essais. Bibliographie. Broché 250 fr.
- RADIOELECTRICITE**, par Louis BOE et Marcel LECHENNE, Ingénieurs-Conseils. Tome I : Principes de base. — Cours professé aux élèves-ingénieurs de l'Ecole Centrale de T.S.F. Broché 350 fr.
- L'EMISSION ELECTRONIQUE**, par Jacques BOUCHARD, Directeur de l'Ecole Française de Radioélectricité. — Cours professé aux élèves-ingénieurs de l'Ecole Française de Radioélectricité. Broché 410 fr.
- LA LAMPE DE RADIO**, par Michel ADAM, Ingénieur E.S.E. — 4^e édition. — Cette nouvelle édition, entièrement remaniée, contient les caractéristiques de tous les tubes usuels, y compris les types Rimlock-Médium, miniatures, subminiatures, etc. Broché 1.000 fr.