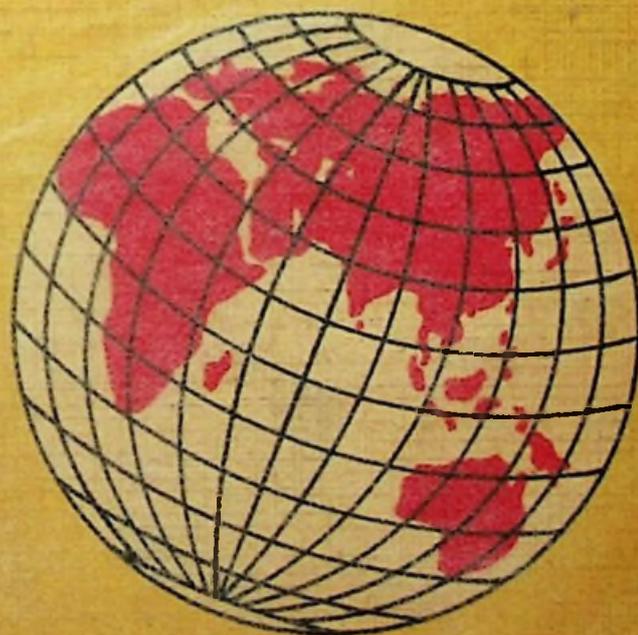


CH. GUILBERT

TECHNIQUE
DE
L'ÉMISSION-RECEPTION
SUR
ONDES COURTES



SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

TECHNIQUE
DE
L'ÉMISSION-RÉCEPTION
SUR
ONDES COURTES

OUVRAGES DU MÊME AUTEUR

Chez le même éditeur :

- Transformateurs radio.
- Radiorécepteurs à galène.

CH. GUILBERT

F3 L G



TECHNIQUE
DE
L'ÉMISSION - RÉCEPTION
SUR
ONDES COURTES

=====
Réalisation complète
de la station de l'amateur
et pratique du trafic
==== sur O. C. =====



SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9 Rue Jacob, Paris 6°

Tous droits de traduction, de reproduction
et d'adaptation réservés pour tous pays.

© ÉDITIONS RADIO, Paris, 1959.

Imprimerie Habauzit, Aubenas.
PRINTED IN FRANCE

Dépôt légal, 3^e trimestre 1959.
Éditeur n° 260. — Imprimeur n° 350.

AVERTISSEMENT

Ce livre s'adresse à tous ceux que l'attrait de l'émission d'amateur a touchés.

Nous avons voulu qu'il soit, avant tout, un ouvrage *constructif*, répondant à la majeure partie des questions que les radio-amateurs sont souvent amenés à se poser. Un contact entretenu avec eux, au cours des années, nous a permis de bien connaître les détails dont l'assimilation correcte est délicate, et cela nous permettra d'insister sur ces points.

D'autre part, devions-nous offrir à nos lecteurs un recueil de schémas ? Nous avons écarté cette manière de faire, car les enseignements d'une longue pratique montrent que les montages réellement satisfaisants ne sont pas si nombreux ! Sans que cela le dispense d'expliquer les raisons de son choix, nous estimons qu'un auteur soucieux de faire œuvre utile doit précisément mettre son expérience au service de ses lecteurs. Aussi, les réalisations que nous allons proposer correspondent-elles à des solutions avantageuses, exemptes de caprices, autrement dit : de tout repos.

Il faut encore ne pas travailler au hasard et nous donnerons un développement assez large au chapitre des mesures. Celles-ci n'entraînent pas forcément l'emploi d'instruments nombreux et compliqués ; il est possible d'en faire d'excellentes à l'aide d'appareils simples, si l'on sait tirer de ces derniers toutes les ressources qu'ils renferment.

Si nous aidons de jeunes OM à faire de bons débuts dans le domaine des ondes courtes et quelques amateurs-émetteurs chevronnés à perfectionner leur station, nous nous estimerons récompensé de notre travail.

CH. GUILBERT F3LG

INTRODUCTION

L'histoire des ondes courtes et celle de l'amateurisme sont étroitement liées.

Lorsque l'on produisit les premières ondes électromagnétiques, les « ondes hertziennes », comme on disait alors, l'attrait de ce domaine encore inexploré s'exerça sans tarder sur certains esprits à la tournure scientifique. Dès les toutes premières années de ce siècle naissait ainsi *l'émission d'amateur* dans divers pays, et principalement aux Etats-Unis où nul monopole des communications ne venait limiter la teneur des messages transmis.

On s'intéressait surtout, à cette époque, à la longueur de l'étincelle que pouvait engendrer la bobine d'induction utilisée ! La longueur d'onde émise était chose assez vague... Elle se tenait vers 250 à 300 mètres chez ceux qui ne pouvaient monter qu'une petite antenne, ou au-dessus de 300 mètres chez de plus favorisés.

En France, à Orléans, Pierre Louis (mort en déportation), réalisait, en 1907, de premières liaisons bilatérales à 3 km; puis, fin 1913, communiquait avec le D^r Pierre CORRET, à Versailles. Nos deux mêmes compatriotes parvenaient, au printemps de 1914, à couvrir, en téléphonie, une distance de 70 km à l'aide d'émetteurs à arc.

En Europe, la guerre de 1914 vint interrompre toutes ces expériences, mais elle nous laissa, en 1918, la « lampe audion », cette vieille « lampe T.M. » qui nous procura, durant les années voisines de 1922 à 1923, tant de joies neuves !

Mais, comment pouvait-on faire le point de la situation, sur le plan de la radio, à l'issue de cette guerre de 1914-18 ?

Les premières lampes triodes avaient introduit *l'amplification* dans les récepteurs; elles avaient permis de réaliser des émetteurs à *ondes entretenues* (sur lesquels on en connectait quelques-unes en parallèle, afin d'augmenter la puissance !).

Quelques versions un peu « renforcées » de ces lampes ouvraient (bien timidement !) la voie vers des émetteurs plus importants.

Cependant, divers « grands postes » demeuraient toujours équipés d'émetteurs à étincelles (donc à ondes amorties), intéressants à la fois pour la puissance susceptible d'être mise en jeu et aussi pour leur écoute possible à l'aide d'un simple détecteur à galène, sans nécessiter d'hétérodyne auxiliaire, comme pour les ondes entretenues.

Les seuls moyens de produire ces dernières, tout en délivrant une puissance appréciable, étaient l'arc et les alternateurs à haute fréquence (machines tournantes basées sur le principe des alternateurs à fréquence industrielle).

Evidemment, de telles machines ne pouvaient prétendre à la production de courants H.F. à fréquence très élevée, mais l'on ne s'en plaignait pas, car il avait été constaté que les portées des liaisons intercontinentales gagnaient à mesure que la longueur d'onde croissait... Et la course aux ondes de plus en plus grandes devenait « logique » !

C'est ainsi que des 15 500 mètres de longueur d'onde de l'émetteur de Lyon, on passait, en 1920, aux 23 450 mètres (et 500 kW !) de Bordeaux-Croix d'Hins.

Les premières études sur la valeur, à distance, du champ électromagnétique d'un émetteur, avaient même permis d'élaborer la « formule d'Austin », laquelle donnait une expression mathématique à l'augmentation de la portée en fonction de celle de la longueur d'onde employée.

On ne croyait donc pas aux possibilités des ondes de l'ordre de 200 mètres et au-dessous. Cependant, aux U.S.A., les amateurs avaient repris leurs émissions et l'on constatait que les ondes de 200 mètres couvraient parfois des distances auxquelles on ne s'attendait pas...

Afin de savoir si l'Océan Atlantique pouvait être franchi, les amateurs américains organisèrent des essais transatlantiques entre les U.S.A. et la Grande-Bretagne, en février 1921.

Puis, le décret du 18 juin 1921 vint fixer les conditions dans lesquelles un particulier était susceptible, en France, de détenir et d'utiliser une station radio-émettrice. L'allocation de toutes les longueurs d'onde inférieures à 200 mètres fut considérée par certains comme le don d'un « os à ronger » (*sic*).

Cependant, de nouvelles tentatives de traversée de l'Atlantique avaient lieu en décembre 1921, et quelques premières réceptions de stations américaines étaient réussies en Ecosse.

Au printemps de 1923, notre Télégraphie Militaire, à Paris, effectuait des essais sur une onde fort courte pour cette époque : 45 mètres et cette onde était captée à Marseille.

Dans la nuit du 27 au 28 novembre 1923 survenait une magistrale réussite : sur une onde de 100 mètres, notre compatriote L. DELOY, 8 AB, à Nice, effectuait *la première liaison bilatérale* (c'est-à-dire *l'échange de télégrammes*) avec l'amateur américain SCHNELL, 1 MO.

Puis, les réussites mémorables se succédaient en cascade : liaisons avec des points du globe de plus en plus lointains, utilisation d'ondes de plus en plus courtes...

En avril 1924, VUIBERT et AMYOT communiquaient, de Savigny-sur-Orge, avec Tunis, sur une onde de 35 mètres. Le 4 août 1924, P. LOUIS, 8 BF, atteignait les Etats-Unis sur 43 mètres. En octobre 1924, ce même pionnier était entendu au Japon, puis réalisait la première liaison bilatérale avec la Nouvelle-Zélande. Dans le même temps, L. DELOY, 8 AB, à Nice, communiquait avec Buenos-Ayres, sur 86 mètres, ainsi qu'avec la Nouvelle-Zélande; le 17 février 1925, il établissait la première liaison avec l'Indochine.

En 1925, sous l'impulsion de 8 JN, plusieurs « routes » vers divers pays lointains s'ouvraient et fonctionnaient avec régularité.

En 1927, nous assistions aux premières liaisons avec la Californie, les Indes, sur ondes de 20 mètres; la Nouvelle-Zélande était atteinte en téléphonie, sur 32 mètres.

Le 1^{er} janvier 1928, F 8 CT communiquait avec les Etats-Unis, sur 10 mètres.

Dans ce rappel, nous n'avons cité que quelques-uns des pionniers des ondes courtes et nous nous excusons auprès de tous ceux qu'il nous était impossible de nommer, notre but n'étant pas d'écrire ici l'histoire de l'amateurisme; nous voulions que les débutants d'aujourd'hui sachent que les ondes courtes ne se sont pas livrées en un jour. Il a fallu les *conquérir* en apprenant à les connaître au cours de patients essais, tout en perfectionnant sans cesse les montages émetteurs et récepteurs.

Néanmoins, les dates que nous rappelons plus haut montrent que les progrès furent quand même rapides. Mais les dits progrès n'étaient pas passés inaperçus des techniciens des radio-communications et, dès 1925-26, plusieurs stations officielles venaient s'installer sur des ondes inférieures à 100 mètres; elles y pratiquaient des essais et commençaient

à y écouler du trafic commercial, tout en gagnant sur les portées réalisées et en faisant d'énormes économies de puissance (comparativement aux précédents émetteurs à ondes longues).

On connaît l'ampleur de l'utilisation actuelle des ondes courtes pour les communications mondiales.

Pour rendre à chacun ce qui lui est dû, nous devons insister sur le rôle joué par les radio-amateurs dans le développement des ondes courtes.

Si l'on croyait tout d'abord que les ondes inférieures à 200 mètres ne se propageaient qu'à courte distance autour de l'émetteur, le fait *était réel en ce qui concerne l'onde au sol*, c'est-à-dire celle qui suit la courbure terrestre. Mais, c'est bien grâce à ces nombreux expérimentateurs bénévoles que furent les radio-amateurs, que l'on connût *la réapparition des mêmes ondes au-delà d'une zone de silence. C'était là l'embryon de l'étude des phénomènes de propagation.*

On peut encore se demander si les premiers pionniers des ondes courtes ont épuisé toutes les joies que celles-ci pouvaient apporter. Nous ne le pensons pas, car l'émission est encore capable de procurer bien des satisfactions. Elle demeure une distraction scientifique toujours instructive; elle permet d'échanger des messages, de converser avec des radio-amateurs amis dans le monde entier... et même de participer à d'émouvantes transmissions d'appels urgents (sauvetages, médicaments rares...). Elle offre la satisfaction du mérite de divers diplômes, de la collection de « cartes QSL » prouvant les liaisons réalisées, etc.

Nous citerons encore l'attrait de la conception de la station, de son montage, des mises au point, des mesures sur les antennes, des essais comparatifs de celles-ci... Mais nous n'attendrons pas davantage pour aborder notre premier chapitre, tout en conviant nos lecteurs à venir partager avec nous les joies de l'émission d'amateur.

LES ONDES ÉLECTROMAGNÉTIQUES

CHAPITRE PREMIER

LA PROPAGATION DES ONDES COURTES LES BANDES RÉSERVÉES AUX AMATEURS ÉMETTEURS

On sait que les ondes électromagnétiques *se propagent*, puisqu'elles permettent d'assurer des liaisons d'un point à un autre du globe terrestre. On sait également qu'elles sont capables de traverser les espaces intersidéraux; une élégante démonstration en fut donnée, en février 1946, par la réussite de l'expérience d'une réflexion d'ondes (d'une fréquence de 110 MHz) sur la Lune. Les satellites artificiels ont, depuis, confirmé le fait.

Lorsqu'il fallut tenter d'expliquer la propagation des ondes, on fit appel au cliché bien connu du caillou jeté dans une eau tranquille et aux cercles concentriques s'éloignant du point de chute.

Or, en matière d'ondes électromagnétiques, la propagation n'est pas limitée au seul plan horizontal. En espace libre, elle s'opérerait en tous sens, mais par suite de la présence de notre sol terrestre, il faut lui donner pour cadre réel un espace hémisphérique centré sur l'émetteur.

A quelque distance de ce dernier, une *petite* partie du « front sphérique » de l'onde peut être assimilée à un plan et celui-ci est défini par deux composantes rectangulaires, l'une électrostatique, l'autre électromagnétique. Pour situer dans l'esprit, d'une manière aussi simple que possible, la nature de ces deux éléments, on admettra que les lignes de force de la composante électromagnétique sont analogues à celles qui s'échapperaient d'une bobine parcourue par un courant alternatif; en ce qui concerne la composante électrostatique, on pourra se la représenter comme une sorte de « division de tension H.F. » dans l'espace (fig. 1-1).

L'orientation de cet ensemble de composantes dépend de la *polarisation de l'onde* à l'émission; on la réfère toujours à la composante électrostatique. Une antenne à forme verticale émettra une onde polarisée verticalement, c'est-à-dire dont la composante électrostatique sera elle-même orientée verticalement. Au contraire, pour une antenne horizontale, cette polarisation serait horizontale.

En général, à courte distance, le mode de polarisation ne change pas. Mais, sur de longs trajets, il peut se produire *une rotation du plan de polarisation*, cette dernière reprenant la forme qui lui est la plus favorable en présence du sol, c'est-à-dire la polarisation verticale.

Longueur d'onde et fréquence

Si l'analogie du caillou jeté dans l'eau n'est pas parfaite, puisqu'elle limite les phénomènes au seul plan horizontal, elle a du moins l'avantage d'y bien marquer l'existence des cercles concentriques s'éloignant du point d'ébranlement du « milieu de propagation ». La notion de la *longueur d'onde* tombe immédiatement sous les sens, puisqu'elle est représentée par la distance d'une crête d'onde à la suivante.

De même, pour la fréquence, on conçoit sans peine qu'elle se trouve définie par le nombre de crêtes d'onde défilant devant un repère donné, durant l'unité de temps (en l'occurrence la seconde).

La fréquence F et la longueur d'onde λ sont liées par la relation connue : $\lambda F = V$, où V est la vitesse de propagation de l'onde.

Certains tableaux de conversion sont fondés sur une vitesse de propagation des ondes électromagnétiques de 299 820 km par seconde, mais, en général, on se base sur 300 000 km par seconde, de sorte que si l'on exprime λ en mètres et F en MHz, on a : $\lambda = 300/F$, ou $F = 300/\lambda$.

L'onde directe ou onde au sol

L'idée de la ligne droite, en tant que plus court chemin d'un point à un autre, fait tout d'abord songer à l'onde susceptible d'aller directement de l'émetteur au récepteur, en suivant la courbure terrestre.

Or, plus une onde est courte, plus elle tend à se propager de façon rectiligne, ainsi que le ferait la lumière, laquelle est elle-même un rayonnement électromagnétique.

En dehors de la courbure terrestre, le sol comporte des accidents de terrain; il est parsemé d'obstacles tels que forêts, constructions, lignes électriques, etc., c'est-à-dire autant de causes d'absorption des ondes électromagnétiques. De cela, il résulte qu'à partir d'une certaine distance de l'émetteur, distance d'autant plus réduite que les dites causes d'absorption sont plus importantes et que la fréquence d'émission est plus élevée, l'onde ayant suivi ce trajet « s'use » en quelque sorte, pour disparaître de façon définitive.

L'onde d'espace

Cependant, une autre partie de l'énergie H.F. rayonnée par l'antenne s'élève à la verticale ou selon des directions obliques au-dessus du sol. Cette énergie irait se perdre dans les espaces intersidéraux, si elle ne rencontrait des couches ionisées susceptibles de modifier son trajet et de la ramener vers le globe terrestre.

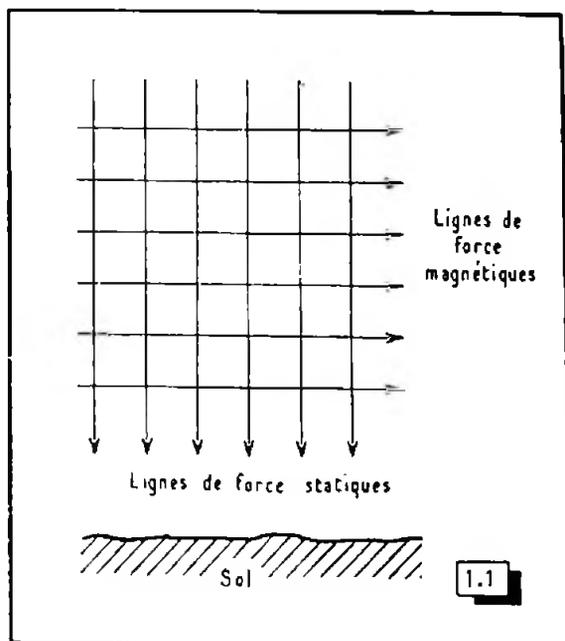
En effet, notre atmosphère se raréfie progressivement et, aux altitudes comprises entre 100 et 400 km, il n'y reste que des molécules de gaz *très clairsemées*. Or, divers rayonnements nous proviennent de l'espace, en particulier les rayons ultraviolets du soleil, et ces rayonnements sont capables d'arracher de-ci de-là, un électron à une particule neutre. Du fait de la raréfaction des gaz, ces électrons libres pourront « errer » durant un temps appréciable, avant de trouver à « se caser » en se recombinant avec un atome déficitaire.

Cet état de choses se trouve évidemment entretenu tant que parviennent les rayonnements extérieurs provoquant de telles dissociations. Diverses couches ionisées peuvent s'établir ainsi dans cette haute atmosphère, à laquelle on donne le nom plus particulier d'*ionosphère*. On les décèle en émettant des ondes dirigées verticalement et réduites à de brefs « tops », dont on enregistre les échos provoqués par leurs réflexions sur les couches ionisées. La vitesse de propagation des ondes étant connue et la mesure du

temps s'écoulant entre l'émission du « top » et le retour de l'écho étant pratiquée, on en déduit aisément l'altitude de la couche ayant provoqué la réflexion.

En faisant croître progressivement la fréquence de l'onde émise, on rencontre tout d'abord une couche *E*, dont l'altitude moyenne est de 100 à 110 km, mais dont la nature est, en général, plutôt sporadique. Puis, à partir d'une certaine fréquence dite « fréquence critique », la courbe ionisée est percée et la réflexion s'établit brutalement sur une autre couche d'altitude plus grande, la couche *F*; celle-ci se situe aux alentours de 300 km, au cours de la nuit. En été, du lever au coucher du soleil, elle se dédouble en une

Fig. 1-1. — Direction instantanée des composantes magnétique et statique pour une onde traversant la page, en allant vers le lecteur. A l'alternance suivante, les orientations de ces composantes s'inversent à la fois, mais l'onde poursuit son trajet, dans le même sens.



couche F_1 s'abaissant vers 225 km, et une couche F_2 s'élevant vers 320 km. En hiver, pendant le jour, la couche F_1 n'existe pas; seule la couche F_2 subsiste, mais son altitude n'est plus que de l'ordre de 225 km.

Cependant, l'intensité de l'ionisation des diverses couches est variable, puisque dépendant de l'activité solaire. On sait que cette dernière, caractérisée par l'apparition des taches solaires, suit un cycle de onze années. Les conditions de propagation sont évidemment affectées par ce même cycle. On remarque également un effet de la rotation du soleil sur lui-même (cycle de 27 jours).

Le rayonnement ultraviolet du soleil agirait surtout sur l'ionisation des couches *E* et F_1 . Par contre, la couche F_2 serait surtout sous la dépendance du rayonnement corpusculaire du soleil. De temps à autre, il arrive que ce dernier projette un flux de particules ionisées; ce flux met 30 à 40 heures pour arriver jusqu'à la Terre, où il provoque des manifestations telles que les aurores boréales, les orages magnétiques, des courants telluriques intenses, etc. Il arrive même que, lors d'importantes éruptions chromosphériques, ce rayonnement agisse sur les couches ionisées en les perturbant à un point tel que l'on assiste à la coupure totale des communications radio-électriques durant un temps pouvant aller de quelques minutes à plusieurs heures.

De toute manière, il ressort de ce que nous venons de voir qu'il existe toujours une *fréquence critique* à partir de laquelle l'onde perce la dernière couche ionisée et part vers l'espace intersidéral.

Entre l'onde au sol et l'onde dirigée selon la verticale, il y a place pour une infinité d'ondes rayonnées obliquement. Celles-ci vont toucher sous différents angles, les diverses couches ionisées. De même qu'un bâton plongé dans l'eau paraît brisé, parce que les indices de réfraction de l'air et de l'eau ne sont pas égaux, l'onde pénétrant obliquement dans une couche ionisée, subira une *courbure* en traversant des milieux dont la « densité d'ionisation » ne sera pas constante.

Pour une fréquence donnée, il existera une densité d'ionisation à partir de laquelle l'onde sera suffisamment courbée pour revenir vers le sol (fig. 1-2). Bien que le processus soit celui d'une *réfraction*, on considère parfois que le résultat aurait été le même s'il s'était seulement produit *une réflexion* au point H (devenant ainsi l'intersection des prolongements des parties rectilignes du trajet).

La figure 1-2 montre encore l'existence d'une *zone de silence* entre le point S où s'éteint l'onde au sol, et le point R où l'onde réfractée fait sa première réapparition. La distance ER est dite « distance de saut » (*skip distance*). D'autre part, en ce point R, l'onde peut se réfléchir sur la surface terrestre pour aller ensuite subir une nouvelle réfraction dans l'ionosphère. C'est ainsi que les ondes radioélectriques sont capables, par bonds successifs, de contourner le globe. La réflexion au point R s'effectue avec d'autant moins de pertes que la surface touchée est meilleure conductrice, le cas le plus favorable étant ainsi celui des océans, et le moins bon celui d'un sol sec.

D'autre part, toutes choses égales par ailleurs, la courbure de l'onde dans la couche assurant la réfraction, sera de moins en moins prononcée à mesure que la fréquence d'émission augmentera. On assistera, en conséquence, à l'éloignement progressif du point R et, pour une certaine fréquence, il pourra se faire que l'onde réfractée ne rejoigne plus la surface terrestre ou qu'elle finisse par percer la couche ionisée pour se perdre dans l'espace.

Si la densité d'ionisation de la couche assurant la réfraction se modifie, cette dernière accusera une courbure variable (pour une fréquence donnée). C'est ainsi que se produiront des changements dans *les conditions de propagation*, changements normaux selon le jour et la nuit, les saisons, les cycles d'activité solaire... ou bien changements inattendus, provoqués par des éruptions chromosphériques du soleil ou par d'autres causes plus ou moins connues.

Les conditions moyennes de propagation sont résumées sous la forme de la figure 1-3, donnant la *distance de saut* pour la première réfraction. Certains longs trajets pourront comprendre des parties soumises ou non à la lumière solaire, autrement dit : des parties diurnes ou nocturnes, et il y aura lieu d'en tenir compte dans les estimations. Par exemple, dans les liaisons avec l'Australie, les ondes emprunteront le matin, un trajet par l'Ouest (passant au-dessus de l'Amérique du Sud); par contre, l'après-midi et le soir, le trajet possible s'établira vers l'Est, au-dessus de l'Asie.

Le fading et autres accidents de propagation

On conçoit sans peine que les diverses couches ionisées ne présentent pas forcément un caractère homogène. L'existence de « remous » y est parfaitement admissible. De

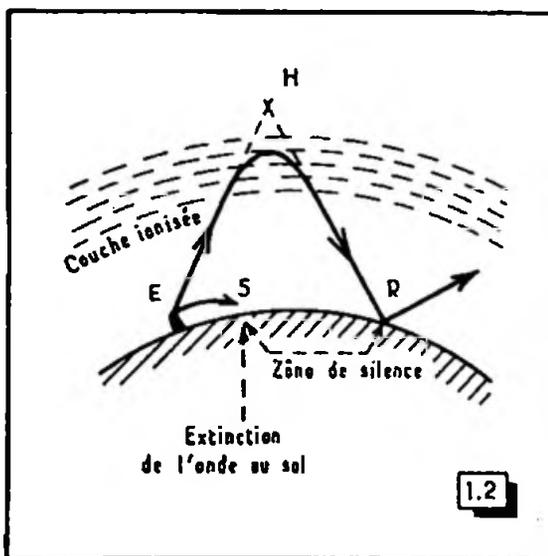
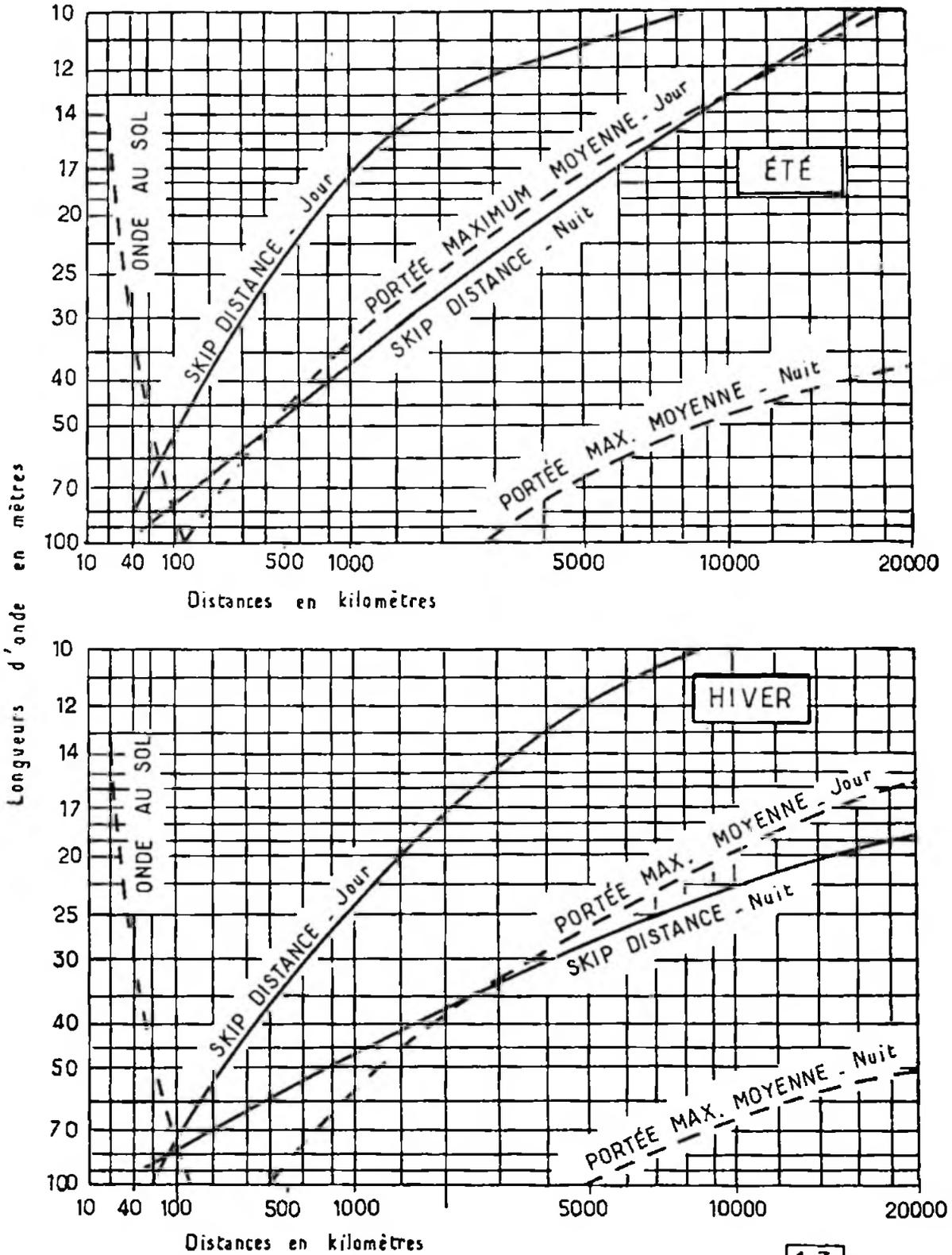


Fig. 1-2. — En traversant des milieux dont l'indice de réfraction électrique n'est pas constant, l'onde émise en E peut être suffisamment courbée pour revenir toucher le sol au point R. A la notion de réfraction, on substitue parfois celle d'une RÉFLEXION au point H (intersection des deux parties rectilignes du trajet).



1.3

Fig. 1-3. — Les graphiques indiquent, selon la saison, la « distance de saut » (skip distance), en fonction de la longueur d'onde. Les courbes de l'onde au sol et de la portée maximum moyenne s'appliquent à un émetteur d'une puissance de 5 kW antenne.

plus, il se peut que la réfraction de l'onde soit juste suffisante pour atteindre un point donné. A ce moment, une légère diminution d'ionisation peut fort bien provoquer un allongement de la distance de saut et, par conséquent, l'évanouissement (fading) de la réception.

Parfois, le fading montre des variations très rapides, nommées « fading scintillant ». Parfois encore, on note, sur la téléphonie, un genre spécial de fading dit *sélectif* ou *déformant*, car il affecte inégalement les diverses fréquences instantanées résultant de la modulation B.F. (bandes latérales).

On voit qu'en ondes courtes, une liaison ne dépend pas essentiellement de la puissance mise en jeu à l'émission. L'élément déterminant se trouve dans la *possibilité* ou l'*impossibilité* de la propagation, pour la fréquence utilisée. Cette affirmation est vraie, même pour des émetteurs puissants, assurant des trafics intercontinentaux officiels. Dans ces mêmes stations, on constate de temps à autre que les transmissions ne passent que dans un seul sens, la propagation ayant perdu son caractère bilatéral.

De ce caractère unilatéral de la propagation on trouve parfois, sur la bande 14 MHz, au début des soirées d'hiver, un exemple assez spécial : tout d'abord, on entend des stations lointaines d'Océanie, puis de la côte africaine de l'Est, puis de l'Afrique du Sud; ensuite ce sont des stations de l'Amérique du Sud... et, avec quelques dernières réceptions de pays d'Amérique Centrale, cette « propagation tournante » sombre dans le néant !

Il nous est arrivé, aussi, de trouver sur la bande 14 MHz, aux alentours de 16 heures, bon nombre d'étonnantes réceptions de téléphonies d'amateurs de la côte du Pacifique des Etats-Unis. Le lendemain, nous apprenions qu'une aurore boréale avait été observée au cours de la nuit et nous constatons (pendant plusieurs jours) une propagation effroyablement mauvaise sur cette même bande 14 MHz.

Les bandes réservées aux amateurs et ce que l'on en peut attendre

Ainsi, la possibilité ou l'impossibilité des radiocommunications aux distances supérieures à celles atteintes par l'onde au sol, sont liées à l'existence ou à la non-existence des conditions de réfraction convenables dans l'ionosphère pour la fréquence de l'onde utilisée.

En présence de bonnes conditions, une infime puissance à l'émission peut fort bien permettre d'établir de lointaines liaisons, et l'emploi d'une puissance moyenne n'intervient que pour maintenir une sécurité de trafic plus grande.

La condition de réfraction est un élément essentiel en ondes courtes, et les stations de trafic commercial disposent toujours de plusieurs fréquences assez différentes, afin de pouvoir faire face aux variations de la propagation au cours de chaque journée. Dans un même ordre d'idées, les stations radio-émettrices des navires usent de bandes de fréquences différentes selon la distance à laquelle se trouve la station terrestre correspondante et le caractère diurne, nocturne ou mixte du trajet de l'onde.

Les bandes d'ondes où l'émission d'amateur est autorisée sont sensiblement les mêmes sur tout le globe (à part quelques extensions valables pour les amateurs-émetteurs des U.S.A.).

Nous nous bornerons à mentionner les bandes d'ondes réellement mises à notre disposition par notre législation nationale :

Avec une puissance alimentation de 50 watts

3500 à 3800 kHz	(sous-bande réservée à la télégraphie :	3500 à 3600 kHz)
7000 à 7150 kHz	(— — — — —	7000 à 7050 kHz)
14 000 à 14 350 kHz	(— — — — —	14 000 à 14 150 kHz)

Avec une puissance alimentation de 100 watts

21 à	21,45 MHz	(sous-bande réservée à la télégraphie : 21 à 21,15 MHz)
28 à	29,70 MHz	(— — — — — 28 à 28,20 MHz)
72 à	72,8 MHz	
144 à	146 MHz	
420 à	460 MHz	
1215 à	1300 MHz	
2300 à	2450 MHz	
5650 à	5850 MHz	
10 000 à	10 500 MHz	

On peut escompter, sur ces diverses bandes, les conditions de propagation moyennes suivantes :

Bande 3,5 MHz. Les liaisons diurnes ne vont guère au-delà d'une distance de 300 km et cette bande est souvent affectée par des parasites atmosphériques. Au cours de la nuit, des communications à plusieurs milliers de kilomètres (ou même intercontinentales en hiver) sont possibles.

Bande 7 MHz. Elle permet normalement des liaisons à plusieurs centaines de kilomètres au cours de la journée, et intercontinentales durant la nuit. Cependant, elle subit à présent, en Europe, et surtout le soir, la gêne due à son partage avec des émissions de radiodiffusion.

Bande 14 MHz. La distance de saut s'allongeant à mesure que la fréquence croît, cette bande offre d'excellentes possibilités au trafic à grande distance. Aux alentours de 8 h et de 20 h, il est souvent aisé d'y toucher les antipodes.

Au cours de la journée, elle permet, en général, de trafiquer avec des stations distantes de 1000 à 3000 km. L'après-midi, on peut y rencontrer des amateurs asiatiques, sud-africains; au début de la soirée, des Sud, puis des Nord-Américains.

Durant les maxima du cycle d'activité solaire de onze années, la bande 14 MHz reste « ouverte » toute la nuit. Par contre, au cours des minima de ce cycle, elle se « bouche » entre le coucher et le lever du soleil.

Bandes 21 et 28 MHz. A mesure que la fréquence croît, les conditions favorables à la réfraction des ondes deviennent plus délicates. Ou bien l'ionisation (surtout dans les minima du cycle des taches solaires) est insuffisante pour assurer le retour des ondes vers le sol et ces bandes sont silencieuses (surtout celle des 28 MHz), ou bien l'ionisation autorise la réfraction et l'on pratique sur ces bandes *de remarquables liaisons mondiales, avec une étonnante facilité.*

Les bandes 72 et 144 MHz sont surtout utilisées pour des liaisons régionales, pour la télécommande de modèles réduits, et à diverses fins expérimentales (de même que les autres bandes de fréquence plus élevée). Pour ces dernières, on doit pratiquement compter sur une propagation à « caractère optique », c'est-à-dire nécessitant la visibilité entre stations.

Ainsi, les amateurs de radiocommunications mondiales utiliseront surtout les bandes de 3,5 à 28 MHz. Ces bandes présenteront leurs bons et leurs mauvais jours... et quelques instants d'écoute apprendront souvent beaucoup sur les possibilités qu'elles offrent en un moment donné. C'est à la judicieuse exploitation des phénomènes de propagation que l'on devra souvent de beaux succès en matière de liaisons lointaines.

LA RÉCEPTION DES ONDES COURTES

Le premier problème qui se pose au débutant en ondes courtes est celui d'avoir *un récepteur*, — celui-ci étant assez simple à construire pour demeurer accessible à qui en est encore à ses premières réalisations.

Puis, ce problème prend un autre aspect chez l'amateur-émetteur expérimenté. — le souci principal devenant celui *du meilleur* récepteur... (disons : celui qui présentera les qualités les plus incompatibles entre elles !).

Si la réception des ondes courtes s'effectue toujours en usant de principes connus, il n'en reste pas moins vrai qu'il existe ici une large place à l'expérience et au doigté du réalisateur.

Nous voudrions, en ce chapitre, faire le point de cette question, d'une manière aussi objective que possible, avec toute la philosophie d'une vieille expérience.

La détectrice à réaction

La lampe détectrice à réaction constitue le plus simple des récepteurs. Tous les amateurs ayant, comme nous-même, connu les ondes courtes dès leurs premières heures, associent la détectrice à réaction aux souvenirs de leurs premières joies.

Or, si les qualités intrinsèques du montage n'ont pas changé (et elles joignent toujours la simplicité à une réelle sensibilité), ce sont les conditions de réception qui se sont profondément modifiées au cours des années.

La gamme des ondes de 10 à 100 mètres s'est progressivement peuplée de stations puissantes, et si la détectrice à réaction peut encore assurer la pratique de l'écoute en télégraphie, où la sélectivité bénéficie du désamortissement du circuit d'accord procuré par « l'accrochage » de la réaction et d'une sorte de « discernement auditif » de la note des signaux, elle ne se montre plus assez sélective dès qu'il faut faire « décrocher » la réaction pour écouter la téléphonie, et des brouillages inacceptables se manifestent dans les bandes d'ondes les plus encombrées. L'emploi d'un étage amplificateur H.F. devant la lampe détectrice ne résout pas la difficulté, car, en dehors de quelques avantages techniques (un second circuit accordé apportant un peu de sélectivité), on augmente aussi la sensibilité, donc la mise en évidence des brouillages.

Bien entendu, la détectrice à réaction demeure un montage simple. On peut la conseiller à un débutant pour « se faire la main », mais sans cependant lui laisser supposer qu'elle restera un récepteur satisfaisant pour le trafic.

Ces réserves étant faites, il ne sera pas inutile de garder une détectrice à réaction, si l'on envisage de pratiquer certaines mesures. En effet, il s'agit d'un montage à *amplification directe*, ne faisant apparaître aucune image de fréquence, autrement dit de faux réglages. En présence d'une oscillation de fréquence F , la détectrice à réaction ne mettra en évidence que cette fréquence F et ses harmoniques $2F$, $3F$, $4F$, etc. Il sera donc facile de ne pas commettre d'erreurs.

En vue de la pratique de mesures, la détectrice à réaction montée par le débutant fera utilement partie des appareils auxiliaires de la station.

Les récepteurs à changement de fréquence

Le principe du changement de fréquence est bien connu et nous n'insisterons pas sur le fait que le « mélange » d'une onde incidente de fréquence F_1 et d'une oscillation locale F_2 fournit une onde résultante de fréquence F , égale à la différence existant entre F_1 et F_2 .

On voit, selon que F_2 sera supérieure ou inférieure à F_1 , qu'on aura soit : $F_2 - F_1 = F$ ou $F'_1 - F_2 = F$.

Deux fréquences F_1 et F'_1 sont donc susceptibles de satisfaire à cette condition et de se trouver transformées en une résultante F , à partir d'une même oscillation locale F_2 . Il est évident que l'écart entre ces deux fréquences F_1 et F'_1 sera égal à $2F$.

En général, on choisit toujours le cas où F_2 est supérieure à F_1 , et les circuits d'accord du récepteur seront réglés sur cette fréquence F_1 . Seule leur sélectivité assurera une protection contre la fréquence F'_1 , dite fréquence image.

À l'égard de la sélectivité, la méthode du changement de fréquence est intéressante pour deux raisons.

La première de celles-ci est que la transformation de toute fréquence reçue, en une fréquence fixe F , permet de régler à demeure et dans les meilleures conditions de rendement, de bande passante, etc., les étages formant l'amplificateur à « fréquence intermédiaire » ou de « moyenne fréquence ».

La seconde, sur laquelle on insiste généralement peu, est la suivante. Supposons que nous captions une station émettant sur 7000 kHz et qu'il en existe une autre sur un réglage voisin, par exemple sur 7010 kHz. Le circuit d'accord étant réglé sur 7000 kHz se trouvera, pour cette seconde station, désaccordé de $10/7000$, soit de 0,14 %.

Effectuons un changement de fréquence, la fréquence intermédiaire étant de 455 kHz. Pour cela, l'oscillateur local fonctionnera sur $7000 + 455$ kHz = 7455 kHz. Le battement entre l'autre onde incidente 7010 kHz et l'oscillation locale 7455 kHz, fera apparaître une fréquence moyenne de $7455 - 7010 = 445$ kHz. Or, un désaccord de 10 kHz par rapport à 455 kHz, représente $10/455$, soit 2,2 %.

On voit, de la sorte, comment le désaccord relatif augmente à mesure que la fréquence choisie pour l'amplificateur à fréquence moyenne est plus basse, ce qui facilite grandement la solution au problème de la sélectivité proprement dite, c'est-à-dire de la séparation d'émissions de fréquences voisines.

Par contre, le réglage sur la fréquence d'oscillation locale supérieure étant toujours choisi, la fréquence d'oscillation de 7455 kHz permettra non seulement de convertir en une onde de 455 kHz la fréquence de 7000 kHz, mais aussi son image de fréquence située sur $7455 + 455 = 7910$ kHz. S'il existe un émetteur en cours de fonctionnement sur cette fréquence, ses signaux s'infiltreront à l'entrée du récepteur (en dépit de l'accord de ce circuit d'entrée sur 7000 kHz), et il en résultera un brouillage d'autant plus exaspérant qu'on le saura uniquement dû au mode de travail du récepteur.

Il est de règle de monter un étage amplificateur H.F. (accordé, cela va de soi) avant l'étage changeur de fréquence. Or, avec un seul étage H.F. et une seule fréquence

intermédiaire de l'ordre de 455 kHz, les perturbations dues à la fréquence image ne seront jamais nulles. C'est pourquoi l'on utilise normalement *deux étages H.F.* dans les récepteurs de ce genre, non pas tellement pour l'amplification que pourrait apporter le second étage H.F., mais parce que celui-ci permet d'introduire *un circuit d'accord supplémentaire réglé sur la fréquence de l'onde à recevoir, autrement dit d'apporter un affaiblissement lui-même supplémentaire sur la fréquence image.*

Malheureusement, rien n'étant jamais parfait, l'adjonction d'un autre circuit d'accord pose la question de son alignement. Il faut, en effet, qu'au long de chacune des gammes couvertes, pour toute position du groupe des condensateurs variables, la fréquence de chacun des circuits d'accord soit la même.

Un tel alignement est possible à condition que chaque circuit comporte une vis magnétique permettant de faire varier l'inductance de la bobine, ainsi qu'un trimmer individuel. Mais il demeure quand même un travail à bien réaliser.

Au passage, nous insisterons sur un fait auquel on ne prête pas toujours assez d'attention : la sensibilité d'un récepteur d'ondes courtes dépend, pour une bonne part, de la manière dont se maintient son alignement au long de chacune de ses gammes. Un circuit accordé supplémentaire peut, de ce fait, être la meilleure ou la pire des choses, selon que son alignement sera bien ou mal réalisé.

D'autre part, ce « circuit accordé » comprend, en réalité, plusieurs bobines, puisque le récepteur possède lui-même plusieurs gammes, et il en résulte qu'un second étage H.F. apporte, en outre, divers soucis mécaniques (commutation d'un nouveau jeu de bobines, section supplémentaire au groupe des condensateurs variables, etc.). C'est pourquoi, dans le domaine des réalisations les plus satisfaisantes pour les amateurs, nous apprécions beaucoup la formule du double changement de fréquence.

Il est encore permis de se demander si la solution d'un *accord individuel* de chacun des circuits (grille H.F., grille de la lampe changeuse de fréquence, oscillation locale), au moyen de condensateurs variables séparés, ne serait pas susceptible de procurer un gain de rendement, puisqu'elle garantirait, en principe, contre tout risque d'un alignement imparfait. On ne doit pas se laisser séduire par cette idée, car il faut tenir compte d'un phénomène très gênant qui se produirait au niveau du circuit de grille de la lampe changeuse de fréquence : l'effet de « pulling ».

On sait que ce circuit de grille et celui d'oscillation locale ne travaillent pas sur la même fréquence, mais leur désaccord *relatif* se réduit à mesure que la fréquence de réception croît. Il en résulte que, du fait des inévitables couplages entre circuits, une interaction de l'accord du circuit de grille changeuse de fréquence sur l'oscillation locale (dont la fréquence subit ainsi une variation) est présente.

On diminue l'importance de cet effet en utilisant, pour le changement de fréquence, deux lampes séparées, de préférence à une lampe multiple. Mais, malgré tout, le « pulling » se manifeste toujours sur les bandes d'ondes les plus courtes (où le désaccord relatif entre les deux fonctions décroît).

Donc, avec des condensateurs variables séparés, tout « fignotage » de l'accord du circuit de grille de la lampe changeuse de fréquence obligerait à un rattrapage d'accord au condensateur variable d'oscillation locale, ce qui serait bien fastidieux !

Aussi, conseillons-nous de ne pas chercher d'autre solution que celle du réglage unique. Avec elle, le phénomène du « pulling », bien que présent, *n'apparaîtra pas.* Si l'on pratique, à l'origine, *un très bon alignement*, il sera possible de garantir les résultats optima. Un alignement correct est d'ailleurs facile, si chaque bobine est munie d'une vis magnétique (permettant une variation d'inductance) et accompagnée d'un condensateur ajustable « trimmer ».

Le double changement de fréquence

Ce procédé consiste à faire se succéder *deux* amplificateurs M.F., le premier réglé sur une fréquence assez élevée et le second sur une fréquence de l'ordre de 455 kHz (ou même aux alentours de 100 kHz).

Pour garder une exécution « de qualité » aux transformateurs du premier amplificateur M.F., on utilisera là généralement une fréquence de l'ordre de 1600 kHz, ce qui reportera la fréquence image à 3200 kHz d'écart de la fréquence reçue.

Un second changement de fréquence convertira cette fréquence, d'environ 1600 kHz, en une autre, de 455 kHz, pour laquelle il sera facile aussi de constituer d'excellents transformateurs M.F.

De cette manière, la première fréquence de conversion (1600 kHz) procurera un affaiblissement normalement suffisant à l'égard de la fréquence image, et l'amplificateur M.F. 455 kHz garantira la sélectivité proprement dite, c'est-à-dire entre fréquences voisines.

Lorsque nous aborderons le chapitre des réalisations, nos lecteurs se demanderont peut-être pourquoi nous avons adopté une première fréquence intermédiaire de 1610 kHz. La réponse est simple : le travail d'étalonnage du cadran étant notablement facilité par l'usage d'un standard de fréquence à quartz 100 kHz, nous avons voulu écarter des étages M.F. du récepteur, tout accord sur une fréquence multiple de 100 kHz. Ainsi, nulle « fausse réception » ne peut s'introduire en un point intermédiaire de la « chaîne M.F. ».

Avec cette formule de double changement de fréquence, un seul étage H.F. se montre suffisant, ce qui simplifie beaucoup les opérations d'alignement du récepteur.

Les fonctions principales dans un récepteur de trafic

Les récepteurs de trafic demeurent conçus selon les bases communes à tous les récepteurs. Il ne nous a cependant pas semblé inutile de revoir certaines de ces bases et d'en souligner certains détails auxquels on n'attache pas toujours assez d'importance.

LA LAMPE AMPLIFICATRICE

Le propre de la lampe amplificatrice est d'avoir son point de fonctionnement moyen situé sur une partie *droite* de l'une des courbes caractéristiques du courant anodique en fonction de la tension de grille (fig. 2-1). De plus, les tensions alternatives appliquées à la grille de la lampe ne doivent pas faire évoluer le point de fonctionnement hors des limites fixées : *a*) par le coude inférieur de ladite caractéristique, *b*) par le point où celle-ci coupe l'axe vertical $V_g = 0$. (Partie notée en trait gras sur la figure 2-1.)

Cela conduit pratiquement à *polariser* la grille par une tension continue — V_1 , telle que le point P se trouve à mi-chemin entre les limites qui viennent d'être définies.

Dans ces conditions l'application, à la grille, d'une tension alternative ne faisant pas déborder le fonctionnement desdites limites (fig. 2-1, en *a*) provoque dans le circuit de plaque de la lampe, des variations d'intensité (A) qui la reproduisent fidèlement.

Par contre, si cette tension alternative de grille est trop grande, (*b*), on voit que le courant anodique s'annule durant les parties du cycle où le potentiel de grille devient inférieur à — V_2 . Pour les alternances opposées, l'espace grille-cathode devient conducteur dans chaque partie de cycle où la grille est positive, formant un véritable court-circuit à l'égard du circuit excitant cette grille, si ce dernier présente une impédance élevée. Ainsi, dans le circuit de plaque de la lampe, on ne retrouve plus qu'une sinusoïde *écrêtée*, (B), c'est-à-dire une courbe *différente* de celle de l'excitation de grille. Il y a donc déformation.

Quand on veut que la tension de grille d'une lampe amplificatrice puisse *suivre* celle d'excitation, sur la partie positive du cycle, il faut que ce circuit d'excitation montre une impédance basse devant la résistance de l'espace grille-cathode de la lampe. Ce cas est celui que l'on rencontre dans l'amplification B.F. de puissance en régime B, et nous ne le citons évidemment ici qu'à titre documentaire.

Bien que ce détail ne prenne son intérêt qu'à l'émission, nous examinerons de même, au passage, ce qui survient lorsque la polarisation n'est pas réglée de manière que le point P se place *au milieu* de la partie droite de la caractéristique I_p/V_g . Soit le cas de

la figure 2-2, où la polarisation $-V$ est trop grande. Si l'amplitude de la tension appliquée à la grille fait passer le point de fonctionnement au-delà du coude inférieur de la caractéristique, on voit que les alternances négatives du courant anodique seront écrêtées à leur partie inférieure. Si l'on a inséré un milliampèremètre dans le circuit d'anode, on remarquera que le courant anodique croît au-delà de l'intensité de repos I_1 pour s'établir à une *valeur moyenne* I_2 .

Au contraire, si la polarisation avait été trop faible, ce « rabotage » se serait produit sur les crêtes des alternances positives du courant anodique, et l'on aurait enregistré *une baisse* de l'intensité moyenne sous l'effet de l'excitation de la grille.

En somme, toutes les fois qu'en régime dynamique une lampe amplificatrice, dont le point de fonctionnement est théoriquement situé au milieu de la partie utile de la caractéristique (point P sur la figure 2-1), présente un courant anodique différent de celui des conditions de repos, on pourra dire que sa polarisation est mal réglée ou que « l'excursion » de tension dépasse les limites de ladite partie droite.

Revenant, après ces digressions, au cas de la lampe amplificatrice H.F. d'un récepteur, tous ces modes de fonctionnement *hors* de la partie droite de la caractéristique y seront générateurs de phénomènes *d'intermodulation* (c'est-à-dire de possibilités d'apparition de brouillages, par suite d'une sorte de détection prématurée à l'entrée du récepteur).

Si le point de fonctionnement est bien situé au milieu de la partie rectiligne utile de la caractéristique (point P sur la figure 2-1), les tensions H.F. pratiquement rencontrées à l'entrée du récepteur ne seront jamais assez importantes pour faire « excursionner » le point de fonctionnement hors des limites permises. Mais, si par une mauvaise polarisation de base le point P se trouvait décalé vers un coude de caractéristique, le défaut que nous signalons pourrait se manifester.

LE CAS DE LA LAMPE A PENTE VARIABLE ET LE « REcul DE GRILLE » ;

La lampe dite « à pente variable » est conditionnée de manière telle que, pour les diverses tensions d'anode et d'écran auxquelles on la soumet, on obtient un réseau de courbes à *courbure très allongée* ; la figure 2-3 en montre l'aspect, et l'on voit que, pour des tensions H.F. ou M.F. (toujours faibles devant la variation de polarisation possible entre $V_g = 0$ et l'annulation du courant anodique), telle petite partie M P N de la caractéristique sera pratiquement assimilable à *une droite*. Toutefois, selon *l'emplacement de cette petite partie M P N*, sur la courbe, il apparaît que sa pente sera plus ou moins grande, et, par voie de conséquence, que le gain de l'étage sera plus ou moins élevé.

On sait que le circuit de C.A.V. (antifading) du récepteur, est chargé d'assurer une *polarisation variable* des étages H.F. et M.F. qu'il commande, autrement dit de doser automatiquement le gain que ces étages fournissent, par le déplacement du point P au long de cette courbe à pente variable.

A titre indicatif, la pente d'une lampe EF 41 varie de 2,2 mA/V pour une polarisation de $-2,5$ volts à 0,022 mA/V si cette dernière est portée à -39 volts.

Lors de l'élaboration d'un récepteur, on devra se méfier du fait que toutes les lampes commandées par la ligne de C.A.V. sont susceptibles de ne pas admettre la même variation de cette tension de C.A.V. C'est ici que se place la notion du *recul de grille*, celui-ci correspondant à la tension $-V_g$ pour laquelle le courant plaque s'annule. On ne pourra donc soumettre à la même tension de C.A.V. des lampes acceptant une polarisation de -39 volts et d'autres dont le courant anodique est annulé pour -10 volts, par exemple. Dans ce cas, il sera nécessaire de monter *un diviseur de la tension de C.A.V.* afin de commander séparément les divers étages du récepteur. Nous reviendrons sur ce point au chapitre des réalisations.

DU CHOIX DES LAMPES AMPLIFICATRICES H.F. ET M.F. D'UN RÉCEPTEUR

A ceux qui ne sont pas rompus au travail d'élaboration des récepteurs de trafic, les nouvelles lampes amplificatrices H.F. modernes, à grande pente, peuvent se présenter comme fort tentantes.

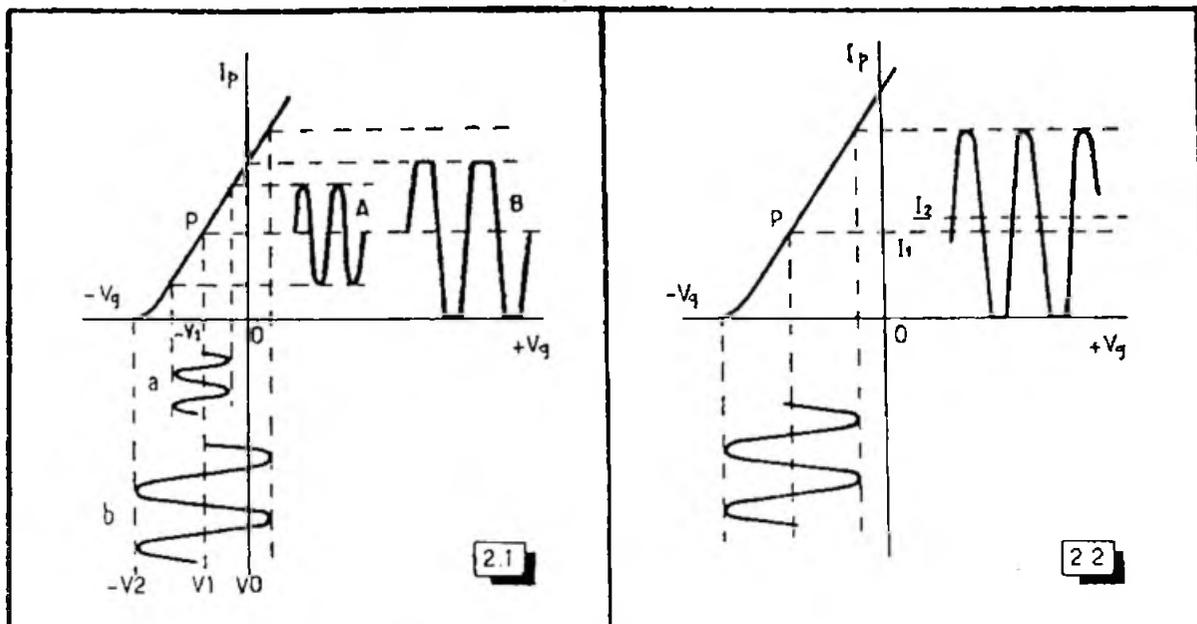


Fig. 2-1. — La condition essentielle à satisfaire pour une lampe amplificatrice est de placer son point de fonctionnement (au repos) au milieu de la partie droite de la caractéristique. Aucune déformation n'apparaît si la tension alternative appliquée à la grille ne déborde ni le coude inférieur de la caractéristique I_p/V_g , ni l'axe $V_g = 0$.

Fig. 2-2. — Lorsque la tension d'excitation de grille d'une lampe amplificatrice déborde soit le coude inférieur de la caractéristique I_p/V_g , soit l'axe $V_g = 0$, les deux alternances du courant de plaque ne sont plus d'amplitude égale et le courant anodique de repos I_1 se change en I_2 (respectivement supérieur ou inférieur à I_1), valeur moyenne entre ces deux alternances inégales.

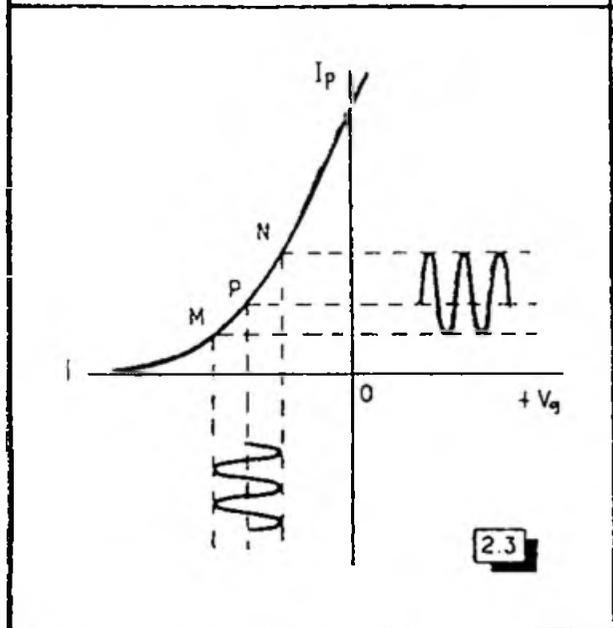


Fig. 2-3. — Dans la lampe à pente variable, la courbure de la caractéristique I_p/V_g , varie si lentement qu'il est possible d'assimiler à une droite le petit tronçon de fonctionnement MPN.

Du côté de l'étage H.F. d'entrée du récepteur, il est certain que plus l'amplification sera grande, plus l'appareil gagnera en sensibilité. Cependant, l'amplification s'accompagne de souffle et, en fin de compte, les performances de cet étage dépendront uniquement du rapport signal/souffle obtenu.

En d'autres termes, une grande amplification entraînant un souffle noyant toute réception donnera des résultats pratiques moins bons que tel autre étage amplifiant moins, mais soufflant très peu.

La solution la meilleure se trouvera dans la recherche du compromis le plus favorable lequel est représenté, en l'état actuel de la technique, par l'étage H.F. « cascade ». Le schéma en est donné par la figure 2-4. On voit qu'une lampe double triode a ses deux éléments montés en série pour l'alimentation anodique; l'élément 1 travaille en amplificateur classique, mais sa plaque attaque l'élément 2 par sa cathode. Ce second élément fonctionne ainsi en amplificateur avec grille à la masse. (La grille étant effectivement bien mise à la masse au point de vue H.F. par l'intermédiaire du condensateur de fuite C_2 , de 1 à 5 nF).

On obtient ainsi un montage capable de fournir une amplification pratique comparable à celle que donnerait une penthode à grande pente, tout en amortissant beaucoup moins le circuit d'entrée et en provoquant moins de souffle.

Les lampes recommandables pour l'étage « cascade » sont la 12 AT 7 (ECC 81), la 6 BQ 7 A, si la tension d'alimentation anodique du récepteur est de l'ordre de 250 volts, ou bien l'ECC 84, en limitant la H.T. appliquée à l'étage H.F., à 195 volts.

Du côté des étages M.F., il est sage de ne pas utiliser de lampes présentant une pente supérieure à 2,5 mA/V. Ce qui importe ici n'est pas d'obtenir un maximum d'amplification avec un seul étage M.F., mais, au contraire, de pouvoir disposer d'un nombre d'étages permettant d'intercaler, entre eux, plusieurs transformateurs M.F., la sélectivité dépendant, en fin de compte, du nombre des circuits accordés qu'autorise cette « chaîne » d'étages amplificateurs.

Le problème est ici très différent de celui que l'on rencontre en télévision, où l'on cherche à réaliser des amplificateurs capables de travailler sur une large bande de fréquences. Au contraire, notre but est d'atteindre ici un maximum de sélectivité.

Par ailleurs, l'emploi de lampes de pente supérieure à 3,5 mA/V fait apparaître du souffle au niveau de l'amplificateur M.F., ainsi que des manifestations d'auto-oscillation dans ce dernier. On peut, assurément, tenter de réduire le gain par divers moyens (en sous-alimentant certaines électrodes, notamment), mais on arrive de la sorte à placer les lampes dans de mauvaises conditions de travail, celles-ci devenant telles, par exemple, que la commande manuelle de gain (par résistance variable insérée dans le retour des cathodes des lampes M.F.) agira mal, de même que la C.A.V.

C'est pourquoi nous conseillons d'en rester sagement à des lampes d'une pente maximum de 2,5 mA/V (EF 41, EF 92, etc.), ou à l'EF 89 employée ainsi que nous l'indiquerons.

A propos de la réalisation des circuits d'accord H.F. d'un récepteur

Partant de l'idée que « les capacités résiduelles sont nuisibles en O.C. », certains réalisateurs ont cru bien agir en établissant des circuits d'accords H.F. avec un maximum d'inductance et un minimum de capacité. Cette manière de faire s'est soldée par une bonne sensibilité, mais une très mauvaise défense contre les fréquences images.

Nous allons essayer de nous faire une idée exacte sur ce fait en nous bornant à un raisonnement très simple. Prenons le cas extrême d'une bobine L, d'inductance très faible, accordée par un condensateur C, de capacité relativement élevée: ce dernier ressemblera étrangement à un condensateur de fuite ! Puis, maintenant l'accord sur une même fréquence, c'est-à-dire en gardant un produit LC constant, nous allons augmen-

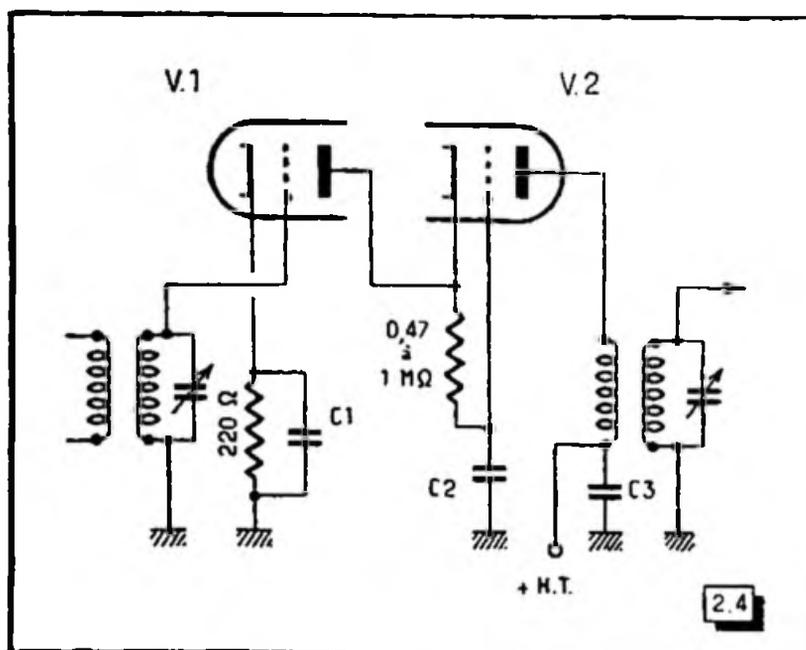


Fig. 2-4. — Le système « cascade » est celui qui procure un minimum de souffle et les meilleures performances générales pour l'amplification H.F. La valeur des condensateurs C_1 , C_2 , C_3 , peut être de 1 à 5 nF.

ter L, tout en réduisant C. Dans l'autre cas extrême, c'est-à-dire lorsque nous aurons le maximum d'inductance et le minimum de capacité, ce minimum n'étant plus que la capacité résiduelle des circuits et de la lampe, nous aboutissons au « circuit à bande large » (technique de la réception en télévision) ou plus simplement encore à la physiologie de la bobine d'arrêt, autrement dit à un organe n'assurant plus qu'un blocage général sur toute une gamme de fréquences.

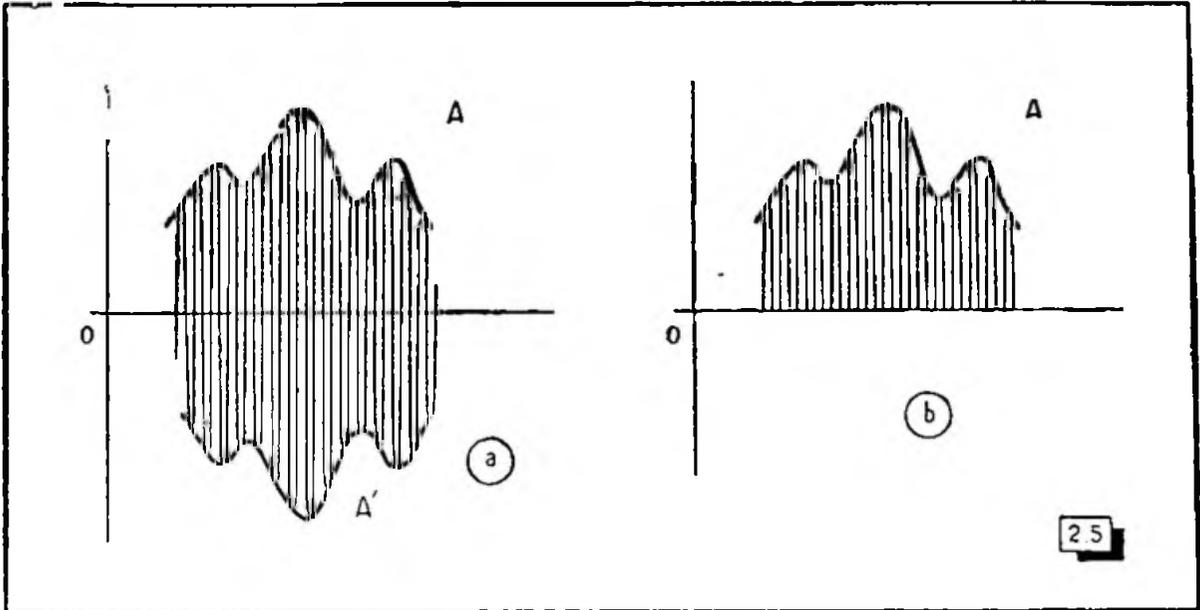


Fig. 2-5. — Sur les étages amplificateurs, l'onde H.F. ou M.F. demeure intacte et les deux « courbes enveloppe » A et A' créées par la modulation s'annulent mutuellement. La détection supprime toutes les demi-périodes soit négatives, soit positives de la tension H.F. ou M.F., rien ne vient plus annuler la courbe B.F. A (ou A'); la courbe restante peut être recueillie et amplifiée à son tour.

On comprend à présent qu'entre ces cas extrêmes il puisse se trouver une « juste mesure » apportant à la fois une sélectivité satisfaisante et un bon rendement du circuit. C'est dans le choix de cette juste mesure que s'affirmera l'art du technicien.

La détection diode

Le plus simple des détecteurs est la diode, organe à conductibilité unilatérale, que l'on peut comparer à une soupape.

En matière de réception proprement dite, on sait que la fonction détectrice a pour but de séparer la composante B.F. de l'onde porteuse. La modulation ayant fait apparaître deux courbes B.F. symétriques A et A' « modelant » ladite onde porteuse (fig. 2-5 a), ces deux courbes s'annulent à chaque instant. En supprimant l'une des alternances de l'onde porteuse (fig. 2-5 b) cette annulation disparaît, et l'on peut disposer d'une tension B.F. reproduisant la modulation initiale.

Les détecteurs diode habituellement rencontrés sont du type à vide ou font partie des *semi-conducteurs* (germanium, silicium).

La diode à vide comprend, dans une ampoule vide d'air, une anode placée au voisinage d'une cathode chauffée par un filament. La petitesse de l'accessoire et l'absence du filament dans les diodes appartenant aux *semi-conducteurs* sont des qualités tentantes, mais ces diodes mises à la place de types à vide, sans précautions spéciales, se montrent décevantes. Ce genre d'échec étant fréquent, nous en examinerons les raisons au passage.

Dans la diode à vide, on conçoit sans peine que « l'effet de soupape » soit *absolu*. Dès que l'anode de la diode est quelque peu positive par rapport à la cathode, la conductibilité s'établit. Mais aussitôt que l'anode devient négative, *aucun courant inverse ne peut plus passer*. En d'autres termes, selon la polarité de la tension appliquée, la

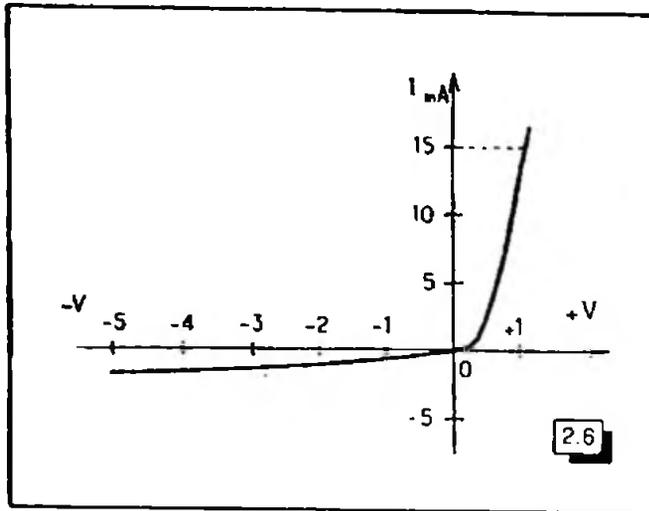


Fig. 2-6. — Courbe d'un détecteur au germanium. Bien que le courant inverse soit très faible, il n'en est pas moins présent et l'on ne peut obtenir le fonctionnement par « tout ou rien » comme avec une diode.

résistance interne de la diode passe d'une valeur faible à l'infini, et le fonctionnement a lieu *par tout ou rien*.

Il n'en est pas de même avec les diodes du type « semi-conducteur » où *peut passer un courant inverse*, la résistance n'étant jamais infinie dans le sens opposé à celui de la conductibilité maximum. La figure 2-6 donne une idée de ce fait.

Il arrive aussi que le point d'inflexion de la courbe ne se place pas exactement à zéro volt, et ce détail oblige parfois, lorsque l'on remplace le détecteur à galène d'un récepteur de ce type par une diode au germanium, à polariser cette dernière au moyen d'une source de tension continue réglable.

La résistance inverse d'une diode au germanium n'étant donc pas infinie (en pratique et sous les tensions habituellement rencontrées, sa mesure donne de 300 000 à 500 000 ohms), *on ne peut donc la réputer très grande que si l'impédance du circuit associé est relativement très petite*.

Le remplacement d'une diode à vide par une diode au germanium n'est possible que si l'on réduit les valeurs des diverses résistances associées au circuit, notamment pour les limiteurs de parasites où les résistances utilisées sont souvent de l'ordre du mégohm avec les diodes à vide.

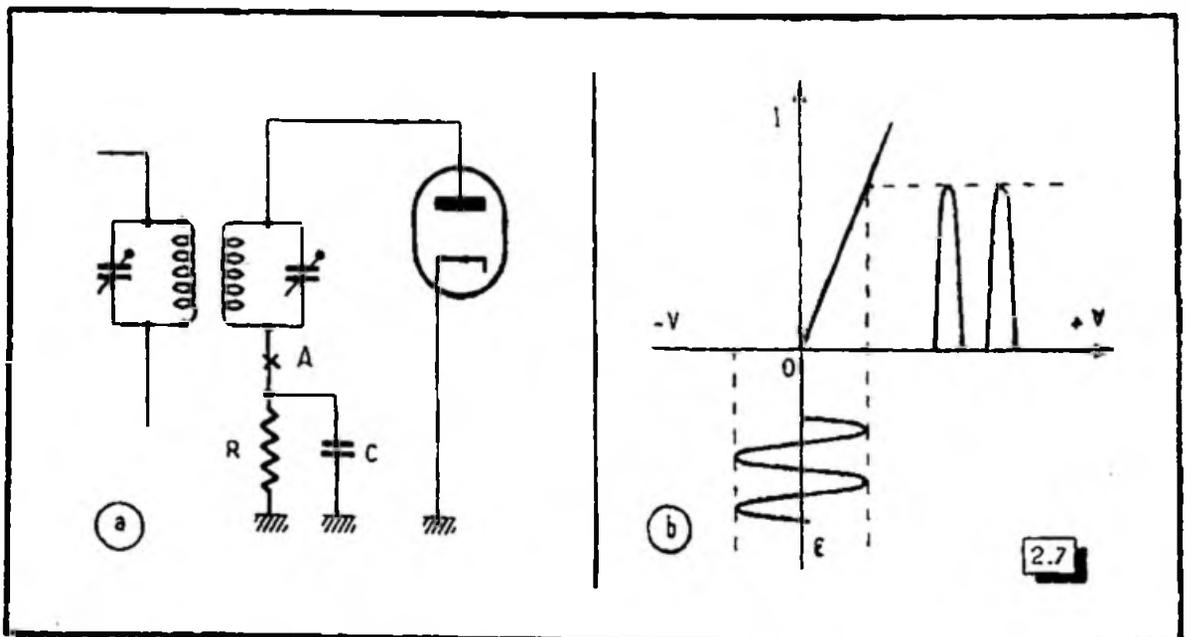


Fig. 2-7. — La détection par diode s'opère ici sans tension [DE]RETARD. On voit que dans ce schéma, LA TOTALITÉ de l'alternance positive est redressée.

La détection retardée

Lorsqu'une diode détectrice à vide est montée selon le schéma de la figure 2-7 a, sa cathode étant à la masse, le point d'inflexion de sa caractéristique se situera normalement à zéro volt, et il coïncidera avec l'axe de la sinusoïde E représentant la tension appliquée. Ainsi, l'alternance positive sera entièrement redressée (fig. 2-7 b).

Cette condition est celle de la « détection son » dans un récepteur, le passage du courant redressé dans la résistance R y détermine une chute de tension variable au rythme de la B.F., que l'on recueille au point A.

Par contre, si l'on avait admis une tension positive sur la cathode (fig. 2-8 a), la caractéristique de redressement aurait été celle de la figure 2-8 b. Le point d'inflexion M est décalé, du côté $+V$, d'une quantité OM correspondant à la tension de la pile P . On voit qu'une faible tension e restera sans effet sur le détecteur et que, pour une tension plus élevée E , le redressement n'aura lieu que pour la partie de l'alternance positive durant laquelle la tension OM est dépassée. C'est là le fonctionnement type de l'antifading ou commande automatique de volume (C.A.V.) retardé. Ce procédé présente l'avantage de ne pas déclencher l'action antagoniste du circuit de C.A.V. sur les signaux faibles.

En réalité, il n'est pas fait usage d'une pile, en P . La tension (positive) de retard est prélevée sur la résistance de polarisation cathodique d'un étage amplificateur B.F. ou sur un diviseur de tension placé entre $+H.T.$ et masse. Nous verrons d'ailleurs, un peu plus loin, des schémas pratiques de C.A.V. retardée.

Le changement de fréquence et la fonction oscillatrice

On sait qu'en superposant à l'onde incidente une *oscillation locale*, on fait apparaître une nouvelle onde de battement dont la fréquence est égale à la différence entre celle de cette onde incidente et celle de l'oscillation locale. C'est là le principe bien connu des récepteurs à changement de fréquence.

L'oscillateur local est constitué par un circuit accordé (inductance et capacité) associé à une lampe, laquelle intervient comme *moyen de libération d'énergie aux moments*

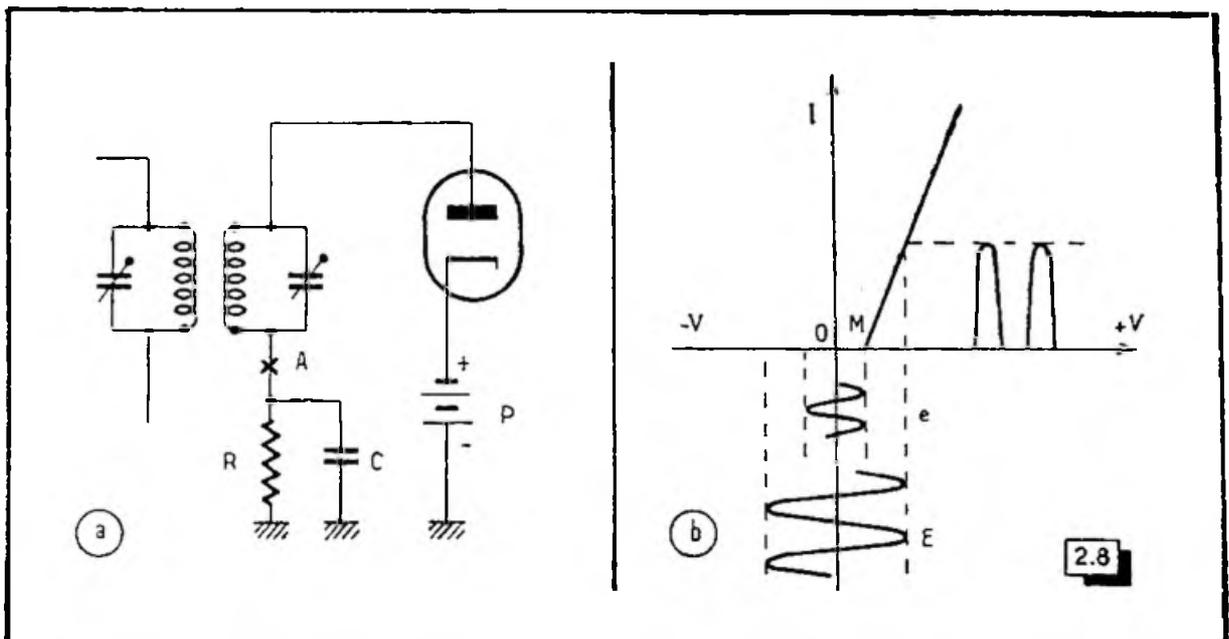


Fig. 2-8. — La tension de la pile P décale d'une même valeur OM (tension de retard) le coude de la caractéristique de redressement. Une faible tension appliquée e ne dépassant pas M , ne sera pas redressée, tandis qu'une tension plus élevée E le sera dans sa partie dépassant le tension de retard OM .

convenables pour assurer l'entretien de l'oscillation. Cette énergie provient de la source d'alimentation anodique de la lampe.

Il existe divers schémas d'oscillateurs, mais il suffit souvent de redessiner l'un d'eux en ne modifiant que l'aspect de son tracé, pour démontrer que les différences sont en réalité très minimes, et l'on trouve toujours un couplage (de sens convenable) entre les circuits de grille et de plaque de la lampe.

Le souci majeur, en matière d'oscillateur, est celui de *la stabilité en fréquence*. Dans certaines réalisations, cette dernière « glisse », « rampe » ou « dérive » durant un temps plus ou moins long, en s'écartant d'une quantité plus ou moins importante de la fréquence initiale. Bien que pas mal de récepteurs présentent ce défaut (fort peu goûté de leurs possesseurs !), celui-ci peut très bien *être évité*. La cause principale de la dérive de fréquence se trouve dans une modification continue des caractéristiques de certains circuits, par suite de déformations mécaniques dues à la dilatation.

Bien entendu, nous supposons a priori que le récepteur est sainement réalisé et qu'en particulier, les organes de l'oscillateur et de sa lampe *sont solidement fixés et câblés en fil rigide* (du 12/10 de mm, par exemple, et non pas en quelque fil de 7/10 recuit, aussi mou que du plomb pour fusibles... !).

A l'égard des effets de la dilatation, la première chose à faire est de supprimer les causes d'échauffement dans le récepteur, dont les principales proviennent du transformateur d'alimentation et de la valve. Aussi, le mieux est-il de monter ces organes à l'extérieur (ainsi que le filtrage de la H.T.), *sur un châssis séparé*. Il faut encore écarter les condensateurs *en céramique* des circuits de l'oscillateur et n'employer que de bons modèles *au mica*. Tous les condensateurs du type céramique présentent *un coefficient de température* ; autrement dit, leur capacité varie en fonction de cette dernière. On pourrait penser que cette propriété serait susceptible d'être exploitée aux fins d'une compensation de la dérive ; cela est du domaine du rêve, car il n'est jamais possible d'obtenir un effet de correction vraiment « synchronisé », capable d'annuler la dérive à tout instant. En pratique, on note *deux* dérives de sens contraire, qui *se succèdent* dans le temps.

La meilleure solution consiste évidemment à rechercher, de préférence, une formule de réalisation d'oscillateur exempte de glissement de fréquence.

Penchons-nous encore sur les circuits de l'étage d'oscillation locale. Nous y trouvons la bobine, le condensateur variable et la lampe oscillatrice. La bobine ne gagne pas à être volumineuse, au contraire. Nous donnerons d'ailleurs, au chapitre des réalisations, les caractéristiques de modèles assurant les performances optima (celles-ci s'étant trouvées confirmées dans la pratique, à de nombreuses reprises).

En général, le condensateur variable sera un organe robuste, surtout si l'on prend un modèle classique de réception, monté sur billes, en cage d'acier, et auquel on ne gardera que peu de lames avec espacement accru. Nous le mettrons donc hors de cause.

Il nous reste la lampe, et celle-ci est évidemment munie d'un filament dégageant de la chaleur ! Des dilatations y sont inévitables.

Certains auteurs ont préconisé une bonne ventilation de la lampe oscillatrice ; d'autres, son logement dans une enceinte calorifugée où la température monte *rapidement* afin de ne pas allonger le temps durant lequel on subit la dérive. Pour notre part, nous pensons qu'il convient tout d'abord de réduire, autant que faire se peut, l'échauffement de la lampe, et, d'autre part, de rendre les variations de capacité qu'il engendre *négligeables devant la capacité totale placée aux bornes de la bobine oscillatrice*. En d'autres termes, la solution réside dans l'emploi d'une capacité d'accord *de valeur raisonnable*, et nous verrons, aux chapitres concernant les réalisations, ce que peuvent être ces « valeurs raisonnables ». On arrive ainsi à faire des récepteurs de trafic à bandes étalées, où *nul glissement de fréquence appréciable ne se produit*.

Notons encore que certains schémas d'oscillateurs se montrent plus stables que d'autres, soit à l'égard de la dérive dans le temps, soit à l'égard de l'effet des variations des tensions d'alimentation sur la fréquence. Aussi ne nous arrêterons-nous que sur les schémas les plus avantageux.

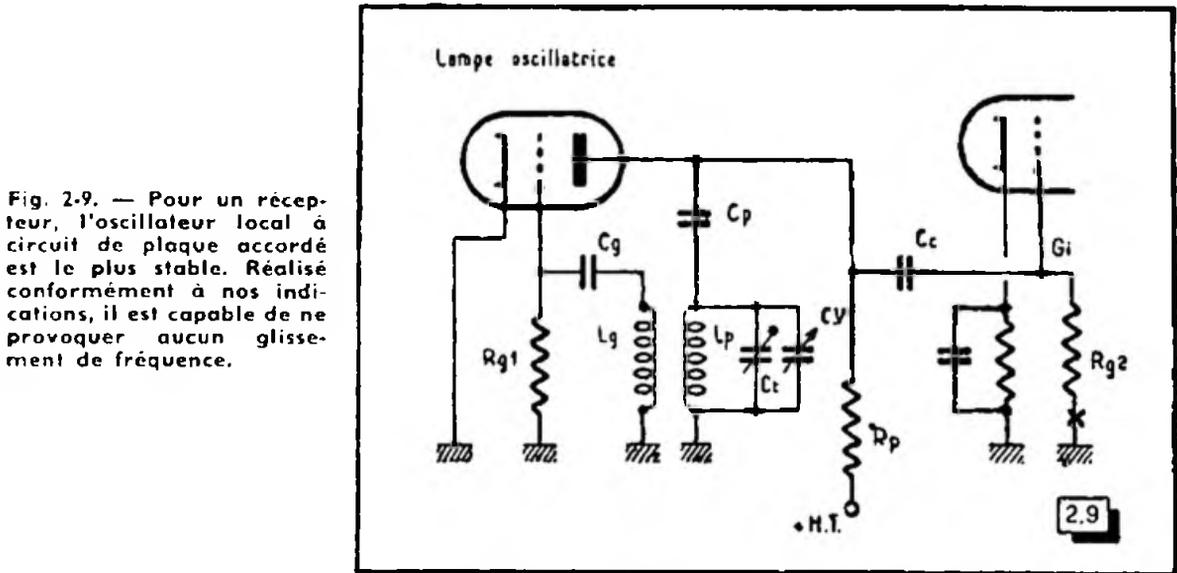
De plus, il est toujours profitable de faire travailler la lampe oscillatrice *très au-dessous*

de ses possibilités. Ce faisant, on réduit son échauffement, au bénéfice de la stabilité de la fréquence.

À l'émission, la meilleure lampe pilote sera une penthode du type B.F., que l'on sous-alimentera. De même, dans un récepteur, on aura grand avantage à rechercher la plus grande valeur de résistance d'anode admissible, sans que la tension H.F. injectée dans l'étage mélangeur tombe au-dessous de la valeur requise.

Très souvent on ignore ce détail, mais un excès de la tension de l'oscillation locale fait apparaître un souffle dans l'étage changeur de fréquence.

La tension H.F. appliquée à l'élément mélangeur est difficile à mesurer sans lui



apporter de perturbation. Aussi, ce sera, pratiquement, l'intensité au point de retour à la masse de la résistance de fuite de grille mélangeuse, que l'on contrôlera. On s'efforcera de régler les bobines oscillatrices de manière à se tenir au plus près de l'intensité optimum en ce point, intensité toujours indiquée par les fabricants, pour les lampes changeuses de fréquence. (Souvent, cette intensité est de l'ordre de 200 microampères.)

Notes sur la mise au point pratique des oscillateurs

Le montage offrant le maximum de stabilité pour l'étage d'oscillation locale d'un récepteur est celui dit « à plaque accordée », que nous représentons par la figure 2-9. On voit que cet oscillateur est relié par le condensateur de couplage C_c , à la grille d'injection G_i , de l'étage « mélangeur ». Ce sera au point X (jonction de R_{g2} à la masse), que sera faite la mesure d'intensité mentionnée plus haut.

Il est évident que la bobine de plaque L_p et son condensateur d'accord C_v devront permettre de couvrir la gamme des fréquences souhaitées. On ne craindra pas de mettre un trimmer C_t de valeur assez « substantielle », par exemple un ajustable de 60 pF, de manière à toujours garder un minimum non négligeable de capacité, en parallèle sur le circuit accordé.

D'autre part, pour tous les condensateurs fixes de cet étage, on utilisera exclusivement des condensateurs au mica, puisque nous avons déjà signalé que les modèles céramique étaient à éviter, en raison de leur coefficient de température.

La mise au point des bobinages d'oscillation portera finalement sur l'enroulement de réaction L_g . On agira sur lui, tandis que l'on contrôlera l'intensité au point X (fig. 2-9) tout au long de la gamme des fréquences couvertes par C_v .

Deux éléments interviennent ici pour faire croître l'effet de réaction apporté par la bobine L_g : a) son nombre de tours, b) son couplage à L_p .

En règle générale, il sera préférable de conduire les essais en augmentant le couplage, afin de pouvoir réduire L_g , car un nombre de tours trop grand pourrait tendre à conférer à cet enroulement une fréquence propre tombant dans la gamme de celles couvertes par le circuit L_p CV .

A-t-on intérêt à pratiquer le changement de fréquence par une seule lampe multiple groupant les fonctions oscillatrice et changeuse de fréquence proprement dite, ou à séparer ces deux fonctions sur deux lampes distinctes ?

Sur le plan de la technique pure, les deux méthodes seraient équivalentes. Mais en pratique, dans une lampe multiple, l'élément oscillateur est de très petite taille ; à l'égard d'une puissance donnée à dissiper, sa température montera davantage que si la surface des électrodes était plus grande. D'autre part, les capacités internes réduites du fait de cette petitesse ne sont pas un avantage tant qu'il ne s'agit pas de travailler aux V.H.F., puisque nous avons vu que l'un des moyens d'augmenter la stabilité d'un oscillateur était de consentir à la présence d'une capacité raisonnablement substantielle aux bornes du circuit accordé.

Donc, pour un récepteur de trafic où nous voulons éviter les risques de glissement de fréquence, nous effectuerons le changement de fréquence par deux lampes. La changeuse de fréquence proprement dite (ou mélangeuse) fonctionnera dans des conditions normales. Du fait de cette séparation des fonctions, son propre échauffement ne s'ajoutera pas à celui de la lampe oscillatrice. Cette dernière (une penthode H.F. connectée en triode), travaillera sous une tension anodique réduite ; aussi chauffera-t-elle peu et, de plus, la surface de ses électrodes garantira une dissipation facile de la chaleur s'y dégageant. Ainsi, nous aurons mis de notre côté le maximum de chances de stabilité.

Un brouillage spécial (avec réception sans oscillation locale)

Nous signalerons un ennui, heureusement rare, dont les manifestations semblent régionales (ce qui n'est pas illogique comme nous allons le voir).

Il s'agit de l'audition d'une télégraphie plus ou moins *hachée*, couvrant sans point d'accord précis, une certaine gamme d'ondes du récepteur.

D'essai en essai, l'opérateur ôte la lampe oscillatrice... et, à sa grande stupéfaction, cette réception bizarre continue à se manifester sur la même gamme.

Il ne faut pas incriminer le récepteur, car il ne porte aucune responsabilité propre.

L'explication se trouve dans l'existence, sur deux fréquences voisines de la bande d'ondes considérée et différant entre elles d'une valeur égale à la fréquence d'accord de l'amplificateur M.F. du récepteur, de deux émissions parvenant avec un champ suffisamment fort dans la zone de réception. Du fait de la première condition, les circuits d'accord « acceptent » cette infiltration dans le récepteur et, de par la seconde, la présence des deux signaux dans l'étage changeur de fréquence y détermine l'apparition d'une « résultante » M.F. à chaque fois que ces deux signaux existent en même temps, et c'est pourquoi les deux émetteurs se « hachent » mutuellement leurs signaux, à moins que l'un d'entre eux ne soit une onde porteuse radiotéléphonique (donc à caractère permanent). Il suffit que l'un des deux émetteurs s'arrête pour que cesse toute réception anormale de l'autre.

En pareille circonstance, et comme ces sortes de « relations entre fréquences perturbatrices » sont tout de même rares, on supprimerait le brouillage en choisissant une nouvelle fréquence M.F. différant d'une dizaine de kilohertz de la première.

LES CIRCUITS AUXILIAIRES DES RÉCEPTEURS DE TRAFIC

Nous désignerons sous ce titre tous les circuits que l'on ne trouve pas habituellement dans les récepteurs de radiodiffusion, notamment l'hétérodyne M.F., également nommée B.F.O. (*beat frequency oscillator*) ou oscillateur de battement, pour la réception de la télégraphie en ondes entretenues pures; le limiteur de parasites (ou N.L. : *noise limiter*), supprimant les parasites provoqués, sur les longueurs d'onde inférieures à 20 mètres, par les systèmes d'allumage des moteurs à explosion; le S-mètre pour la mesure de la force de réception; les accessoires destinés à l'accroissement de la sélectivité (filtre M.F. à quartz et « Q-multiplier »).

L'hétérodyne M.F. ou oscillateur de battement

L'hétérodyne M.F. est indispensable pour l'écoute des signaux radiotélégraphiques en ondes entretenues pures, lesquels n'apparaîtraient sans elle que sous forme de claquements, lors du début et à la fin de chaque trait ou point.

Evidemment, il serait possible d'hétérodyner le signal lui-même par un oscillateur réglé à quelques centaines de cycles/seconde de sa propre fréquence, mais, comme tout récepteur de trafic moderne est du type changeur de fréquence, il est beaucoup plus simple et logique de régler la fréquence de l'hétérodyne au voisinage de celle de l'amplificateur M.F. Cette dernière étant fixe, il n'y aura donc pas à retoucher le réglage de l'hétérodyne au cours du fonctionnement (à part une légère variation ménagée pour le choix de la note de battement la plus agréable à l'oreille).

Parmi les montages pratiques, on a parfois proposé diverses « astuces » introduisant, par un artifice quelconque, une réaction dans l'amplificateur M.F. afin de le faire « accrocher ». Nous ne mentionnons cette méthode que pour l'écarter, en raison de son manque de souplesse et de son incompatibilité avec le fonctionnement correct du circuit de C.A.V.

Puisque nous parlons de C.A.V., remarquons au passage que certains auteurs préconisent sa mise hors circuit, lorsque l'oscillateur de battement est en marche. Il est cependant possible de garder le bénéfice de l'action de la C.A.V., même en télégraphie, à condition de prendre quelques précautions sur lesquelles nous reviendrons.

Il suffit que l'oscillateur de battement fournisse une oscillation de bonne stabilité en fréquence pour que son propre fonctionnement soit correct.

Plusieurs schémas sont réalisables; le plus simple et l'un des plus recommandables est celui de la figure 3-1 a. Il s'agit de l'oscillateur à réaction cathodique bien connu.

Certains oscillateurs de battement sont montés ainsi que l'indique la figure 3-1 b, mais l'on ne tire aucun avantage pratique d'un enroulement de réaction séparé.

Un condensateur ajustable C_a permet le réglage approché de l'oscillateur de battement, tandis qu'un faible condensateur variable offre la possibilité d'une retouche manuelle de la note entendue.

Nous avons volontairement omis de préciser la valeur de la résistance R_2 , et nous allons en expliquer la raison. Lorsque l'énergie H.F. émise par l'oscillateur de battement pénètre dans l'un des premiers étages de l'amplificateur M.F. du récepteur, elle subit l'amplification des étages suivants et fournit une tension de C.A.V. plus ou moins élevée, dont l'effet est de réduire la sensibilité du récepteur. C'est d'ailleurs pourquoi l'on supprime l'action de la C.A.V. sur certains récepteurs de trafic, lorsque l'oscillateur de battement est mis en marche.

On voit ainsi qu'il faut s'efforcer de dissocier l'action « hétérodyne M.F. » de l'« action C.A.V. », et, si l'une des plaques de la double diode classique est réservée au redressement de la tension de C.A.V., il sera donc logique d'injecter la tension M.F. de l'oscillateur de battement sur l'autre plaque diode réservée à la détection proprement dite.

Cela met en lumière la nécessité de blinder très soigneusement l'oscillateur de battement (et sa lampe, si elle n'est pas métallique ou métallisée), afin d'éviter les fuites de courants H.F. au hasard des circuits du récepteur.

La liaison à la diode détectrice sera faite par le moyen d'une connexion blindée, en intercalant un condensateur ajustable de très faible valeur avant la liaison à la plaque diode détectrice. Cette capacité peut être constituée par deux fils torsadés; mais, en général, un condensateur ajustable de 0,7 à 7 pF convient parfaitement.

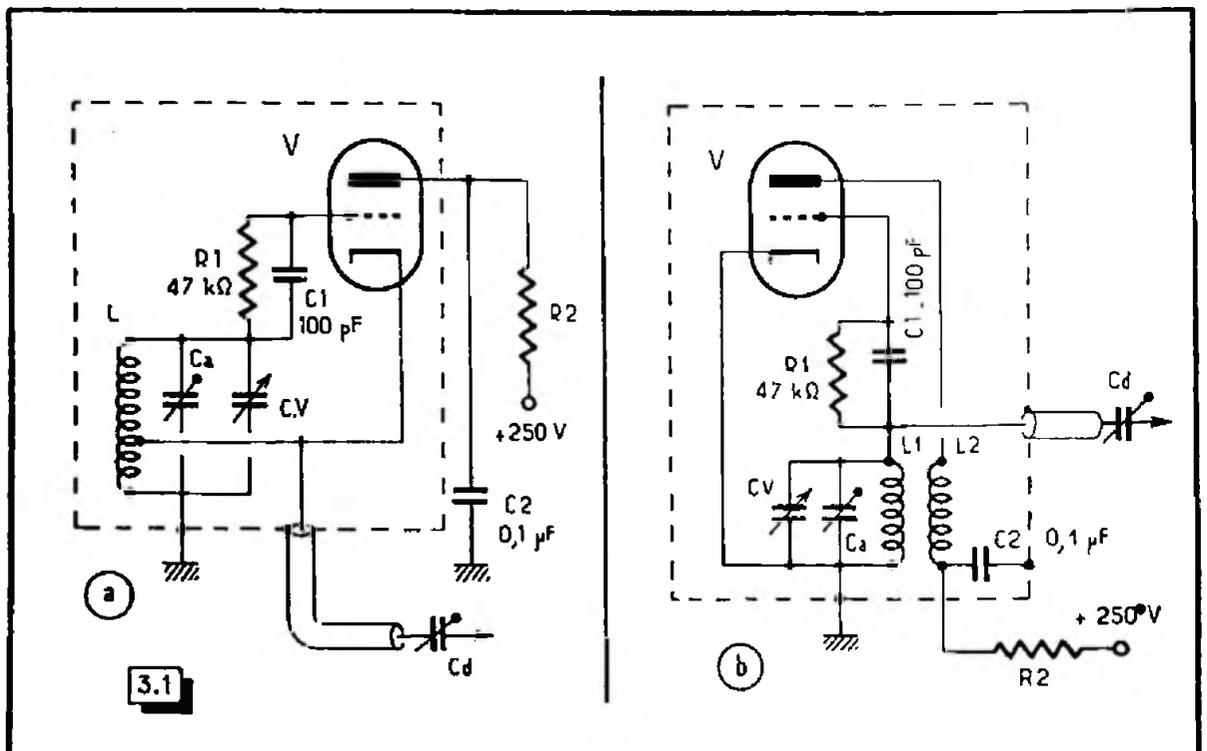
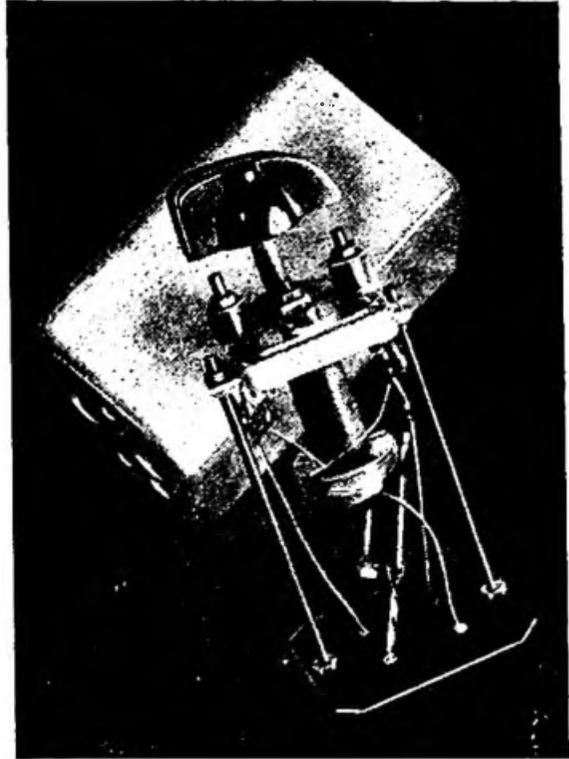


Fig. 3-1, a. — Le plus simple des oscillateurs de battement : l'oscillateur à réaction cathodique.

Fig. 3-1, b. — Une autre formule d'oscillateur avec enroulement de réaction séparé.

V: lampe triode 6J5, ou pentodes EF41, EF59, etc., connectées en triode. — Cv: condensateur variable 15 à 20 pF. — Ca: condensateur ajustable 130 à 300 pF. — Cd: condensateur ajustable 0,7 à 7 pF (ou, au besoin, 3 à 30 pF). — R₁: voir le texte. — L: 160 tours de fil 0,25 mm, sous soie, avec prise à 30 tours, bobinage en nid d'abeille (largeur 5 mm), sur tube bakélite de 12 mm de diamètre. — L₁: comme pour L, mais sans la prise. — L₂: 50 tours, en nid d'abeilles, à côté de L₁.
Le blindage de l'oscillateur est figuré en pointillé.

L'oscillateur de battement.



On pressent, lorsque l'on réfléchit un peu, que l'amplitude de la tension injectée à la diode détectrice devra se trouver proportionnée à l'amplitude du signal reçu, et ce fait se confirme bien dans la réalité. Si par la résistance R_2 et par le condensateur de dosage C_d , on règle l'hétérodyne pour des réceptions fortes, telles que celles de stations de trafic commercial, les écoutes de stations faibles souffriront d'une sorte d'*étouffement*. Par contre, si la mise au point est faite sur des stations faiblement reçues, l'action de l'hétérodyne M.F. sera insuffisante sur les réceptions fortes. Il faudra donc choisir, selon la destination du récepteur, ou pour ceux que la complication ne rebute pas, alimenter la plaque de la lampe oscillatrice de battement à partir du curseur d'un potentiomètre monté en diviseur de tension. (Potentiomètre de 20 000 ohms environ, dissipation 4 à 5 watts).

Dans le cas des schémas 3 - 1 *a* et *b*, la valeur de la résistance R_2 sera déterminée expérimentalement, afin de garder une bonne sécurité d'oscillation, tout en réduisant l'énergie H.F. émise. Le dosage final de l'injection de celle-ci à la détection se fera par le condensateur C_d . Quant à la résistance R_2 , elle se tiendra pratiquement entre 25 000 et 100 000 ohms.

Il faudra se méfier du fait que le réglage de C_d est capable d'entraîner une modification dans l'accord du secondaire M.F. correspondant, et qu'il peut être nécessaire de retoucher ce dernier pour chaque valeur donnée à C_d .

Le limiteur de parasites

Les réceptions en ondes courtes, principalement au-dessus d'une fréquence de 15 MHz sont littéralement hachées par le crépitement des parasites des systèmes d'allumage des moteurs à explosion.

Deux moyens de défense sont connus :

a) Le « noise silencer » des Américains, c'est-à-dire un circuit dans lequel un tel parasite *bref* est remplacé par un « trou » dans la réception; trou dont la durée est si courte qu'il passe inaperçu;

b) Le « noise limiter » ou *limiteur de parasites*, encore nommé *écrêteur*, coupant, à partir d'un niveau convenable, la pointe de la courbe représentant le parasite.

Pour le premier type, le circuit fondamental est le montage *Lamb*. Son principal inconvénient, à notre sens, est la présence d'un réglage manuel du *seuil de fonctionnement*, c'est-à-dire d'un bouton supplémentaire à tourner au cours du trafic !

Par contre, dans les schémas du second type, existent certains circuits *capables de régler automatiquement le seuil de leur entrée en action selon l'amplitude de l'onde reçue*. De la sorte, on bénéficie de tous les avantages de ces circuits, sans avoir, sur la façade du récepteur, d'autre bouton que celui qui commande leur mise en ou hors service.

Deux montages de cette sorte sont connus : le *limiteur série* et le *limiteur parallèle* (fig. 3-2 a et b). Les résultats en sont pratiquement identiques et déjà très satisfaisants.

La diode D_1 joue le rôle de détectrice, et la diode D_2 est chargée de l'écrêtage des parasites. Le fonctionnement peut être expliqué ainsi, pour la figure 3-2 a : sous l'effet d'une onde porteuse, le point a prend un potentiel négatif par rapport à la masse (du fait du redressement par D_1 , de la tension M.F.). Imaginons que ce potentiel soit de -10 volts, pour fixer nos idées. Le condensateur C_2 se chargeant au travers de la résistance R_5 , le point b va prendre le même potentiel de -10 volts, de même que la cathode de D_2 (point d du schéma). Le potentiel du point c est alors de -5 volts (puisque $R_1 = R_2$) et l'on peut considérer que la plaque D_2 est ainsi portée à un potentiel positif de $+5$ volts, par rapport à sa cathode. La diode D_2 est donc conductrice, et la tension B.F. détectée peut la traverser, puis gagner l'amplificateur B.F. par le chemin de C_3 .

Si un parasite *bref*, de grande amplitude, survient, la tension négative au point a peut passer instantanément à une valeur élevée; admettons -50 volts pour notre démonstration. Le potentiel du point c passera à -25 volts (du fait de l'égalité de R_1 et de R_2). Mais, par suite de la *constante de temps* du circuit $R_1 C_2$, le potentiel des points b et d n'aura pas eu le temps de suivre la variation de tension du point a et la cathode de D_2 sera restée à -10 volts, de sorte que la plaque de D_2 se trouvera à -15 volts par rapport à sa cathode. La diode D_2 cesse, de ce fait, d'être conductrice et le parasite ne sera pas transmis.

Dans le cas du limiteur parallèle de la figure 3-2 b, un raisonnement analogue peut être conduit. A l'état normal, la plaque de D_2 y est un peu négative par rapport à la cathode, et cette diode n'est pas conductrice. En présence d'un parasite bref, la cathode devient négative (et la diode conductrice), créant une sorte de court-circuit à l'entrée de l'amplificateur B.F., que le parasite ne peut plus atteindre de ce fait.

Il existe un schéma un peu plus compliqué, puisque nécessitant une diode supplémentaire, mais dont les résultats sont de beaucoup supérieurs et correspondent pratique-

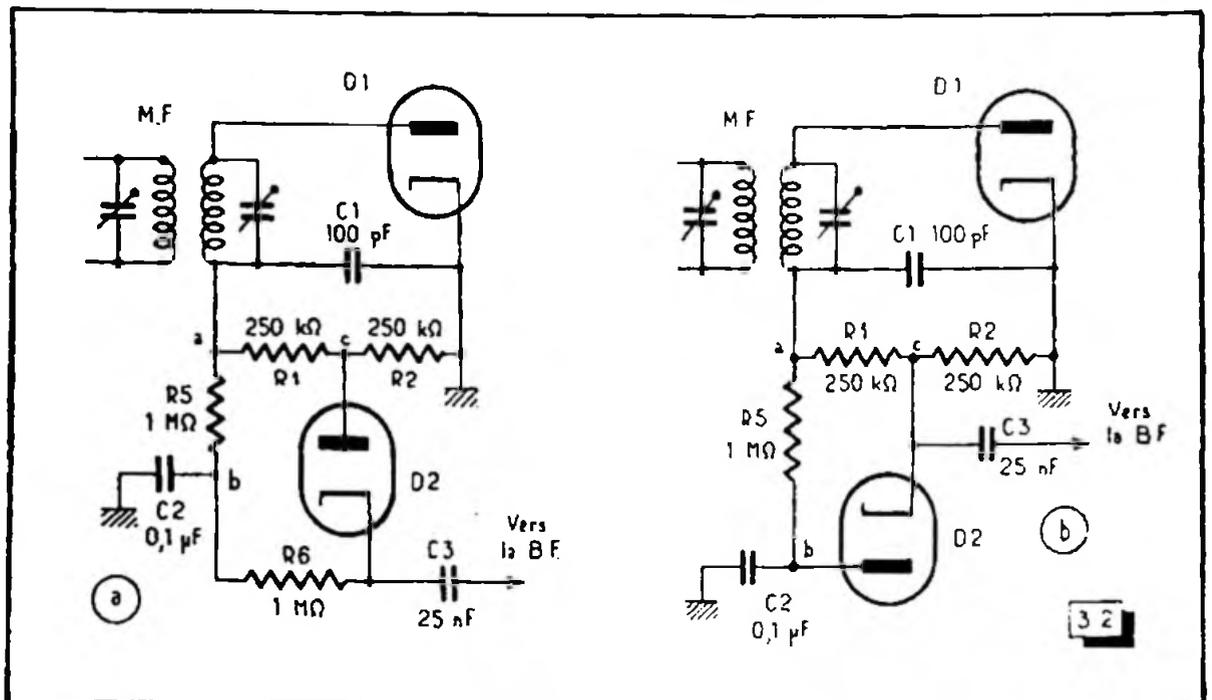


Fig. 3-2, a. — Le limiteur de parasite série.

Fig. 3-2, b. — Le limiteur parallèle.

Toutes les double diodes classiques conviennent à ce schéma : 6H6, EB41, 6AL5.....

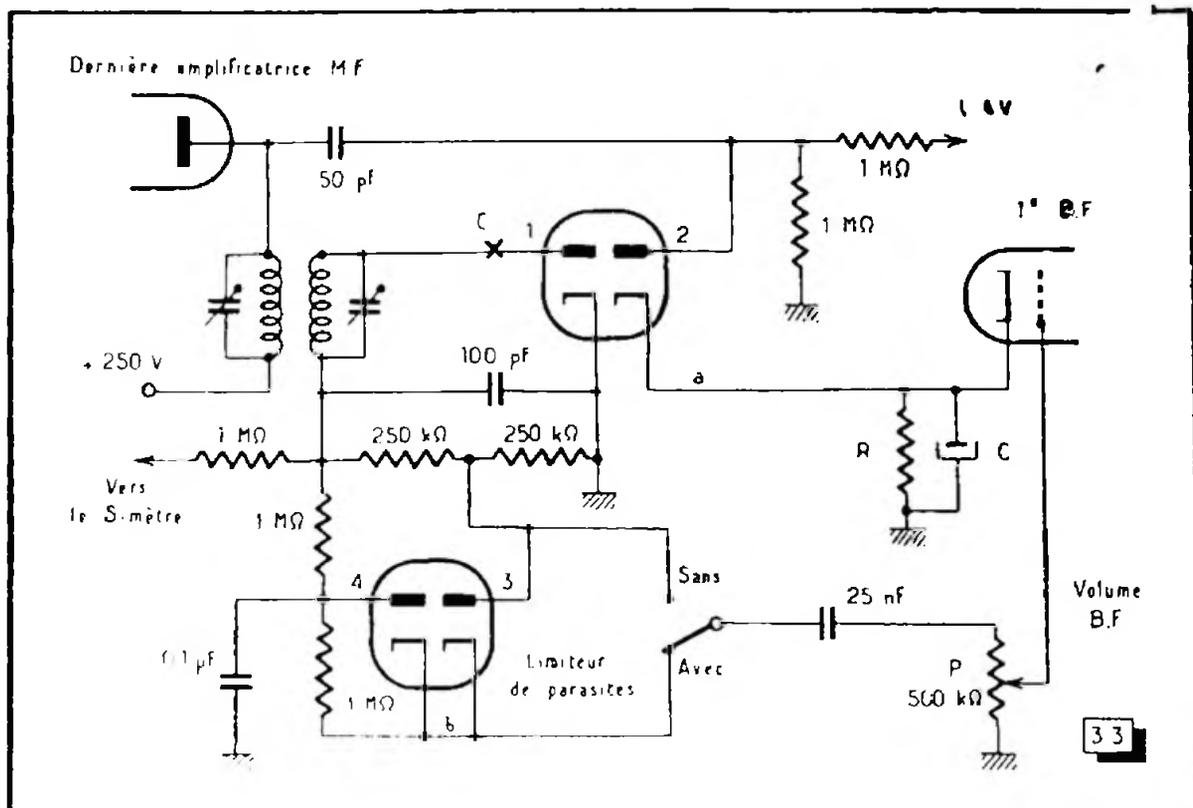


Fig. 3-3. — Une excellente formule de limiteur de parasites groupant les avantages des systèmes série et parallèle. La tension de retard du circuit de C.A.V. est prélevée sur la résistance de polarisation cathodique de la première amplifiatrice B.F. (pour laquelle la résistance R aura la valeur appropriée). Le condensateur C est le classique modèle de 25 pF.

Le point c est celui auquel on doit relier le condensateur Cd des figures 3-1 a ou b.

ment à une suppression quasi totale des parasites. Ce schéma est utilisé sur certains récepteurs R.C.A. et nous le reproduisons dans la figure 3-3, en le modifiant pour l'adaptation correcte des circuits de C.A.V. et de S-mètre.

Dans ce dispositif, l'affectation des diodes est la suivante :

1 : Diode détectrice habituelle;

2 : Diode de redressement de la tension de C.A.V. On remarquera que l'entrée en action de la C.A.V. se trouve retardée du fait de la connexion de la cathode de la diode 2 à la cathode de la première lampe B.F. La tension de retard est alors celle de la polarisation de cette lampe. Dans le cas où l'on voudrait régler le seuil du retard de C.A.V., il serait possible de ramener la connexion a à une prise faite sur la résistance R ;

3 : Cette diode travaille en système *limiteur série*, dont nous avons exposé le fonctionnement plus haut;

4 : On peut expliquer l'action complémentaire de la façon suivante : lorsque la diode 3 est conductrice, la connexion b tend à prendre le même potentiel que la plaque de la diode 3, et la diode 4 intervient en manière de *limiteur parallèle*, tout comme dans le cas de la figure 3-2 b.

L'action combinée des deux diodes 3 et 4 produit, en pratique, une remarquable suppression des parasites d'allumage d'automobiles.

Bien entendu, la disposition des éléments devra procurer, autant que possible, un câblage court, et les connexions transportant les courants B.F. seront blindées selon l'usage habituel.

Sur la figure 3-3, nous avons représenté les départs des circuits de C.A.V. et de commande du S-mètre. On voit que cette dernière se fait à partir d'un circuit exempt de *retard*, c'est-à-dire pour les plus petites tensions redressées. De la sorte, le S-mètre donne des mesures valables, avec une graduation linéaire de son échelle, à partir des plus faibles réceptions.

Par contre, dans les schémas du second type, existent certains circuits *capables de régler automatiquement le seuil de leur entrée en action selon l'amplitude de l'onde reçue*. De la sorte, on bénéficie de tous les avantages de ces circuits, sans avoir, sur la façade du récepteur, d'autre bouton que celui qui commande leur mise en ou hors service.

Deux montages de cette sorte sont connus : le *limiteur série* et le *limiteur parallèle* (fig. 3-2 a et b). Les résultats en sont pratiquement identiques et déjà très satisfaisants.

La diode D_1 joue le rôle de détectrice, et la diode D_2 est chargée de l'écrêtage des parasites. Le fonctionnement peut être expliqué ainsi, pour la figure 3-2 a : sous l'effet d'une onde porteuse, le point a prend un potentiel négatif par rapport à la masse (du fait du redressement par D_1 , de la tension M.F.). Imaginons que ce potentiel soit de -10 volts, pour fixer nos idées. Le condensateur C_2 se chargeant au travers de la résistance R_5 , le point b va prendre le même potentiel de -10 volts, de même que la cathode de D_2 (point d du schéma). Le potentiel du point c est alors de -5 volts (puisque $R_1 = R_2$) et l'on peut considérer que la plaque D_2 est ainsi portée à un potentiel positif de $+5$ volts, par rapport à sa cathode. La diode D_2 est donc conductrice, et la tension B.F. détectée peut la traverser, puis gagner l'amplificateur B.F. par le chemin de C_3 .

Si un parasite *bref*, de grande amplitude, survient, la tension négative au point a peut passer instantanément à une valeur élevée; admettons -50 volts pour notre démonstration. Le potentiel du point c passera à -25 volts (du fait de l'égalité de R_1 et de R_2). Mais, par suite de la *constante de temps* du circuit $R_1 C_2$, le potentiel des points b et d n'aura pas eu le temps de suivre la variation de tension du point a et la cathode de D_2 sera restée à -10 volts, de sorte que la plaque de D_2 se trouvera à -15 volts par rapport à sa cathode. La diode D_2 cesse, de ce fait, d'être conductrice et le parasite ne sera pas transmis.

Dans le cas du limiteur parallèle de la figure 3-2 b, un raisonnement analogue peut être conduit. A l'état normal, la plaque de D_2 y est un peu négative par rapport à la cathode, et cette diode n'est pas conductrice. En présence d'un parasite bref, la cathode devient négative (et la diode conductrice), créant une sorte de court-circuit à l'entrée de l'amplificateur B.F., que le parasite ne peut plus atteindre de ce fait.

Il existe un schéma un peu plus compliqué, puisque nécessitant une diode supplémentaire, mais dont les résultats sont de beaucoup supérieurs et correspondent pratique-

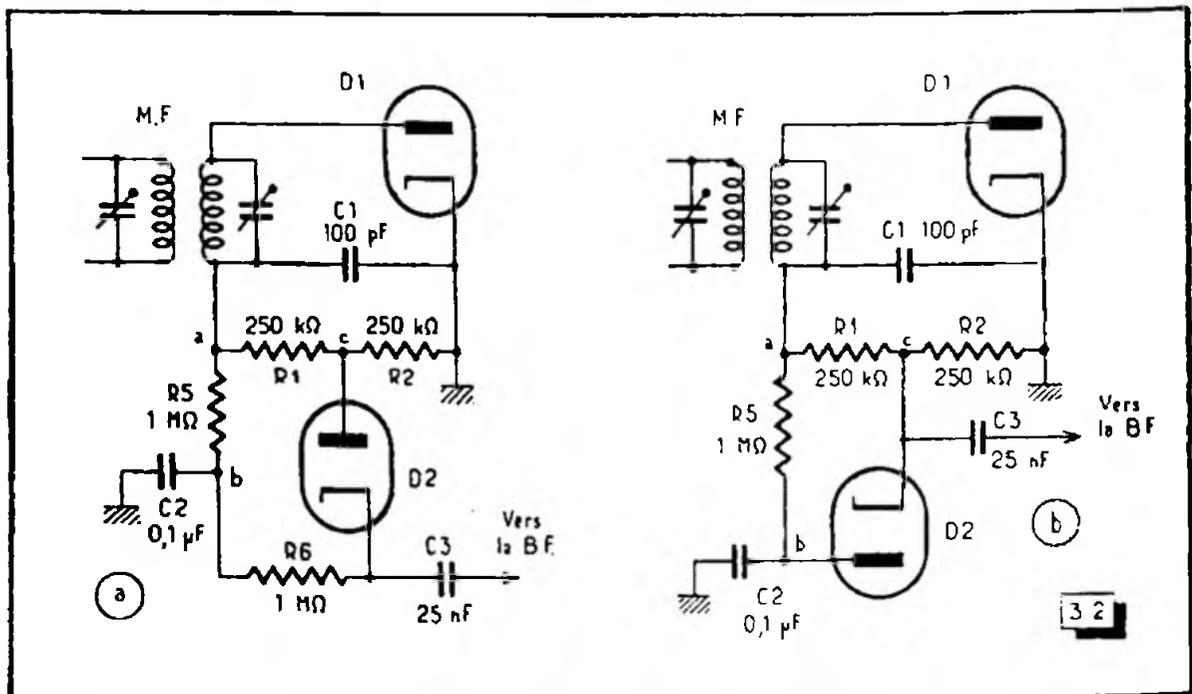


Fig. 3-2, a. — Le limiteur de parasite série.

Fig. 3-2, b. — Le limiteur parallèle.

Toutes les double diodes classiques conviennent à ce schéma : 6H6, EB41, 6AL5.....

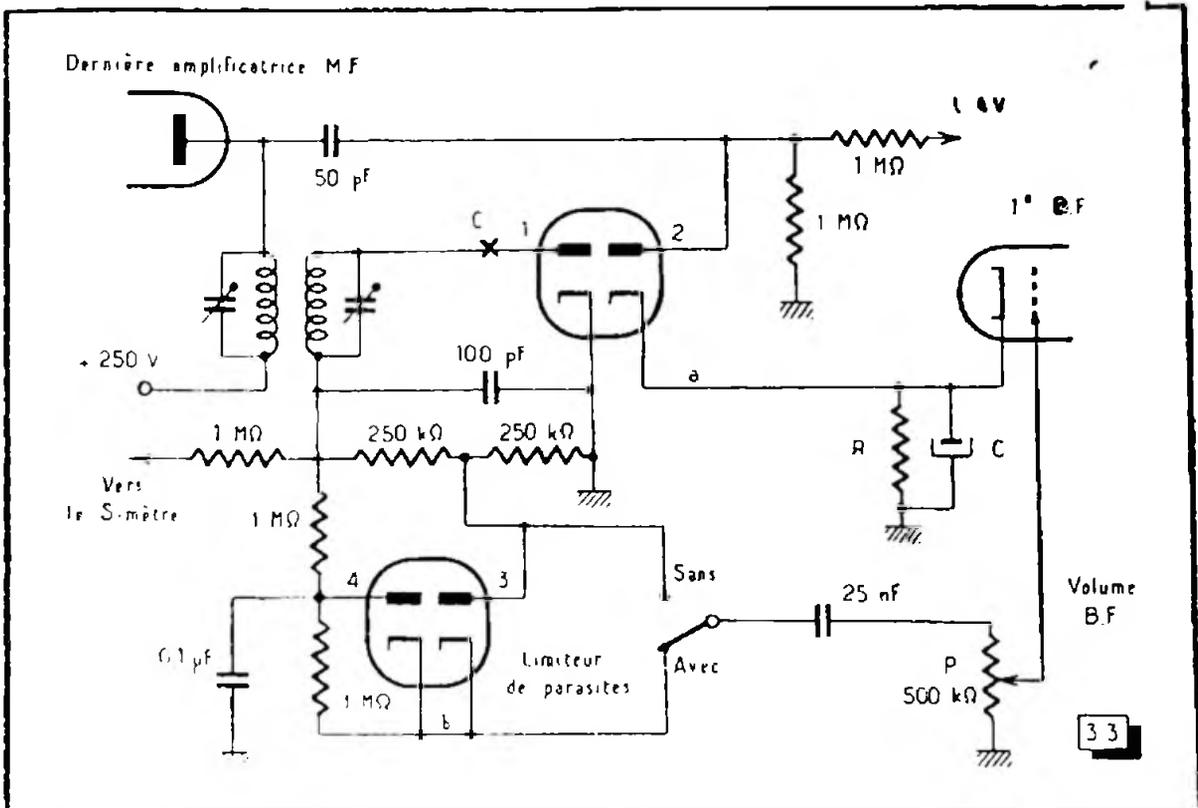


Fig. 3-3. — Une excellente formule de limiteur de parasites groupant les avantages des systèmes série et parallèle. La tension de retard du circuit de C.A.V. est prélevée sur la résistance de polarisation cathodique de la première amplificatrice B.F. (pour laquelle la résistance R aura la valeur appropriée). Le condensateur C est le classique modèle de 25 pF. Le point c est celui auquel on doit relier le condensateur Cd des figures 3-1 a ou b.

ment à une suppression quasi totale des parasites. Ce schéma est utilisé sur certains récepteurs R.C.A. et nous le reproduisons dans la figure 3-3, en le modifiant pour l'adaptation correcte des circuits de C.A.V. et de S-mètre.

Dans ce dispositif, l'affectation des diodes est la suivante :

1 : Diode détectrice habituelle;

2 : Diode de redressement de la tension de C.A.V. On remarquera que l'entrée en action de la C.A.V. se trouve retardée du fait de la connexion de la cathode de la diode 2 à la cathode de la première lampe B.F. La tension de retard est alors celle de la polarisation de cette lampe. Dans le cas où l'on voudrait régler le seuil du retard de C.A.V., il serait possible de ramener la connexion a à une prise faite sur la résistance R;

3 : Cette diode travaille en système *limiteur série*, dont nous avons exposé le fonctionnement plus haut;

4 : On peut expliquer l'action complémentaire de la façon suivante : lorsque la diode 3 est conductrice, la connexion b tend à prendre le même potentiel que la plaque de la diode 3, et la diode 4 intervient en manière de *limiteur parallèle*, tout comme dans le cas de la figure 3-2 b.

L'action combinée des deux diodes 3 et 4 produit, en pratique, une remarquable suppression des parasites d'allumage d'automobiles.

Bien entendu, la disposition des éléments devra procurer, autant que possible, un câblage court, et les connexions transportant les courants B.F. seront blindées selon l'usage habituel.

Sur la figure 3-3, nous avons représenté les départs des circuits de C.A.V. et de commande du S-mètre. On voit que cette dernière se fait à partir d'un circuit exempt de *retard*, c'est-à-dire pour les plus petites tensions redressées. De la sorte, le S-mètre donne des mesures valables, avec une graduation linéaire de son échelle, à partir des plus faibles réceptions.

Le S-mètre

Le S-mètre est destiné à mesurer la *force de la réception*. Dans tous les récepteurs de trafic actuels, son fonctionnement est obtenu à partir de la composante continue apparaissant au circuit de détection (ou à partir du circuit de C.A.V. lorsque ce dernier ne comporte pas de tension de retard).

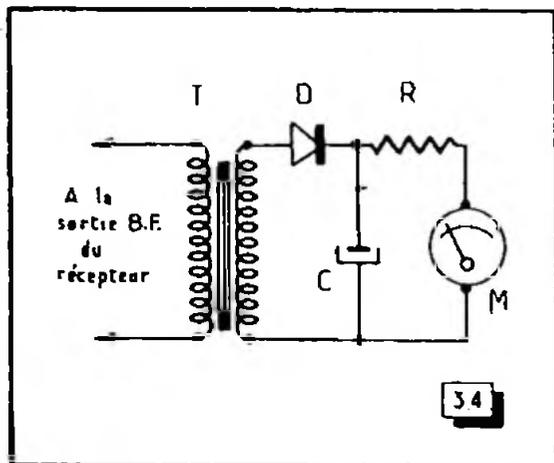


Fig. 3-4. — Ce dispositif permet d'intégrer les tensions B.F. prélevées à la sortie du récepteur.
 T : transformateur B.F. (voir le texte).
 D : détecteur à oxyde de cuivre, au sélénium ou au germanium.
 C : condensateur de 2000 à 3000 μ F.
 R : voir le texte.
 M : galvanomètre de 0 à 0,5 ou 0 à 1 mA.

L'on voit déjà que les indications du S-mètre vont être fonction de la force de réception de l'onde porteuse.

L'échelle « S » de force de réception correspond, dans le langage des amateurs-émetteurs, à la grandeur de l'impression auditive causée par le signal reçu ; et si la modulation de l'émetteur capté n'atteint pas une profondeur de 100 %, il devient évident que la force d'audition proprement dite et la force de réception de l'onde porteuse pourront très bien ne pas concorder. S'il était besoin de démontrer ce que nous venons de dire, il nous suffirait de rappeler que l'aiguille du S-mètre du récepteur peut fort bien dévier au-delà de « S 9 », sur la seule onde porteuse, alors que le correspondant se tait devant son microphone...

Une mesure du volume sonore reste possible en B.F., où l'on peut redresser la tension de sortie et l'appliquer à un circuit intégrateur à constante de temps suffisante. Un tel circuit peut être expérimenté en suivant le schéma de la figure 3-4. Le transformateur T est monté en abaisseur, et son rapport est choisi de telle sorte que la tension maximum délivrée au secondaire ne dépasse pas les possibilités du redresseur D, ni la tension admissible aux bornes du condensateur C. Pour ce dernier, on totalisera une capacité de 500 à 1000 microfarads, au moyen d'électrochimiques ; la résistance R sera choisie expérimentalement de manière à garder à la fois une déviation convenable et une constante de temps suffisante. On obtiendra, de la sorte, une intégration dans le temps, des courants B.F. On conçoit que les indications de cet appareil dépendront non seulement de la force de réception proprement dite, mais encore du débit vocal du correspondant et des intervalles qu'il laisse entre les mots...

C'est pourquoi l'on se rabat sur les classiques systèmes commandés à partir de la composante continue apparaissant à la diode détectrice, ainsi que nous l'avons vu précédemment.

Mais, si nous examinons les caractéristiques de divers récepteurs bien connus, nous voyons que dans l'un, la déviation « S 9 » correspond à une tension H.F. d'entrée de 14 microvolts, tandis qu'un autre exigera plus de 6000 microvolts pour donner la même indication. Entre ces extrêmes, d'autres modèles offrent une gamme de valeurs intermédiaires ! Cela montre toute la fantaisie qui règne dans l'élaboration des échelles des S-mètres, mais nous verrons plus loin comment cette question peut être sagement résolue.

Ajoutons cependant que dans la pratique actuelle, on tendrait à faire correspondre l'indication « S 9 » à l'application d'une tension H.F. de 100 microvolts à l'entrée du récepteur, chaque « unité S » équivalant à un rapport de tensions de 6 décibels.

Les schémas de S-mètres ne manquent pas ! On trouve le milliampèremètre intercalé dans le circuit anodique ou dans le retour de cathode d'une lampe commandée par la C.A.V. Il y a les montages « en pont » entre certaines résistances insérées dans les circuits des plaques et écrans des lampes amplificatrices M.F. S'ils ont l'avantage de ne pas nécessiter de lampe supplémentaire, ces dispositifs présentent certaines particularités plus ou moins désagréables et même gênantes. Par exemple, il arrive que le « point zéro » de l'échelle « S » se trouve à l'opposé du « point de repos » de l'aiguille ; l'échelle croît ainsi dans le sens rétrograde, et la stabilité du « point zéro » est illusoire (elle dépend des tensions d'alimentation). Pour d'autres schémas l'aiguille du « S-mètre » ne vient au zéro que pour une certaine position de la commande manuelle du gain M.F.

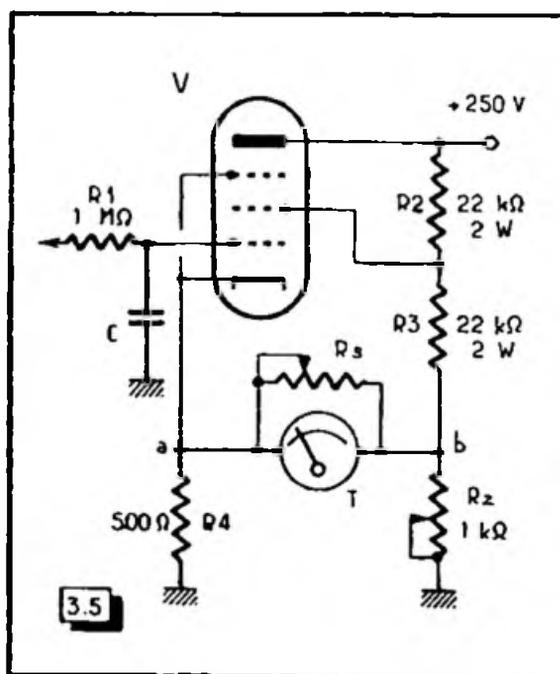
Le schéma que nous proposons élimine tous ces inconvénients. Il nécessite seulement une lampe auxiliaire montée en voltmètre à lampe, et son schéma est donné par la figure 3-5.

Le fonctionnement est simple. Le récepteur étant en marche *sans antenne*, donc *hors de toute réception*, on fait varier la résistance de mise au zéro R_z de manière que les tensions aux points a et b soient égales, ce qui se traduit par le retour au zéro de l'aiguille du galvanomètre. L'antenne rebranchée, si un signal est détecté, la tension de la grille de la lampe S-mètre devient négative ; le courant plaque diminue et, de même, par voie de conséquence, la tension aux bornes de R_4 . Il s'ensuit qu'un courant traverse le milliampèremètre, allant de b vers a .

Les indications du dispositif dépendant de la sensibilité en H.F. du récepteur et de l'amplification M.F., la résistance shunt du milliampèremètre R_s fournit un ajustage commode des déviations du S-mètre, pour les mettre en harmonie, *une fois pour toutes*, avec les impressions auditives de l'opérateur.

Fig. 3-5. — Le plus avantageux des schémas « S-mètres ».

- V : EF41, EF89, ou équivalentes.
 R_1 : 1 mégohm (1/4 de watt) au départ du circuit figuré en 3-3.
 R_z : résistance de mise au zéro, 1000 ohms, bobinée.
 R_s : résistance shunt (voir le texte).
 C : condensateur au papier 25 nF (voir le texte).
 M : milliampèremètre de 1 mA de déviation totale.



Il nous est difficile d'indiquer une valeur bien définie pour R_s , attendu qu'elle dépend surtout de la résistance interne du milliampèremètre, celle-ci variant de façon notable selon les fabrications. Cette résistance sera choisie par expérimentation ; à titre indicatif, elle peut être de l'ordre d'un millier d'ohms.

La capacité C nécessite encore une mention spéciale. En effet, en son absence, on verrait l'aiguille du S-mètre se livrer à des bonds sans fin sur les réceptions de télégraphie. Le rôle de C est de prendre une charge moyenne sur les traits et les points, tout comme un condensateur de filtrage absorbe l'ondulation d'un courant redressé.

Sa valeur ne sera ni trop petite, auquel cas l'aiguille « frétilerait » encore sur les points et les traits, ni trop grande, ce qui provoquerait une « paresse » dans les indications du S-mètre. Une bonne moyenne se trouve vers 25 000 pF.

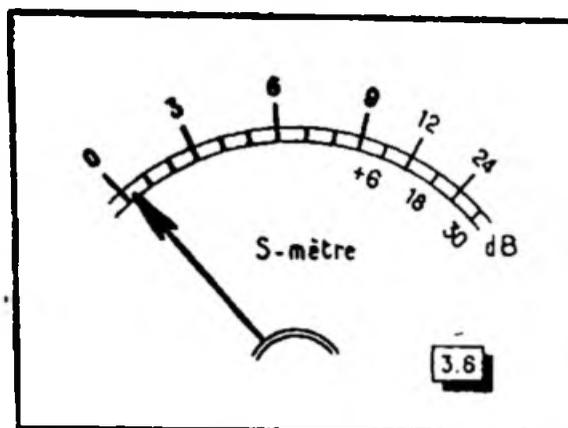


Fig. 3-6. — Tracé d'une graduation de cadran « S-mètre ». Les divisions sont également espacées.

Comme nous l'avons vu, la diversité des bases d'étalonnage choisies par les fabricants de récepteurs de trafic, pour leurs S-mètres, montrent qu'il est inutile de se tracasser pour graduer le S-mètre, puisque nous disposons de l'ajustage final de sensibilité par R_s . Les déviations du S-mètre que nous proposons étant *linéaires* à l'égard de la tension de commande, il suffira de diviser le cadran du milliampèremètre (0 à 1 mA), ainsi que l'indique la figure 3-6.

L'accroissement de la sélectivité du récepteur de trafic

Le problème de la sélectivité proprement dite, c'est-à-dire de la séparation d'émissions de fréquences très voisines, se pose avec acuité dans le trafic sur ondes courtes.

On nous a souvent demandé si l'on ne pouvait augmenter la sélectivité d'un récepteur en montant des transformateurs à sélectivité variable. Par malheur, de tels transformateurs sont généralement conçus sous le signe d'une amélioration de la fidélité des récepteurs et la variation de sélectivité qu'ils peuvent procurer est orientée dans le sens *d'un élargissement de la bande passante*, autrement dit tout le contraire de ce que nous cherchons ici.

Dans le cas du récepteur de trafic, la fidélité peut devenir une condition très secondaire. Il suffit que *l'intelligibilité* demeure satisfaisante, tout en réduisant les brouillages.

Il existe deux excellentes solutions à ce problème : le filtre M.F. à cristal de quartz et le « Q-multiplier ».

Le filtre M.F. à cristal de quartz

Le filtre M.F. à quartz offre le moyen d'assurer une sélectivité très poussée, avec une bande passante M.F. extrêmement étroite et de largeur pratiquement fixe.

Beaucoup de récepteurs de trafic étant destinés à l'écoute de stations commerciales puissantes, il arrive que les stations faiblement reçues ne profitent plus de l'action du filtre à quartz, le cristal n'étant plus capable d'entrer en vibration.

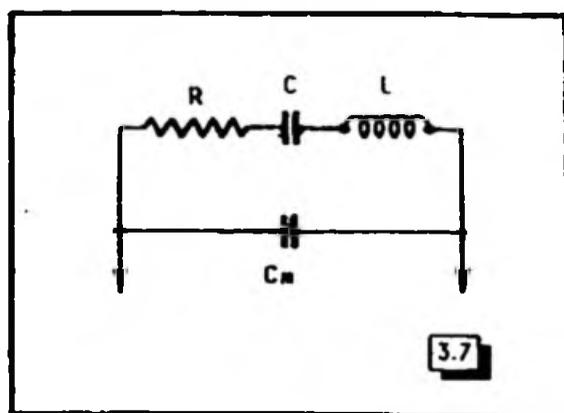


Fig. 3-7. — Un cristal de quartz est équivalent au circuit série RCL. La capacité entre les électrodes de son support est représentée par C_m .

Cela nous a conduit à étudier un schéma un peu spécial de filtre, afin d'en obtenir des résultats utiles sur ces stations faibles.

On sait qu'une lame de quartz, convenablement taillée selon certains axes bien définis par rapport aux faces du cristal, présente des propriétés piézo-électriques. Celles-ci peuvent se résumer de la sorte : la lame de quartz étant placée entre deux électrodes métalliques, à toute compression (ou déformation, en général) de la première correspondra l'apparition d'une tension entre les secondes. La réciproque est également vraie : une tension appliquée entre les électrodes provoque une déformation du cristal.

Ainsi, en présence d'un courant alternatif, la lame de quartz peut devenir le siège de vibrations mécaniques et même *entrer en résonance* pour certaines fréquences correspondant à un mode de vibration propre. (Fréquences déterminées par les dimensions de la lame et par l'axe de sa coupe.)

Lors du pilotage d'une oscillation le cristal *impose* sa fréquence propre au circuit (dont, par ailleurs, les caractéristiques générales doivent être convenables.)

Le quartz placé dans son support équivaut au circuit électrique représenté par la figure 3-7. C_m est la capacité entre les électrodes du support, le cristal étant considéré comme un *diélectrique inerte*. L , C et R sont les éléments d'un *circuit résonnant série* correspondant au cristal lui-même.

Fig. 3-8. — Dans un filtre M. F., le quartz est monté dans UN PONT susceptible de se trouver équilibré HORS DE LA FRÉQUENCE DE RÉSONANCE du cristal, équilibre rompu sur la fréquence de résonance du quartz.

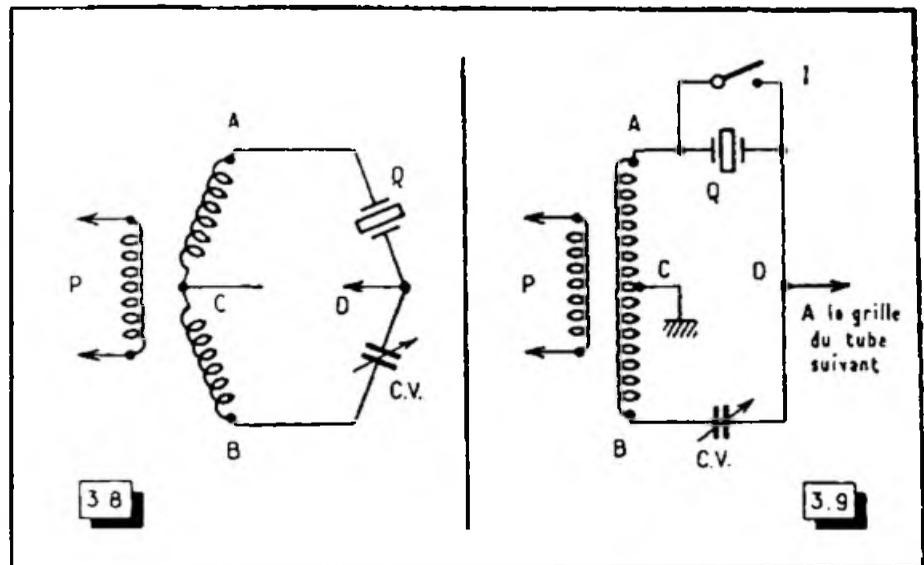


Fig. 3-9. — Schéma pour les filtres M.F. à quartz, nécessitant deux commandes, celle de CV et celle de l'interrupteur I.

Hors de la résonance, la lame de quartz se conduit donc comme un diélectrique quelconque. Mais sur la fréquence de résonance les réactances des équivalents aux termes L et C s'annulent; le cristal n'offre plus, comme obstacle au passage du courant, qu'une impédance assimilable à une résistance pure R , de valeur faible. Avec les cristaux taillés pour travailler sur des « filtres M.F. », c'est-à-dire vers 455 à 472 kHz, il est normal d'obtenir un « facteur de qualité » d'au moins 5 à 10 fois celui d'un excellent circuit composé d'une bobine et d'un condensateur.

Sur la fréquence de résonance, la courbe de sélectivité offre, de la sorte, une « pointe » très aiguë, tandis que le terme R est de l'ordre de 500 ohms.

La figure 3-8 montre le schéma de principe des filtres M.F. à quartz. Une bobine primaire, intercalée dans le circuit de plaque de l'étage précédent, induit une tension alternative M.F., aux bornes de l'enroulement $A B$ (sur lequel est établie une prise médiane C). Nous nous trouvons en présence d'un très classique pont d'impédances où, par construction, $AC = CB$. En dehors de sa fréquence de résonance, le quartz Q , nous l'avons dit, n'est qu'un diélectrique inerte et il n'intervient que pour la capacité C_m représentée sur la figure 3-7. Il suffira que la capacité de C_v soit amenée à égalité avec le terme C_m , pour que le pont soit équilibré et qu'aucune tension n'apparaisse entre les points C et D de la figure 3-8.

Mais, sur la fréquence de résonance de la lame de quartz, tout change. Les termes L et C (fig. 3-7) s'annulent et le cristal correspond seulement à la résistance R venant shunter C_m . Le condensateur C_v ayant une faible capacité, sa réactance aux « fréquences moyennes » courantes (de 455 à 472 kHz) restera relativement grande. Aussi, l'équivalence de la branche $A D$ à une résistance de l'ordre de 500 ohms établira un véritable court-circuit du cristal, et une tension (à la fréquence moyenne) apparaîtra entre les points C et D .

En général, les filtres M.F. sont montés comme le représente la figure 3-9. Afin de pouvoir supprimer à volonté l'action du cristal (pour retrouver une réception convenable de la radiotéléphonie), un interrupteur I permet de court-circuiter le quartz Q . Le circuit devient alors celui de la figure 3-10. Seule la moitié $A C$ de l'enroulement travaille ($C B$ ne jouant aucun rôle, du fait de la réactance élevée de C_v à la fréquence M.F.).

Cependant, cela nous oblige à prévoir deux commandes extérieures pour les circuits du filtre à quartz; un interrupteur I et un condensateur variable C_v .

Certains auteurs, pour des raisons de simplification, ont conseillé de modifier C_v de manière à provoquer un court-circuit de ses lames, en fin de course. Mais, alors, le schéma devient celui que montre la figure 3-11 et, à la résonance, le quartz Q est assimilable au seul ensemble C_m , shunté par R , de la figure 3-7. Nous ne pouvons donc approuver cette méthode, puisque, sur la position « Quartz hors service », ce dernier reste encore en circuit et provoque même une sorte de « crevasse d'absorption » sur sa propre fréquence.

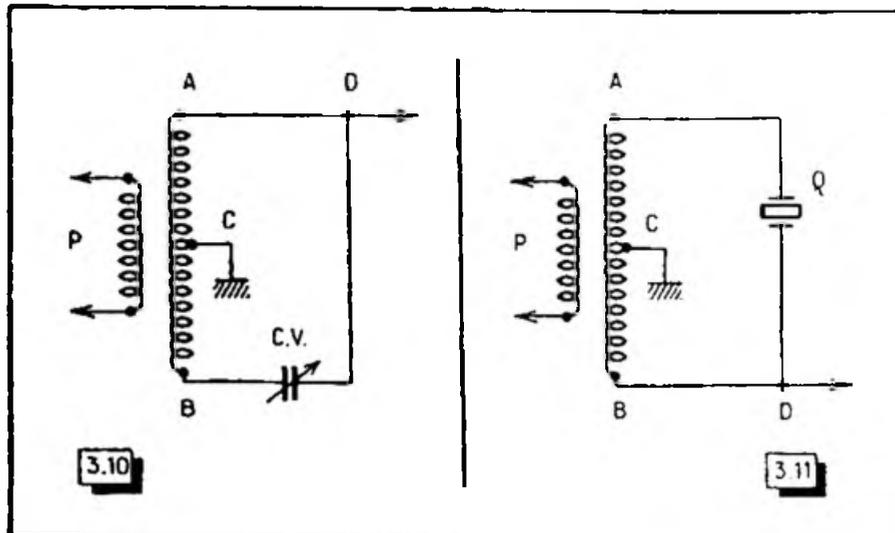


Fig. 3-10. — Lorsque l'interrupteur I court-circuite le cristal, c'est la branche $A C$ du « pont » qui fournit la tension M.F. à la suite des étages. La tension de phase opposée transmise par C_v est négligeable.

Fig. 3-11. — Si, pour éviter la commande de I , on établit un court-circuit des lames de C_v en bout de course, dans le schéma 3-9, cela présente l'inconvénient de laisser le quartz dans le circuit.

Néanmoins, nous avons cherché à ne garder qu'un seul bouton de commande pour le filtre à cristal, tout en ne sacrifiant rien par ailleurs, et voici la solution à laquelle nous sommes parvenu.

Considérons à nouveau la figure 3-8 et supposons que nous placions en dérivation sur Q un condensateur fixe (de faible capacité). Il est évident qu'en augmentant C_v d'une valeur égale à cet apport de capacité fait aux bornes de Q , l'équilibre du pont sera rétabli.

Ainsi, rien ne nous empêche d'en arriver au schéma final représenté par la figure 3-12. C_v y est remplacé par un condensateur ajustable, C_e réglé de manière telle que le pont soit équilibré lorsque le condensateur C_r est à mi-course.

En couplant l'extrémité d'une lame de C_r , on obtiendra, en fin de course, un court-circuit du cristal. La seule commande de C_r fournira l'équilibrage du pont et la suppression du filtre à quartz.

Mais, quelle utilité peut avoir C_r , puisque l'équilibrage du pont vient d'être réalisé par C_e ? La raison s'en trouve dans l'existence du phénomène de *rejection*. D'ailleurs, le condensateur d'équilibrage du pont, dans un filtre M.F. à cristal, est encore nommé *condensateur de rejection*.

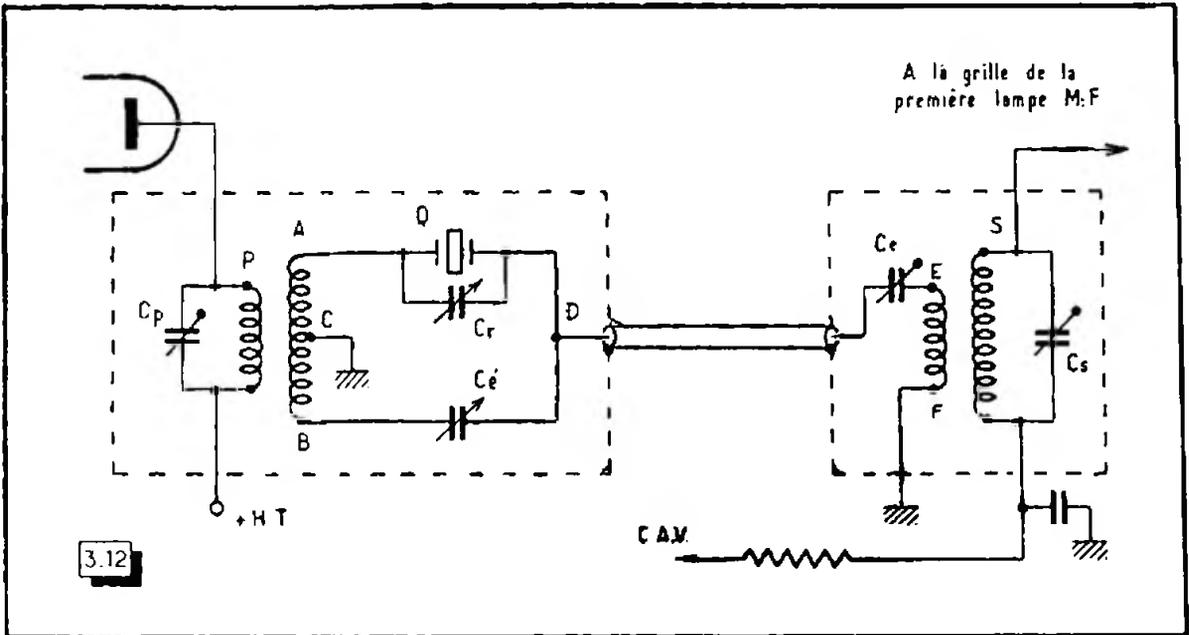


Fig. 3-12. — Une méthode fort avantageuse consiste à pratiquer l'équilibrage par un condensateur C_e et la commande de rejection par un condensateur C_r court-circuitable en fin de course.

Revenons à nouveau aux figures 3-7 et 3-8. Lorsque la capacité C_m (autrement dit, la somme des capacités extérieures au cristal, en parallèle avec lui) n'est plus équilibrée par C_v , elle intervient (en proportion du déséquilibre existant) comme une capacité d'accord en parallèle avec le cristal, et celui-ci se trouvera accordé sur une fréquence quelque peu différente de sa fréquence de résonance série (la seule dont nous ayons parlé jusqu'ici). Selon la valeur de C_m , la fréquence d'accord parallèle pourra se déplacer à volonté aux alentours de la fréquence du cristal, et nous aurons affaire à un véritable circuit anti-résonnant (autrement dit à un circuit bouchon), présentant un très grand « facteur de qualité ».

Ainsi, la fréquence d'anti-résonance se traduira dans la courbe de sélectivité du filtre à cristal, par une « crevasse » (fig. 3-13) qu'il sera possible d'amener, par le jeu de C_r de la figure 3-12, sur toute station brouilleuse interférant avec celle que l'on écoute.

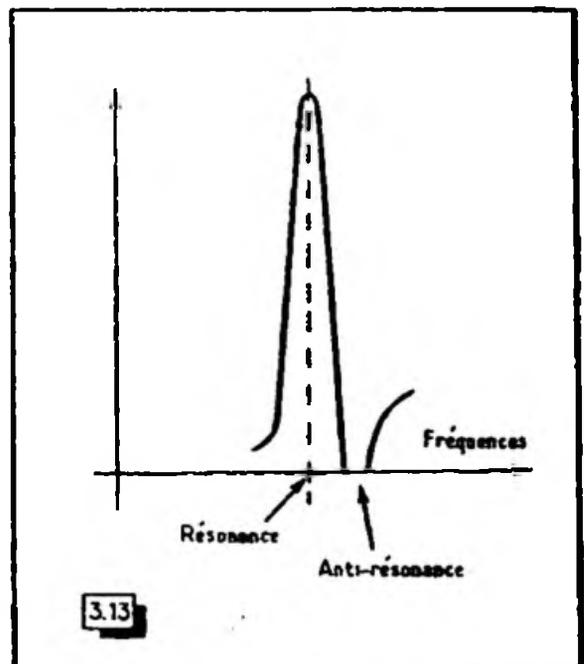


Fig. 3-13. — Le filtre M.F. à quartz offre la sélectivité sur la fréquence de résonance et une possibilité de faire disparaître un brouillage sur la fréquence d'anti-résonance.

C'est là une propriété *fort précieuse* du filtre à quartz. On en bénéficiera lors du fonctionnement sur les signaux radiotélégraphiques, mais encore en radiotéléphonie, lorsqu'il s'agira de faire disparaître une interférence.

Si l'on compare divers schémas pratiques de filtres M.F. à quartz, on verra que tantôt le primaire P (fig. 3-9) est accordé, tantôt il est apériodique, et que c'est alors le secondaire A B que l'on accorde.

En réalité, lors de l'étude d'un circuit de ce genre, on se trouve en présence de conditions contradictoires, les caractéristiques du cristal changeant du tout au tout, au moment de sa résonance, en provoquant un fort amortissement du circuit qui le précède.

Il paraît donc logique de chercher à adapter l'impédance du système de « couplage par ligne » entre P et S (fig. 3-12), à celle du cristal à la résonance (c'est-à-dire au seul terme R).

On constate, lorsque l'adaptation est « trop bien faite »... et le cristal de bonne qualité, que ce dernier continue à vibrer après la disparition du signal. Bien que ce phénomène soit bref, il n'en subsiste pas moins, sur la télégraphie, une sorte de « son de cloche-écho » que l'on peut qualifier d'indésirable.

D'autre part, si les déterminations de couplage entre enroulements d'adaptation d'impédance paraissent plus aisées avec des bobinages réalisés sur des noyaux magnétiques droits, l'expérience démontre que le rendement général est augmenté de façon considérable en employant, pour P et S, des enroulements logés en pots magnétiques fermés.

Les couplages entre P et A B, comme entre E F et S, peuvent alors sembler délicats, mais on les obtient fort bien en entourant chaque pot magnétique d'un enroulement au nombre de spires ajusté pour donner à la fois un bon rendement et l'absence de « son de cloche-écho ».

Nous avons eu les meilleurs résultats avec 45 + 45 spires, pour A B, et 25 spires pour E F; mais ces valeurs peuvent varier dans d'assez grandes proportions selon les pots magnétiques employés pour P et S.

Le condensateur ajustable de couplage C_c aura une valeur de 150 pF au maximum et permettra de pratiquer un dosage convenable de l'énergie transmise.

Le condensateur variable de rejection C_r est un modèle de 35 pF, à lames de laiton, afin de procurer un bon court-circuit en fin de course. Le condensateur d'équilibrage C_e est un ajustable de 150 pF au maximum.

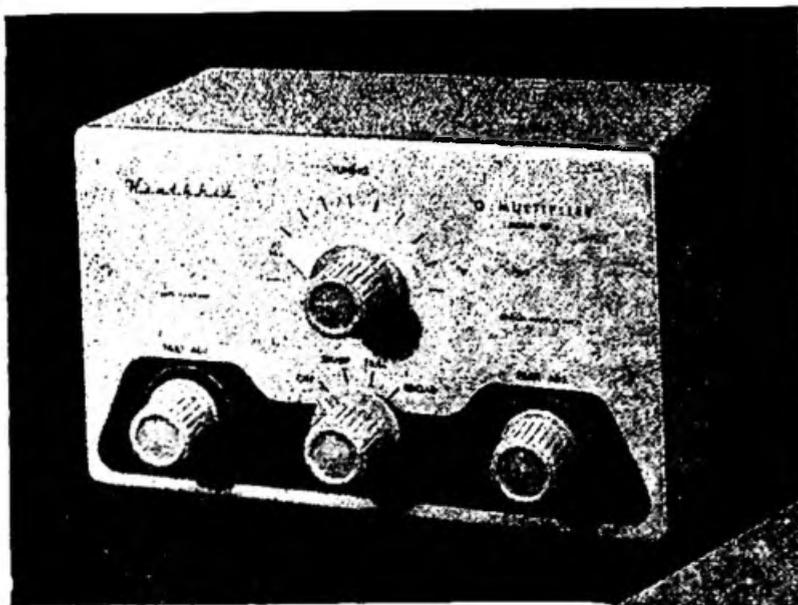
Nous avons souligné, un peu plus haut, le terme « couplage par ligne ». C'est, en effet, ce qui se trouve réalisé entre P et S; et comme le transfert d'énergie s'opère par l'intermédiaire d'un circuit dont l'impédance est relativement basse, nous avons la faculté de séparer le filtre en deux parties (1 et 2 de la figure 3-12) logées chacune dans un blindage de transformateur M.F. ordinaire et couplées par un simple câble blindé (du type employé pour les connexions B.F. ou autre).

Il a été dit que le filtre à cristal diminuait beaucoup la force des réceptions. Il est certain qu'un affaiblissement a lieu; l'une de ses causes réside dans l'étroitesse de la bande passante obtenue. Cependant, lorsque la détermination des circuits a été bien faite, on peut prétendre à un affaiblissement très modéré lorsque le cristal est en circuit.

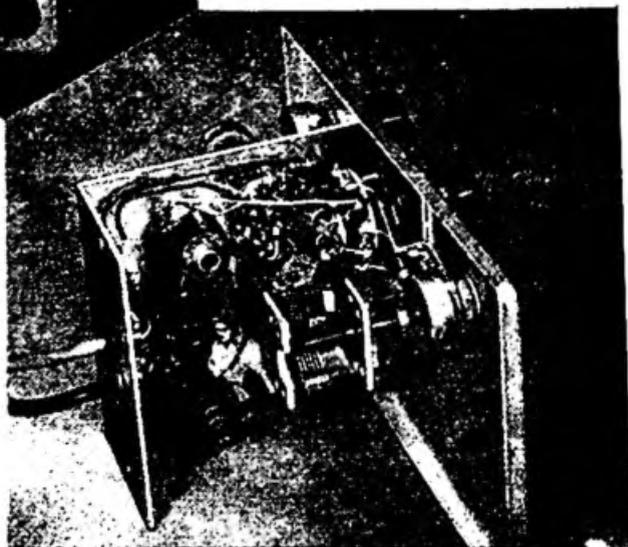
Bien qu'il s'agisse d'une vérité fort évidente, il ne nous paraît pas inutile d'insister sur le fait que *toute l'énergie transmise doit passer par le filtre*. Il sera bon de s'en assurer en déconnectant la ligne qui joint D à C_c (fig. 3-12); aucune réception ne doit subsister. S'il en était autrement, il serait nécessaire de rechercher l'origine de la « fuite » (autrement dit du couplage indésirable) et d'y porter remède; à cet effet, on essaierait de découpler le retour de P à la connexion + H.T., par un condensateur fixe de 0,1 microfarad et une résistance de 10 000 à 20 000 ohms. Nous conseillons aussi de blinder les connexions de grilles M.F.

Le « Q-multiplier »

Le « Q-multiplier » est un circuit électronique offrant deux intéressants modes de fonctionnement : a) l'augmentation progressive de la sélectivité, depuis celle, normale,



Ci-dessus : façade du « Q-multiplier ».



Ci-contre : intérieur du « Q-multiplier ».

du récepteur, jusqu'à l'étroite courbe que procurerait un filtre à cristal; *b*) la rejection d'une fréquence brouilleuse gênante, par le déplacement à l'intérieur d'une bande d'une quinzaine de kilohertz « encadrant » la fréquence intermédiaire, d'une étroite « crevasse » où l'on peut « englober » un sifflement d'interférence au point de le rendre insoupçonnable sans par ailleurs détruire la qualité de la réception.

On sait que l'on désigne par « *Q* » un certain *facteur de qualité*. Il est possible de définir cette donnée par un exposé mathématique, mais ceux à qui le *facteur Q* paraît déjà quelque peu abstrait, risquent de voir cette abstraction remplacée par celle que constituent les formules, et cela sans grand bénéfice.

Souvent aussi, on confond le facteur *Q* avec le *coefficient de surtension*. Bien que les éclaircissements que nous voudrions apporter n'ajoutent rien au fonctionnement du « *Q-multiplier* », nous croyons tout de même utile que le nom de ce dernier soit associé à quelques notions précises.

En pratique, rien n'est idéal et un circuit accordé (inductance et capacité) présente toujours des pertes. Considérons, en premier lieu, le fil qui constitue la bobine : ce fil présente une *résistance* (mesurable en courant continu); de plus, quand la bobine est parcourue par un courant alternatif à haute fréquence, d'autres sortes de pertes s'ajoutent et leur ensemble prend le nom de « *pertes en haute fréquence* ».

On sait que les courants H.F. aiment circuler à la *surface des conducteurs*. Bien entendu, on peut augmenter la surface offerte en utilisant du fil de plus grand diamètre, mais ce faisant (à moins d'employer un conducteur tubulaire), on augmente aussi la *masse de cuivre* de la bobine elle-même. Or, cette dernière *baigne dans son propre champ* et la masse de cuivre agit tout comme ces *noyaux plongeurs* ou *disques de cuivre* qu'on

introduit dans une bobine (ou qu'on approche d'elle) pour en réduire l'inductance. Malheureusement, les choses ne se passent pas sans que des courants soient induits dans chaque partie élémentaire de la masse métallique, d'une manière analogue aux *courants de Foucault* qui « tourneraient » presque sur place dans une carcasse de transformateur, si l'on ne prenait la précaution de feuilletter le circuit magnétique.

Entre deux solutions, la plus favorable n'est donc pas systématiquement celle du plus gros fil et il y aura un juste compromis à rechercher entre des conditions opposées.

En second lieu, il convient de noter que les matériaux qui, en courant continu, n'étaient que *des isolants*, deviennent en haute fréquence *des diélectriques*, et qu'ils introduisent des pertes par *hystérésis* diélectrique, c'est-à-dire par un retard sur l'évolution du cycle électrostatique H.F. dans les charges apparaissant sur eux-mêmes.

Ajoutons encore que les blindages, s'ils sont *trop près* des bobinages, sont eux-mêmes parcourus par des courants induits... Nous voyons que la bobine, de par sa nature, est l'élément le plus délicat à réaliser et à blinder, si l'on veut parvenir au meilleur compromis pratique.

Par contre, on restera dans la réalité en admettant que les condensateurs ne sont le siège que de phénomènes électrostatiques et, notamment, s'il s'agit de condensateurs *à air*, dont l'une des armatures est fixée sur un isolant de bonne qualité (stéatite, par exemple), on pourra considérer que les pertes sont négligeables.

C'est pourquoi l'on exprime, dans la majeure partie des cas, le facteur Q par la relation $Q = L \omega / R$ (avec $\omega = 2\pi F$), c'est-à-dire en ne tenant compte que de la qualité de la bobine (bien que d'une manière similaire on puisse écrire pour le condensateur : $Q = 1/\omega CR$).

Dans l'expression $Q = L \omega / R$, R est donc la résistance en H.F. de la bobine. Nous avons vu que cette résistance était déterminée par un certain nombre d'éléments difficiles à contrôler séparément, et c'est pourquoi l'on préfère mesurer leur *effet global* sur le comportement du circuit oscillant. Cet effet se trouve mis en lumière par la relation $Q = L \omega / R$, qui est, en somme, le rapport de l'*élément idéal* de la bobine aux *pertes* dont cette dernière est le siège.

Nous ne donnerons pas l'explication mathématique du procédé habituellement utilisé pour la mesure du facteur Q. Toutefois, le procédé lui-même montre bien la signification de Q et c'est pourquoi nous le rappellerons.

Soit un circuit accordé en parallèle (fig. 3-14). On y trouve les classiques éléments L, C, ainsi que la *résistance en haute fréquence* de la bobine. Cette résistance est intimement liée à la bobine elle-même, mais nous ne pouvons la représenter autrement qu'en figurant R en série avec L.

Excitons le circuit en le couplant à la bobine de sortie d'un générateur H.F. Au moment de la résonance, nous relèverons une tension E sur un voltmètre à lampe connecté en parallèle sur le circuit. Appelons F cette fréquence d'accord et *augmentons* la fréquence du générateur jusqu'à une nouvelle fréquence F'_1 pour laquelle la tension H.F. mesurée va tomber à $E/\sqrt{2}$, c'est-à-dire à 0,7 E.

Renouvelons l'expérience en *diminuant* la fréquence du générateur au-dessous de F, de manière à retrouver, pour une fréquence F''_1 , une nouvelle valeur 0,7 E. Cela se matérialise parfaitement sur la figure 3-15 (courbe en trait plein), et nous obtiendrons très simplement le facteur Q par le quotient $F/(F'_1 - F''_1)$.

Si la courbe de résonance du circuit avait été plus étroite, ainsi que nous le représentons en pointillé, la différence $F'_2 - F''_2$ aurait été plus petite que $F'_1 - F''_1$, et nous aurions trouvé une valeur de Q supérieure à la précédente (la fréquence de résonance F étant demeurée la même). *On voit bien ainsi que la sélectivité du circuit est directement proportionnelle au facteur Q.*

Remarquons encore que l'on emploie souvent l'expression *coefficient de surtension* en la croyant équivalente à celle du facteur Q. Il existe une nuance; si aux sorties E du circuit résonnant parallèle de la figure 3-14, on connecte un générateur H.F. dont la fréquence est égale à celle du circuit LC, les tensions aux bornes de L et de C ne pourront être qu'égales à E. Cependant, des courants H.F. *d'intensité supérieure à celle*

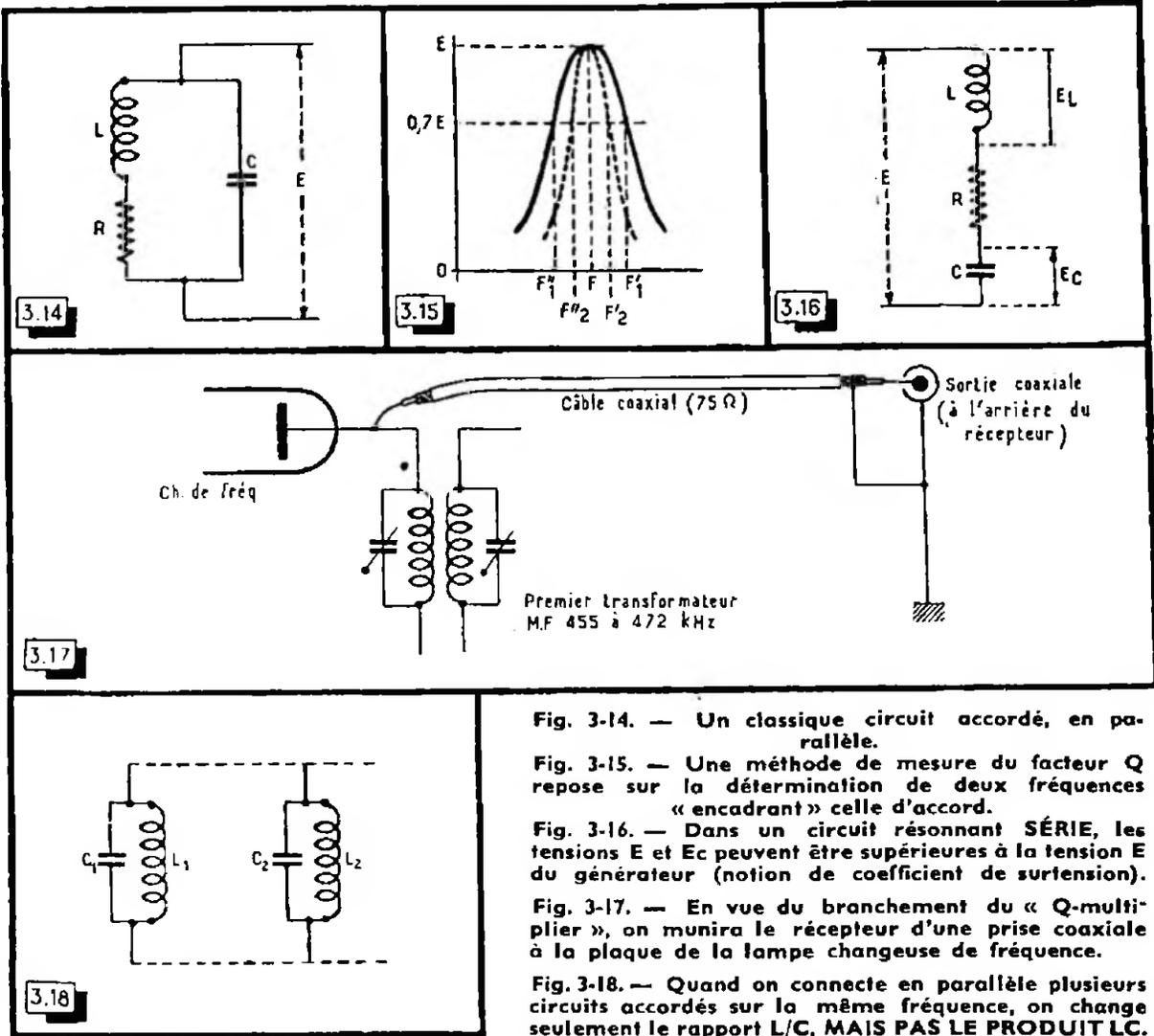


Fig. 3-14. — Un classique circuit accordé, en parallèle.
 Fig. 3-15. — Une méthode de mesure du facteur Q repose sur la détermination de deux fréquences « encadrant » celle d'accord.
 Fig. 3-16. — Dans un circuit résonnant SÉRIE, les tensions E_L et E_C peuvent être supérieures à la tension E du générateur (notion de coefficient de surtension).
 Fig. 3-17. — En vue du branchement du « Q-multiplier », on munira le récepteur d'une prise coaxiale à la plaque de la lampe changeuse de fréquence.
 Fig. 3-18. — Quand on connecte en parallèle plusieurs circuits accordés sur la même fréquence, on change seulement le rapport L/C , MAIS PAS LE PRODUIT LC .

que délivre au circuit le générateur H.F., circuleront dans L et C . On dit qu'il se produit, dans ce cas, une *surintensité*.

Par contre, si nous avons affaire à un circuit résonnant série (fig. 3-16) connecté de la même manière à un générateur H.F., délivrant une tension E (et la condition de résonance étant évidemment remplie), nous pourrons fort bien trouver, aux bornes de chacun des éléments du circuit, des tensions E_L ou E_C *notablement supérieures à la tension E* . La notion du facteur Q demeurera, *mais c'est seulement pour le circuit série qu'elle se confondra avec celle du coefficient de surtension* (dont l'expression, en ce qui concerne la bobine, équivaudra encore à $L \omega/R$).

Nous espérons que ces explications (que nous avons voulues aussi simples que possible) auront aidé à rendre plus précises les notions que l'on pouvait avoir sur le facteur Q , si étroitement mêlé au nom du « Q-multiplier ».

La sélectivité étant liée à la grandeur de Q , il résulte de l'expression $Q = L \omega/R$, que, pour faire croître Q , il faudra diminuer artificiellement R . Tous les techniciens ayant eu entre les mains une *déetectrice à réaction* savent ce qui se produit quand on manœuvre la commande de réaction. La sensibilité et la sélectivité croissent à mesure que l'on augmente le taux de réaction, jusqu'au moment où se produit l'*accrochage*, c'est-à-dire l'entrée en oscillation. En fait, tout se passe comme si la réaction introduisait dans le circuit une *résistance négative* qui se soustrairait de la résistance réelle en H.F., R , jusqu'au moment où cette résistance négative étant devenue égale à R , en valeur absolue, la résultante des deux résistances devient nulle et l'entrée en oscillation se produit.

Nous voyons donc qu'une solution au problème existe, et certains expérimentateurs ont déjà tenté de monter une réaction dans un amplificateur M.F. Cependant, ce procédé

n'est pas souple; il rend, en général, l'amplificateur M.F. instable, et le dosage de la réaction provoque souvent une variation de la fréquence M.F., ce qui modifie de façon gênante l'étalonnage du récepteur.

Dans le « Q-multiplier », le principe du désamortissement de l'un des circuits de la chaîne M.F. a été gardé. Mais les conditions d'application pratiques (notamment le mode de couplage du « Q-multiplier » au récepteur) sont telles qu'aucun phénomène de variation de la fréquence M.F. ne survient; cela est d'un très grand intérêt, puisque l'on peut ainsi bénéficier de tous les avantages du procédé sans avoir à en subir aucun inconvénient.

On a constaté que le meilleur point d'intervention du « Q-multiplier » était le primaire du premier transformateur M.F. (455 à 472 kHz). La raison de ce choix est essentiellement pratique. Il arrive, en effet, que par suite de faibles couplages entre circuits d'un récepteur, un peu d'énergie M.F. puisse se transmettre d'un étage à l'autre, par une sorte de voie parallèle à celle de la chaîne amplificatrice M.F. Si nous augmentons la sélectivité d'un circuit placé, par exemple, vers le milieu de cette chaîne, il pourrait y avoir « saut » d'une fraction d'énergie M.F. déjà amplifiée par les premiers étages (donc déjà plus difficile à « contenir » dans les circuits prévus) jusqu'à l'étage suivant, sans que cette « dérivation » subisse l'effet de rétrécissement de la bande passante.

C'est pourquoi le « Q-multiplier » sera branché en un point où les tensions M.F. sont les plus faibles.

Deux formules de réalisation pratique vont s'offrir, selon que les circuits du « Q-multiplier » seront définitivement incorporés à ceux d'un récepteur existant, ou bien que l'on envisagera sa construction sous la forme d'un accessoire à placer à côté du récepteur et à relier à ce dernier. Dans ce dernier cas, va-t-on pouvoir l'y associer et l'en séparer à sa guise, sans avoir à retoucher certains réglages au premier transformateur M.F. du récepteur, puisqu'il est entendu que c'est le primaire de celui-ci que nous allons désamortir? Il existe une intéressante « astuce » autorisant branchements et débranchements sans retouches de réglages, et nous allons en examiner le principe avant de passer au schéma général, attendu que les éléments correspondants à cette « astuce » seront à supprimer dans le cas du « Q-multiplier » définitivement monté dans le récepteur.

Tout d'abord pour la connexion du « Q-multiplier » au récepteur, nous allons monter sur celui-ci une prise d'alimentation assurant les classiques liaisons au + H.T. et à la masse; quant au circuit de chauffage, il suffit de l'exécuter à deux fils, sans point de masse sur le « Q-multiplier » pour que nul problème de branchement ne se pose, que le circuit de chauffage du récepteur soit câblé « à un fil » ou « à deux fils ».

Par ailleurs, on fixera au récepteur une prise coaxiale que l'on reliera (par un morceau de câble coaxial, dont la gaine sera mise à la masse), à la plaque de la lampe de conversion où l'on trouve une fréquence M.F. de 455 à 472 kHz, que cette lampe soit une première ou une seconde changeuse (fig. 3-17). Cette modification au récepteur aura fatalement ajouté une légère capacité en parallèle sur le primaire du premier transformateur M.F. On agira donc sur l'organe de réglage correspondant (condensateur ajustable ou vis magnétique) de manière à retrouver l'accord optimum. Il est évident que cette retouche sera faite une fois pour toutes et que le récepteur, pris isolément, aura gardé ses performances normales.

Pendant que l'on y sera, il sera profitable de contrôler l'alignement général de tous les transformateurs M.F. Pour cela, ayant réglé le récepteur sur une station bien reçue et stable (téléphonie, de préférence), et remontant la chaîne M.F. de la détection jusqu'au premier étage, on s'efforcera d'amener le « S-mètre » (ou l'œil magique) à l'indication correspondant à la plus forte réception.

Lorsque nous connecterons le « Q-multiplier » à la prise coaxiale du récepteur, une longueur de câble d'environ 70 cm va s'ajouter et accroître la capacité aux bornes du primaire du premier transformateur M.F. et, au bout du câble, quelques capacités internes du « Q-multiplier » vont encore contribuer à l'augmentation du dérèglement...

C'est ici que se place l'« astuce » à laquelle nous faisons allusion plus haut; grâce

à elle, tout dérèglement sera écarté lors du branchement du « Q-multiplier » au récepteur. En voici le principe.

Soient deux circuits $L_1 C_1$ et $L_2 C_2$ (fig. 3-18) accordés sur une même fréquence F . Les deux produits $L_1 C_1$ et $L_2 C_2$ seront donc égaux.

Que se passe-t-il si l'on branche ces deux circuits en parallèle ?

Le « terme inductance » (L_1 et L_2 en parallèle) deviendra $\frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}$.

Quant aux deux condensateurs, ils se trouveront en parallèle et le « terme capacité » sera $C_1 + C_2$.

Calculons le « produit LC » de cet ensemble. Il sera :

$$\frac{L_1 L_2 (C_1 + C_2)}{L_1 + L_2} = \frac{L_1 L_2 C_1 + L_1 L_2 C_2}{L_1 + L_2}$$

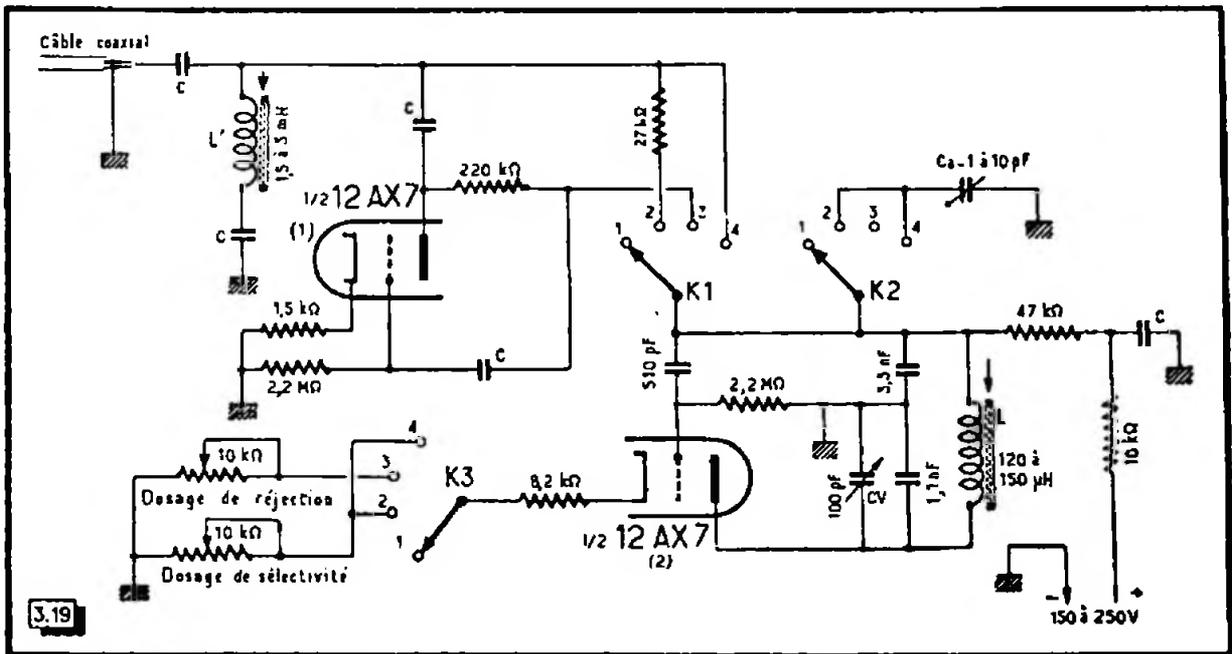


Fig. 3-19. — Le schéma complet du « Q-multiplier ». Les condensateurs notés C ont une valeur de 5 nF et ne jouent qu'un rôle passif à l'égard des courants H.F. (blocage de la H. T. continue). La bobine L est réglable entre 120 et 150 microhenrys et L', entre 1,5 et 3 millihenrys, par le jeu de la vis magnétique. Le commutateur offre les possibilités suivantes: 1: Arrêt. — 2: Sélectivité poussée. — 3: Rejection. — 4: Sélectivité moyenne.

Mais, en raison de l'égalité de base $L_1 C_1 = L_2 C_2$, nous pouvons écrire cette expression sous la forme :

$$\frac{L_1 L_2 C_1 + L_1 L_1 C_1}{L_1 + L_2} = \frac{L_1 C_1 (L_2 + L_1)}{L_1 + L_2} = L_1 C_1$$

d'où il ressort que le « produit LC » de l'ensemble, demeure égal au produit $L_1 C_1$, c'est-à-dire celui de chacun des circuits initiaux: En d'autres termes, cette association en parallèle de deux circuits accordés sur une même fréquence F n'aura pas modifié cette fréquence F .

Si $L_1 C_1$ représentent le circuit primaire du premier transformateur M.F. et C_2 l'apport de capacité lors du branchement du câble de liaison (capacité de ce dernier et capacités résiduelles à l'entrée du « Q-multiplier »), il suffira que la bobine (réglable) L_2 , réalise avec C_2 l'accord sur la fréquence M.F., pour que le récepteur ne subisse aucun trouble au moment où on lui connecte le « Q-multiplier ».

Il est à remarquer que ces capacités représentées par C_2 appartiennent uniquement au « Q-multiplier », et que le réglage de l'inductance sera fait une fois pour toutes; il

demeurera valable pour la connexion du « Q-multiplier » à n'importe quel récepteur, à condition que la fréquence d'accord M.F. demeure la même.

L'une des meilleures formules de « Q-multiplier » étant celle qu'a choisie la firme *Heath Company*, ce sera le schéma de cette réalisation que nous donnerons par la figure 3-19.

Par ses quatre positions, un unique commutateur offre les possibilités suivantes :

- 1 : Arrêt;
- 2 : Sélectivité poussée;
- 3 : Rejection d'une interférence;
- 4 : Sélectivité moyenne.

Sur le schéma, tous les condensateurs fixes notés C ont une valeur de 5 nF et ne servent qu'au blocage de la H.T. continue. On peut donc négliger mentalement leur présence à l'égard du comportement du montage en H.F.

La seconde moitié de la triode 12 AX 7 (ECC 83) est associée à un circuit Colpitts, dont l'entrée en oscillation est « freinée » par la résistance placée entre la cathode de cette lampe et la masse. En diminuant la partie variable de cette résistance (dosage de sélectivité), on parviendra jusqu'à l'accrochage, mais l'on s'arrêtera normalement avant ce point.

Ainsi que nous l'avons vu précédemment, cette réaction introduit une résistance négative dans l'ensemble du circuit, *faisant passer le facteur Q d'environ 200 à 4000, et le primaire du premier transformateur M.F., auquel le circuit Colpitts est, à l'égard des courants H.F., associé en parallèle, bénéficie du même désamortissement.* Ce mode de connexion se trouve réalisé sur les positions 2 et 4 de l'élément K_1 du commutateur.

On remarquera encore que le circuit Colpitts comprend un condensateur variable de 100 pF, connecté en parallèle avec le condensateur fixe de 1,1 nF. La bobine L étant réglable par un noyau magnétique à vis, et ce condensateur variable CV étant placé au milieu de sa course, il est ainsi possible de « caler » l'accord sur toute fréquence M.F. de l'ordre de 455 à 472 kHz, le condensateur variable assurant ensuite, pour l'utilisation de l'appareil, une variation de ± 8 kHz de cette fréquence d'accord.

Le rôle rempli par K_2 est assez évident; on conçoit sans peine que les divers circuits commutés par K_1 n'apportent pas d'égales capacités en parallèle sur le circuit Colpitts; le condensateur ajustable C_a fournit ainsi l'appoint nécessaire sur les positions 2 et 4 du commutateur.

Quant à la bobine d'entrée L', réglable par un noyau magnétique à vis, nos précédentes explications ont donné tous les détails sur son rôle exact.

Lorsque le commutateur est placé sur la position 3 (rejection), on voit que son élément K_1 applique la H.T. sur l'anode de la première moitié de la lampe 12 AX 7. On voit également que le « circuit désamorti » vient s'introduire dans cette nouvelle combinaison, tandis que l'élément K_3 du commutateur insère dans la cathode de la seconde moitié de la 12 AX 7, une autre résistance variable. De cette manière, les réglages « Positions sélectives » et « Rejection » peuvent demeurer chacun à leur valeur optimum, sans être dérégés à chaque changement du mode de fonctionnement du « Q-multiplier ».

Pour mieux comprendre le comportement de cette nouvelle partie du circuit, nous allons dépouiller le montage des divers organes ne présentant qu'un rôle *passif* à l'égard de la H.F. (condensateurs bloquant la H.T. continue, résistance de décharge de grille, etc.)

Nous obtenons ainsi le circuit de la figure 3-20. On peut alors considérer que le primaire du premier transformateur M.F. du récepteur va fournir une tension H.F.: E, aux bornes d'un diviseur de tension formé par la résistance de 220 000 ohms et le circuit LC, *équivalent au circuit désamorti Colpitts.* Shuntant ce diviseur, nous trouvons l'espace anode-cathode de la première triode de la 12 AX 7 dont la résistance est déterminée par l'action de la grille.

Lorsque la fréquence de résonance du circuit LC correspond à celle de la tension H.F. : E, l'impédance dudit circuit *devient très grande* en comparaison des 220 000 ohms

de la résistance série, et cela d'autant plus que la commande de désamortissement du circuit Colpitts sera plus poussée (sans toutefois, que l'entrée en oscillation soit atteinte).

Pour l'alternance de E rendant positive la plaque de la triode, nous aurons également une forte tension positive sur la grille de la lampe, en raison de cette petitesse relative de la résistance de 220 000 ohms devant l'impédance de L C. L'espace anode-cathode de la lampe se présentera donc comme une sorte de court-circuit à l'égard de la tension E.

Cependant, en dehors de la résonance et en raison de l'acuité de la courbe représentant cette dernière, l'impédance du circuit bouchon diminuera de manière très rapide de part et d'autre de la fréquence d'accord du circuit Colpitts. Elle pourra même devenir faible devant la résistance de 220 000 ohms, de sorte que la tension de grille sera susceptible de tomber aux alentours de zéro volt (notamment par suite de la présence de la résistance de polarisation cathodique), la triode reprenant, en conséquence, une résistance interne élevée.

Fig. 3-20. — Lorsque le circuit LC est accordé sur une fréquence indésirable, la répartition des tensions sur le « diviseur » rend la lampe conductrice et la tension d'entrée subit un véritable court-circuit POUR CETTE SEULE FRÉQUENCE.

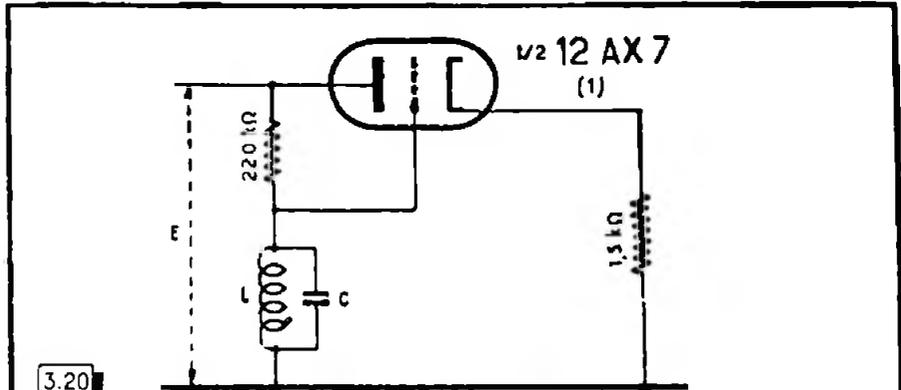
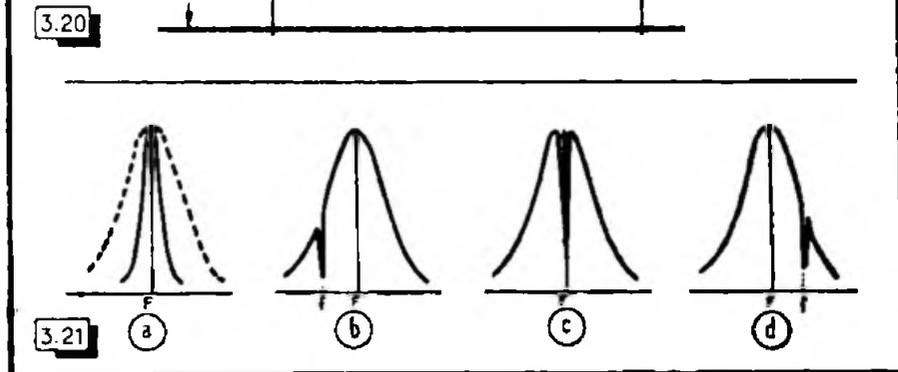


Fig. 3-21. — Sur les positions « sélectives » (a), le « Q-multiplier » permet de passer PROGRESSIVEMENT d'une courbe ordinaire (en pointillé) à une courbe « en lame de couteau ». Sur la position de rejection (b, c, d), la « crevasse » peut être déplacée à volonté, afin de la faire coïncider avec la fréquence f à éliminer.



L'extrême sélectivité obtenue grâce au désamortissement du circuit Colpitts, permet ainsi, en faisant varier la fréquence d'accord de ce circuit au moyen du condensateur variable CV, de déplacer à 8 kHz de part et d'autre de la fréquence M.F., une étroite crevasse où l'on peut faire sombrer un sifflement d'interférence, même lorsque ce sifflement est relativement fort.

Les possibilités d'ensemble du « Q-multiplier » sont résumées dans la figure 3-21. En a, on voit ce que l'on peut obtenir sur les positions de « Sélectivité moyenne » (4) et « Sélectivité poussée » (2) du commutateur. Partant d'une courbe (en pointillé) représentant la sélectivité du récepteur sans le « Q-multiplier », la commande de réaction (« Dosage de sélectivité ») procure un « effilement » progressif de la courbe de sélectivité (trait plein sur la figure 3-21 a) laquelle peut devenir aussi étroite que la courbe « en lame de couteau » d'un filtre à cristal de quartz. Durant cet accroissement de sélectivité, la téléphonie devient d'une audition désagréable, quand la bande passante atteint un tel degré d'étroitesse.

Pour les positions 4 et 2 du commutateur, il n'est qu'un réglage correct de CV : celui qui correspond à l'accord du circuit Colpitts sur la fréquence des circuits M.F. du récepteur.

Dans le mode de fonctionnement en rejeter (commutateur sur la position 3), il sera

indispensable d'agir sur CV, de manière à déplacer la crevasse, jusqu'à la faire coïncider avec la fréquence à éliminer f.

Il va de soi qu'après avoir câblé le « Q-multiplier », il faut le régler avant de l'utiliser ! Toutefois, il nous a paru plus logique de le montrer tout d'abord « en fonctionnement », les étapes de la mise au point devenant ainsi beaucoup plus compréhensibles.

Nous nous conformerons à l'ordre d'opérations suivant :

1. On accordera le récepteur sur une émission stable (radiodiffusion). Cela sera fait avec soin, en cherchant à obtenir la déviation maximum de l'aiguille du « S-mètre ».

2. Ayant branché la fiche coaxiale du câble du « Q-multiplier » à la prise correspondante du récepteur, on ajustera la vis commandant le noyau magnétique de la bobine L', de manière à retrouver un maximum de déviation au « S-mètre ». La compensation du dérèglement apporté par le câble coaxial sera ainsi réalisée *une fois pour toutes*.

3. Il faudra placer l'aiguille de CV au milieu de sa graduation et le commutateur sur « Rejection ». Le bouton de la résistance variable « Dosage de rejection » sera tourné à mi-course. Puis, on réglera la vis magnétique de L, de manière à faire tomber l'aiguille du « S-mètre » à un minimum. En effet, le circuit Colpitts résonne alors sur la fréquence M.F. : F et l'on a ce que représente la figure 3-21 c, la crevasse coïncidant avec la fréquence F. L'audition subit, pour ce réglage, une grande déformation, due à la suppression de la fréquence porteuse. Enfin, le bouton « Dosage de rejection » sera tourné jusqu'au point pour lequel on aura la meilleure efficacité.

4. En dernier lieu, on passera sur la position 2 du commutateur « Sélectivité poussée », et l'on tournera la résistance variable correspondante « Dosage de sélectivité », de manière à se tenir juste avant l'accrochage. Le condensateur CV sera réglé au maximum d'audition. Puis, on agira sur le condensateur ajustable C_a (de 1 à 10 pF), afin de s'assurer d'un maximum à l'aiguille du « S-mètre ». (Nous avons déjà précisé que cet ajustable permettait d'égaliser les capacités résiduelles selon les positions du commutateur.) Toute la mise au point est ainsi terminée.

En dehors de cette formule de « Q-multiplier » monté *en accessoire séparable*, il est encore possible, ainsi que nous l'avons mentionné, d'incorporer ce circuit à ceux du récepteur.

Tout d'abord, la liaison par câble coaxial (et la capacité qui lui est afférente) étant supprimées, seules les capacités résiduelles du circuit « Q-multiplier » viendront s'ajouter une fois pour toutes, en parallèle sur le primaire du premier transformateur M.F. Il suffira donc de refaire définitivement l'accord de ce dernier, après cet apport de capacités. Bien entendu, on aura supprimé du schéma la bobine L' et le condensateur placé entre l'une de ses extrémités et la masse (fig. 3-19).

Il sera sage de blinder, à l'intérieur du récepteur, les circuits du « Q-multiplier ».

UN PREMIER RÉCEPTEUR : LA DÉTECTRICE A RÉACTION

Nous avons eu quelques hésitations avant de faire figurer ce chapitre dans un ouvrage par ailleurs consacré à des montages modernes.

La détectrice à réaction présente, en effet, l'inconvénient de sa simplicité : elle ne possède qu'un seul circuit accordé ! Il serait donc déraisonnable de vouloir lui demander de soutenir la comparaison, en matière de sélectivité, avec un changeur de fréquence où l'amplificateur M.F. (chargé de procurer la sélectivité à l'égard des fréquences latérales immédiates) comprend souvent, sur les récepteurs de trafic, *au moins* une demi-douzaine de circuits accordés, ainsi que certains circuits spéciaux (filtre à quartz, « Q-multiplier »).

Par contre, ce montage est de construction aisée et, à ce titre, il peut tenter un débutant désireux de « se mesurer » avec une première réalisation, tout en lui apportant quelques premières satisfactions, notamment sur les bandes peu encombrées de stations.

Mais nous avons surtout gardé cette description en vue d'opérations de mesure et d'étalonnage (sur lesquels nous reviendrons au chapitre des mesures).

Ces réserves étant faites, de la notion de la résistance négative évoquée au chapitre II il résulte que l'amortissement du circuit accordé de la détectrice à réaction atteindra sa valeur la plus faible juste avant le point d'accrochage de ladite réaction. On aura donc toujours intérêt à *pousser la réaction au maximum admissible, sans l'utiliser pour diminuer la puissance de réception*, cette dernière devant être uniquement réglée par un potentiomètre placé dans les circuits B.F. De cette manière, on tirera le maximum de la sélectivité que peut donner ce montage.

Lorsque le circuit accordé d'une détectrice à réaction est directement couplé à une antenne, plusieurs inconvénients se manifestent. Tout d'abord, si l'on fait « accrocher » la réaction, afin de recevoir la télégraphie, l'oscillation H.F. ainsi produite est rayonnée par l'antenne et peut se propager à plusieurs kilomètres. Il n'est plus permis, actuellement, de se conduire en perturbateur, même involontaire, et c'est pourquoi l'on devra prévoir un *étage séparateur* entre la détectrice à réaction et l'antenne.

D'un autre côté, l'antenne n'est pas sans présenter des caractéristiques propres et *variables selon la fréquence* (résonances diverses, etc.). Directement couplée au circuit d'accord de la détectrice à réaction, elle fait subir une « charge » *variable* à ce circuit, et cela conduira à d'incessantes retouches de la réaction (afin de la maintenir au voisinage immédiat du point d'accrochage), au cours de l'exploration d'une gamme d'ondes.

A ce titre encore, un étage séparateur est extrêmement intéressant, à condition de le constituer de manière telle qu'il offre une charge constante au circuit accordé de la détectrice à réaction.

Cet étage séparateur sera plus précisément un étage amplificateur H.F. Le bénéfice d'un circuit d'entrée accordé n'étant pas énorme à l'égard de la sélectivité, nous n'apporterons pas la complication d'un réglage supplémentaire (au cas de commandes séparées) ou celle d'un alignement de circuits (peu indiquée pour un débutant), et nous monterons ainsi un étage amplificateur H.F. apériodique. Le schéma « cascade » demeure profitable en raison de son faible souffle. Mais nous ne l'équiperons pas avec une bobine d'arrêt dans son circuit de plaque, attendu que la meilleure de celles-ci ne peut jamais être rigoureusement apériodique. Aussi donnerons-nous la préférence à une résistance, laquelle garantira la plus grande constance de « charge » apportée au circuit d'accord, c'est-à-dire la plus grande stabilité du point d'accrochage.

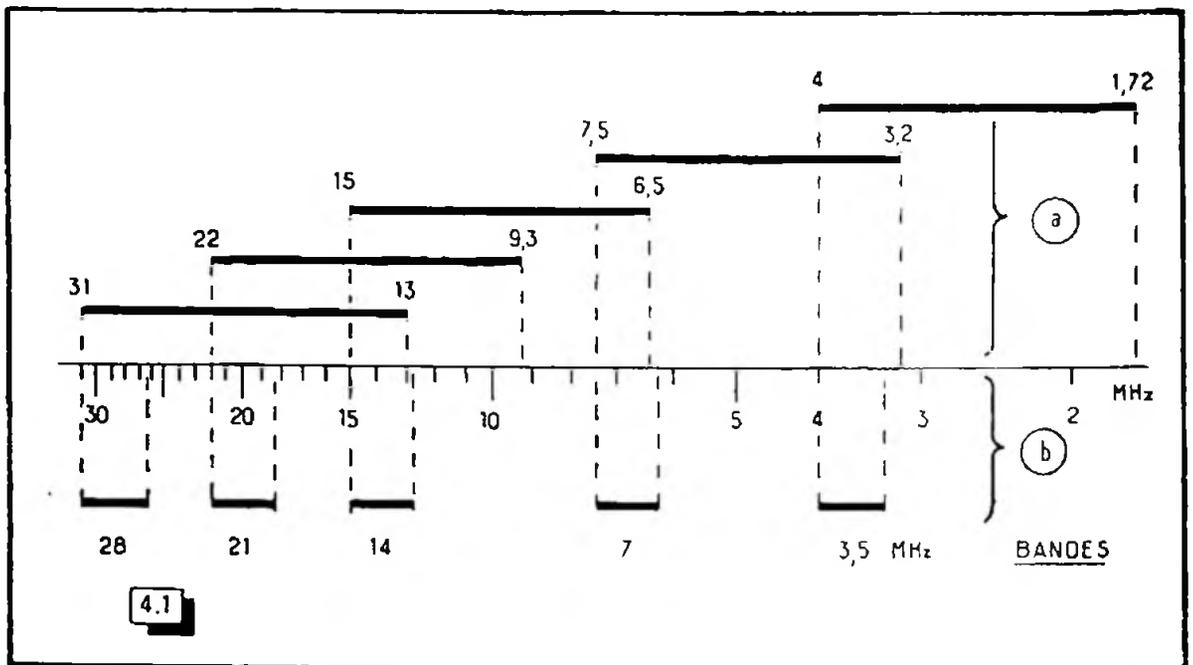


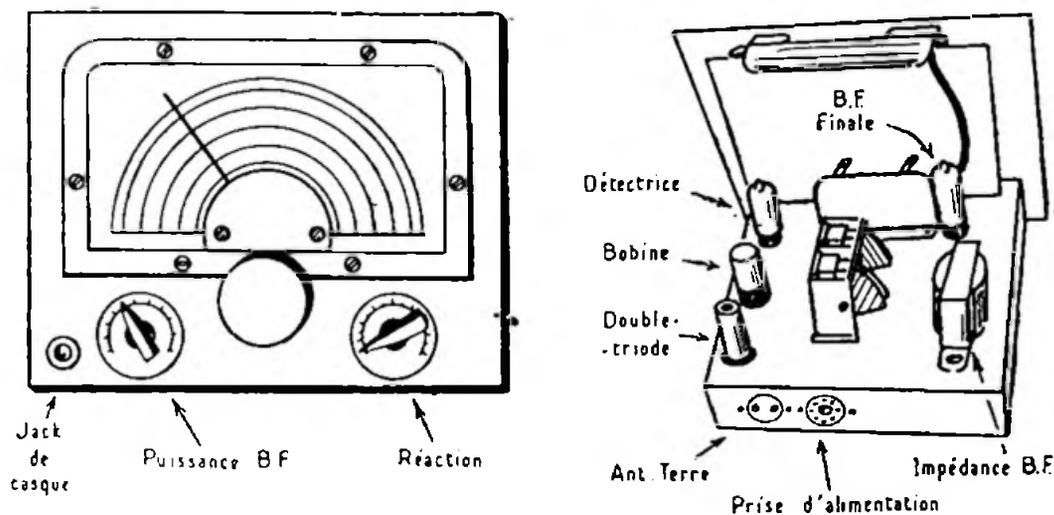
Fig. 4-1. — La section 110 pF du condensateur variable permet de couvrir les gammes d'ondes notées en a. Avec les mêmes bobines et la section 20 pF du même ensemble de condensateurs variables, chacune des bandes figurées en b se trouve étalée sur tout le cadran du récepteur.

Le récepteur que nous allons décrire est, en principe, destiné au trafic d'amateur. Il suffirait donc qu'il couvre les seules bandes réservées aux amateurs émetteurs, en les étalant au mieux sur le cadran, afin de permettre des réglages plus faciles.

Toutefois, on peut souhaiter pratiquer l'écoute hors de ces bandes, ne serait-ce que pour s'entraîner à la lecture au son et nous avons cherché une solution capable de satisfaire tous les goûts. Solution d'ailleurs facilitée par la présence d'un unique circuit accordé. Un procédé commode consiste à calculer les bobines interchangeables de manière telle qu'une « bande amateurs » se situe à l'extrémité haute (en fréquence) de la gamme couverte par ladite bobine.

La mise au point peut alors se trouver réalisée de façon que l'on ait la couverture générale représentée par la figure 4-1, en a, au moyen d'un condensateur variable de 110 pF, et la couverture des seules bandes réservées aux amateurs, à l'aide d'un condensateur variable de 20 pF, comme on le voit en 4-1 b.

Il est facile, pour avoir commodément ces deux valeurs, d'ôter des lames à un classique condensateur variable à deux éléments de 490 pF. Nous avons opéré cette transformation sur un tel modèle de marque « J.D. », en laissant 3 lames fixes et 3 mobiles à l'élément arrière (pour avoir 110 pF); à l'autre élément, nous n'avons gardé qu'une seule lame mobile et deux lames fixes à écartement doublé (ce qui donne 20 pF).



Façade et distribution des organes sur le châssis du récepteur à réaction.

Le système de commutation de ces deux sections du condensateur variable ne devait évidemment apporter *qu'un minimum de capacités parasites* et nous n'avons pas trouvé mieux que d'employer, à cet effet, une entrée miniature à trois douilles. L'une des broches du bouchon correspondant est supprimée, et les deux broches restantes sont reliées par un fil très court. Il suffit ainsi d'enfoncer le « bouchon cavalier » dans une position ou dans l'autre, pour brancher l'un ou l'autre des deux condensateurs variables.

Aux essais, nous avons constaté que l'élément de condensateur variable, réduit à 20 pF, présentait une capacité, entre ses lames fixes et sa carcasse, inférieure de 2 ou 3 pF à celle de l'élément 110 pF. Afin de rattraper cet écart et de permettre un « calage » correct des « bandes amateurs » sur le cadran du récepteur, nous avons placé sous le châssis, connecté entre les lames fixes de l'élément 20 pF et la masse, un condensateur ajustable 0,7 à 7 pF.

Un autre point à examiner est celui du branchement du casque. Il n'aurait pas été sage de faire passer dans ses enroulements le courant anodique continu de la lampe finale du récepteur. Nous avons adopté ici la classique solution de l'inductance à fer placée dans ce circuit anodique, avec liaison au casque au moyen d'un condensateur fixe de 25 000 pF.

Pour éviter les surtensions en l'absence d'un casque, le jack possède quatre lames et il insère une résistance de 1000 ohms à la place dudit casque, lorsque la fiche est enlevée.

En dehors de ces détails spéciaux, nous n'aurons guère à mentionner que les suivants :

1. Un dosage (à l'aide d'un condensateur ajustable de 3 à 30 pF) de l'énergie H.F. apportée par l'antenne, assure le compromis sensibilité-sélectivité;
2. La bobine d'arrêt B.A., à l'entrée du récepteur, est d'un modèle classique pour ondes de 3 à 30 MHz;
3. La lampe amplificatrice H.F. « cascode » ECC 81 a les deux moitiés de son filament connectées en parallèle;
4. Les caractéristiques des bobines interchangeables B seront indiquées plus loin;
5. On retrouve sur le schéma général du récepteur (fig. 4-2) le système de commutation par cavalier, avec les positions : L : bandes larges se recouvrant sans trous ; E : bandes amateurs étalées ;
6. Le câblage du circuit de chauffage est fait à deux fils, et nous verrons le pourquoi de cette disposition en décrivant l'alimentation du récepteur. Ce circuit de chauffage est découplé en H.F. au niveau de la lampe détectrice, par un condensateur de 3000 à 5000 pF au mica ;
7. La résistance de 1000 ohms et le condensateur de 200 pF placés dans le circuit de plaque de la lampe détectrice L_2 servent respectivement à bloquer et à ménager un chemin de fuite aux courants H.F. ;

8. Rien de spécial n'est à signaler dans l'étage B.F. Notons seulement que l'inductance placée dans son circuit de plaque est un ordinaire modèle pour filtrage. On pourrait employer là, avec le même succès, le primaire (enroulement en fil fin) d'un transformateur de sortie de récepteur.

Les croquis illustrant cette description nous dispenseront de longs commentaires. Le montage tient à l'aise sur un châssis horizontal mesurant 207 mm en largeur et 200 mm en profondeur, fixé à 55 mm de hauteur sur un panneau avant de 240 mm de largeur et 195 mm de hauteur. Les condensateurs variables sont commandés par un démultiplicateur à volant, dont le bouton fait 14 tours pour la course complète de l'aiguille.

Les bobines sont faites sur des tubes filetés de 30 mm de diamètre extérieur, avec filetage au pas de 1,25 mm pour les quatre premières (fil utilisé : 0,6 mm), et de 0,75 mm pour la dernière bobine (fil 0,25 mm, sous une couche soie).

En partant de l'origine *a* (au bas de la bobine), nous indiquerons les nombres de tours auxquels seront faites les prises *b*, *c* et la sortie *d*.

BANDE	Prise <i>b</i> (tours)	Prise <i>c</i> (tours)	Sortie <i>d</i> (tours)
13 à 31 MHz	1/3	2 5/6	4 1/2
9,3 à 22 MHz	1/3	3 5/6	7
6,5 à 15 MHz	1/3	6 5/6	11 1/2
3,2 à 7,5 MHz	1 1/6	19 2/3	32 1/3
1,72 à 4 MHz	2 1/3	37 5/6	63 1/2

Ces enroulements sont montés sur des culots octal, et le brochage nous ayant semblé le plus avantageux pour la simplicité du câblage est représenté par la figure 4-3.

Si toutes les valeurs que nous venons d'indiquer ont été respectées, le fonctionnement de ce récepteur ne devra présenter aucun aléa. On aura seulement à régler le trimmer 7 pF, pour les bandes étalées, de manière que celles-ci se situent correctement sur le cadran.

Lors de l'utilisation, l'exploration de chaque gamme d'ondes s'opère évidemment par le bouton commandant les condensateurs variables. Le potentiomètre dosant la réaction (par variation de la tension d'écran de la lampe détectrice) sera tourné de manière que l'on sente l'accrochage très proche, et l'on se tiendra *avant* celui-ci pour entendre la téléphonie, *après* pour écouter la télégraphie.

Le potentiomètre « puissance » agira sur la force d'audition.

Tout casque à deux écouteurs de 2000 à 4000 ohms conviendra.

Selon le développement de l'antenne, on réglera l'ajustable 3 à 30 pF afin de concilier au mieux la sensibilité et la sélectivité.

L'alimentation du récepteur

Il est toujours préférable de séparer l'alimentation du récepteur. Tout d'abord, cela évite le dégagement d'un échauffement notable à l'intérieur de celui-ci. D'autre part, le propre d'un amateur d'ondes courtes étant le goût de l'expérimentation, la possession d'un bloc d'alimentation autonome rendra service en de multiples occasions.

La figure 4-4 donne le schéma de ce bloc et la seule particularité à noter ici est l'exécution du circuit de chauffage à deux fils.

Lorsque l'on établit ce circuit avec un seul fil, on peut croire avantageuse la mise à la masse d'une extrémité du filament auprès de chaque lampe. Cette manière de faire oblige les courants alternatifs de chauffage à revenir au transformateur par des chemins se dérivant dans tout le châssis. Le bloc d'alimentation étant séparé du récepteur, ces

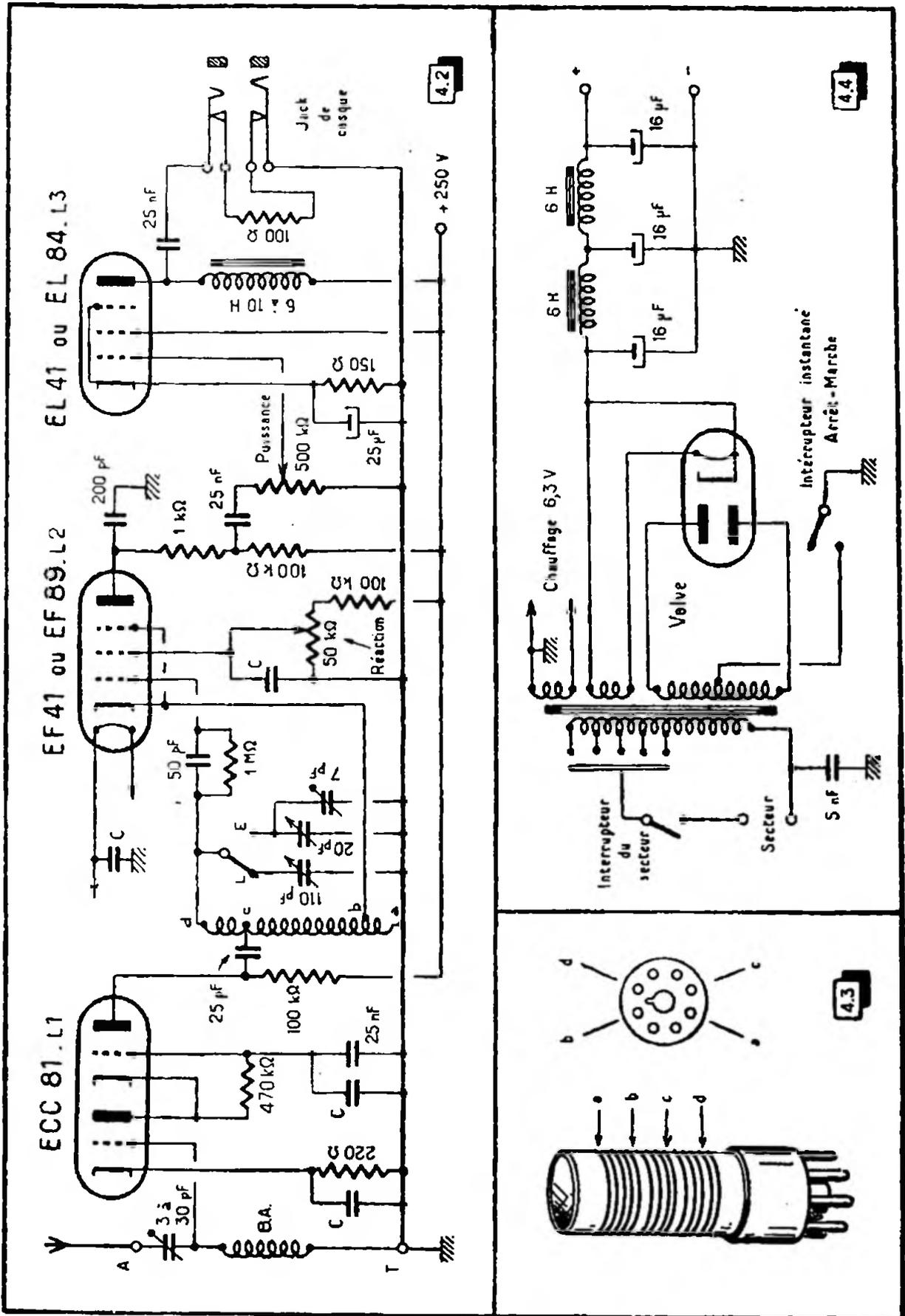


Fig. 4.2. — Schéma général du récepteur. Les condensateurs notés C sont du modèle au mica, de 3000 à 5000 pF.

Fig. 4.3. — Branchements des bobines aux culots interchangeables (type octal) VUS DU COTÉ DES BROCHES.

Fig. 4.4. — Schéma du bloc d'alimentation.

mêmes courants de chauffage vont emprunter le fil reliant la masse du récepteur à celle du bloc d'alimentation pour rejoindre le transformateur et ce dernier fil est ainsi parcouru à la fois par le courant anodique général retournant au pôle négatif H.T., ainsi que par la totalité du courant de chauffage. De cette superposition (et couplage !) résulte une ondulation de tension à laquelle les circuits B.F. du récepteur ne seront pas insensibles, et qu'ils traduiront par un ronflement.

Dans le cas de notre description, on voit que la « mise à la masse » *en H.F.* du circuit de chauffage, sur le récepteur, est opérée par un condensateur au mica C, placé entre une extrémité du filament de la lampe détectrice et la masse.

Aucune coexistence entre les courants précités n'a lieu sur la connexion « masse à masse », puisque le courant de chauffage demeure canalisé sur ses deux fils.

Enfin, comme il est bon de définir le potentiel du circuit de chauffage, la mise à la masse de ce dernier sera faite *en un seul point*, sur le châssis d'alimentation.

Nous n'avons donné, par la figure 4-4, qu'un schéma de principe du bloc d'alimentation. En effet, aucune disposition d'organes n'est critique.

Pour la valve, mieux vaut adopter un type à chauffage *indirect* (5 Y 3 GB, par exemple); de cette manière, on évitera les surtensions à la mise en marche, si le circuit d'utilisation n'est pas instantanément prêt à absorber du courant.

Pour le transformateur d'alimentation et les inductances de filtrage, il n'y a pas de milieu : il faut voir juste ou voir large.

Si l'on voit juste, le bloc d'alimentation sera uniquement adapté au but poursuivi. Dans le cas présent, un transformateur à secondaire H.T. capable d'une cinquantaine de milliampères sera très suffisant. Comme tension, on prendra le modèle « pour récepteur avec haut-parleur à aimant permanent », c'est-à-dire faisant environ 2×300 volts, ce qui laissera une H.T. continue d'environ 250 volts après le redressement, le filtrage et les différentes chutes.

Par contre, si l'on veut ménager l'avenir et voir large, il sera préférable de faire l'achat, d'emblée, d'un transformateur et des inductances de filtrage pour 120 mA. La dépense initiale en sera un peu plus élevée, mais cette manière de procéder économisera finalement le prix du transformateur 50 mA si celui-ci devient sans emploi.

LA RÉCEPTION PAR CHANGEMENT DE FRÉQUENCE

CONSTITUTION D'UN BLOC DE BOBINAGES CONSTRUCTION DE CONVERTISSEURS ET DE RÉCEPTEURS

Ainsi que nous l'avons vu au chapitre II, le procédé de réception par double changement de fréquence est actuellement celui auquel on doit donner la préférence si l'on veut profiter des meilleures performances possibles d'un récepteur.

Avec un étage amplificateur H.F., le montage comprend, pour chaque gamme, un bobinage couplant l'antenne à la grille de la lampe H.F., un second, couplant la plaque de la lampe H.F. à la grille de la lampe changeuse de fréquence et un bobinage oscillateur. Si l'on admet cinq gammes d'ondes pour les cinq bandes amateurs, de 3,5 à 28 MHz, cela fait quinze bobines, et il n'est plus question de les prévoir interchangeables. La solution d'une commutation s'impose. Certains réalisateurs ont pensé bien faire en cherchant à résoudre ce problème par l'exécution de « tiroirs » groupant les bobinages de chaque gamme d'ondes. Malheureusement, ce procédé pêche régulièrement par l'exécution mécanique des contacts. Le nombre de ces derniers, leur concordance lors de l'enfoncement du « tiroir », les blindages entre bobines, sont autant de détails difficiles à réaliser et surtout à *bien* réaliser.

C'est pourquoi la solution du bloc de bobinages à commutateur demeure finalement celle qui donne, en pratique, le maximum de satisfaction.

Quelles gammes d'ondes doit-on choisir lors de la conception d'un bloc de bobinages ?

La réponse à cette question dépend de deux manières de voir. Ou bien le récepteur sera uniquement consacré au trafic d'amateur et il sera suffisant *qu'il couvre les seules bandes réservées aux amateurs* ; cela rendra d'ailleurs possible *le plus grand étalement de chaque bande* sur son cadran, et l'on aura, de la sorte, un maximum d'aisance pour repérer les réglages des correspondants, en raison même de l'espacement des graduations. Ou bien l'on souhaitera *une couverture générale* des ondes courtes, ne laissant pas de « trou » entre les gammes successives.

Parfois, la réception de la gamme des P.O. est demandée... Nous prétendons que c'est là une erreur, car cette manière de faire oblige à subir *un rapport de fréquences extrêmes* trop important.

Ainsi que nous aurons l'occasion de le voir en détail au chapitre des mesures, le rapport F_{\max}/F_{\min} d'une gamme est déterminé par la valeur de C_{\min}/C_{\max} (résiduelle totale et valeur maximum au condensateur variable d'accord).

On a précisément $F_{\max}/F_{\min} = \sqrt{C_{\min}/C_{\max}}$.

La réception de la gamme des P.O. entraîne la nécessité d'un rapport de fréquences extrêmes non inférieur à 3/1 et ce même rapport doit être *subl* sur les gammes d'ondes courtes où il est trop important, car il est cause de graduations trop serrées. D'autre part, plus une gamme est large, plus grande est la difficulté pour y maintenir, d'un bout à l'autre, un bon alignement.

Dans le choix du meilleur rapport de fréquences extrêmes, on prendra soin qu'aucune bande intéressante ne se trouve « coupée en deux », partagée sur deux gammes d'ondes consécutives.

D'autre part, dans le cas d'une *couverture générale, sans trou*, on tiendra compte du fait que le profil des lames des condensateurs variables actuels fournit *une variation de capacité plus lente au début de leur course*, ce qui peut offrir le moyen de « desserrer » les graduations afférentes aux fréquences tombant dans cette zone. Si, par une mise au point convenable des bobinages, ainsi que par le choix de C_{\min} et C_{\max} (pour l'ensemble des condensateurs variables et des trimmers), nous calons successivement en début de gamme les bandes 28, 14, 7 et 3,5 MHz, nous obtiendrons la répartition que montre la figure 5-1 et un condensateur variable de 200 pF, procurant un rapport de fréquences extrêmes de l'ordre de 2,1/1 garantira un léger « recouvrement » d'une gamme à l'autre.

La bande 21 MHz constituant une exception au rapport 2/1 entre bandes amateurs, le mieux était de lui consacrer une bobine supplémentaire, afin qu'elle soit elle-même située *au début* de la gamme correspondante.

Grâce à ces petites « astuces », nous obtenons une suite de gammes d'ondes telle qu'avec des condensateurs variables de 200 pF aucun trou n'existe entre 2 et 31 MHz, et que chaque bande amateur peut profiter, en début de gamme et du fait du profil des condensateurs variables, de graduations moins serrées sur le cadran.

Ajoutons encore qu'un rapport entre fréquences extrêmes de 2,1/1 réduit toujours les difficultés d'alignement.

Un important avantage de cette disposition est que le réalisateur souhaitant obtenir *les seules bandes amateurs* n'aura qu'à remplacer le condensateur variable 3×200 pF par un 3×20 pF, et celles-ci se trouvent immédiatement étalées sur le cadran de l'appareil.

Les bobinages du bloc que nous allons confectionner seront donc commutés. Pour le choix du commutateur, il était bon de rechercher des galettes ne présentant pas un diamètre trop grand (ce qui aurait correspondu à un allongement des connexions). Les contacts devaient être excellents, sans entraîner de frottements importants, ce qui

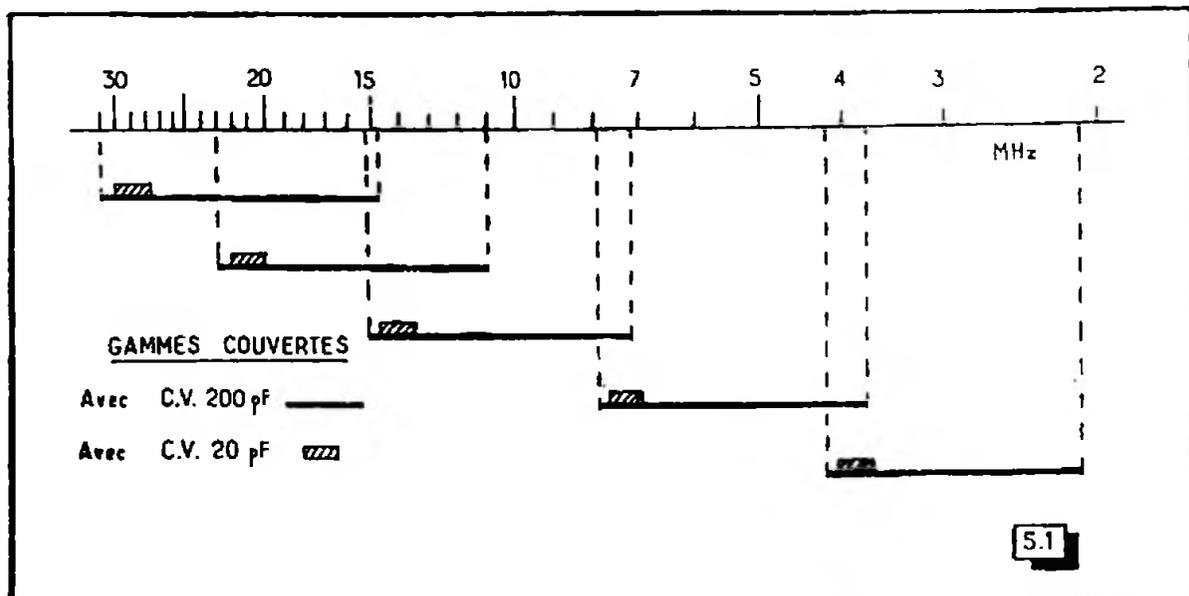
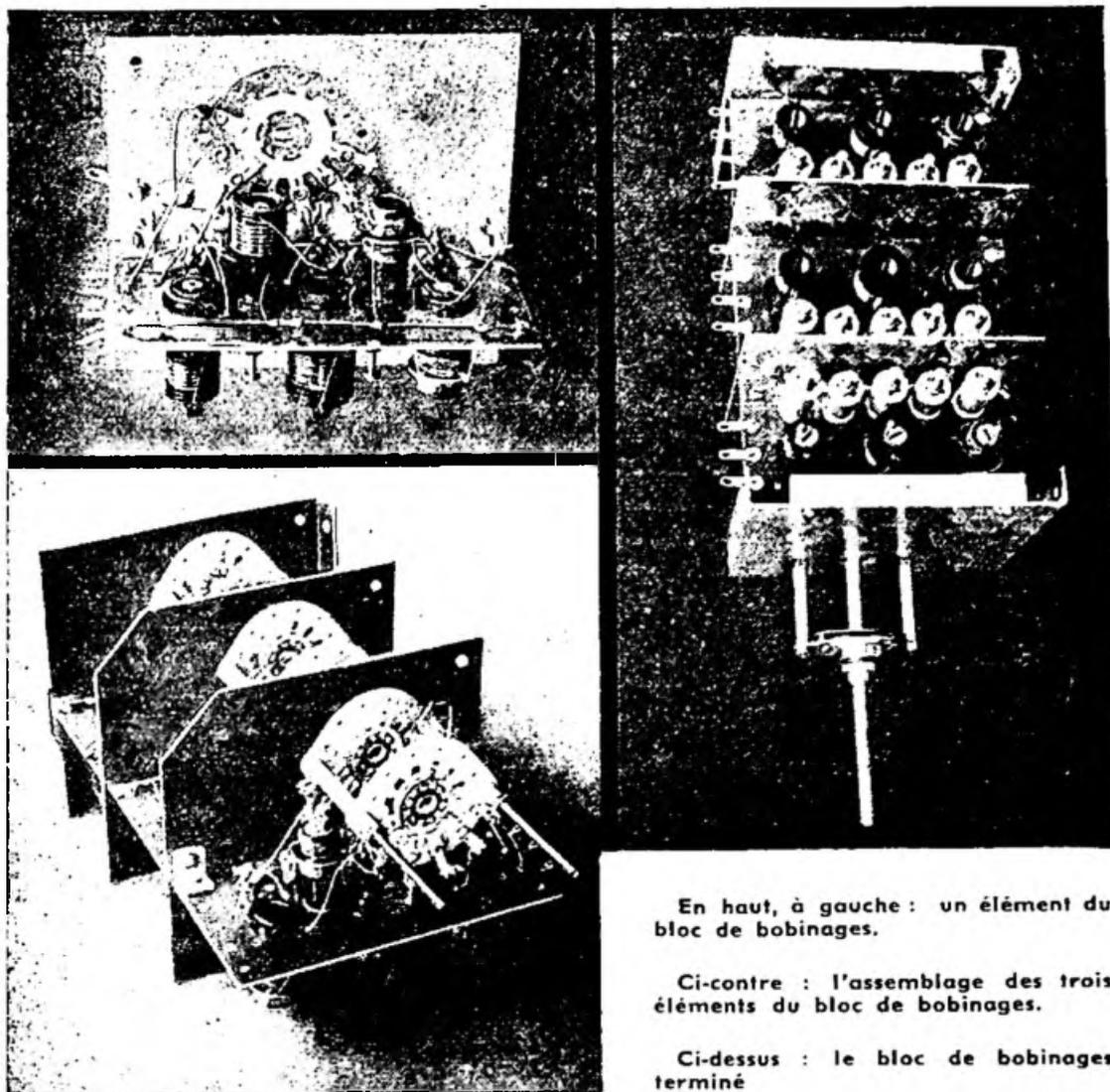


Fig. 5-1. — Gammes d'ondes couvertes à l'aide du bloc de bobinages.



En haut, à gauche : un élément du bloc de bobinages.

Ci-contre : l'assemblage des trois éléments du bloc de bobinages.

Ci-dessus : le bloc de bobinages terminé

peut nuire à la longévité de cet organe, tout en rendant sa manœuvre d'une dureté inadmissible (du fait du nombre de galettes commandées). La stéatite n'était aucunement nécessaire. Nous avons choisi, pour notre bloc, un commutateur *Jeanrenaud*, isolé sur frérencite, répondant parfaitement à nos desiderata et dont les contacts argentés sont irréprochables.

Les bobines doivent être à l'abri de toute déformation (condition essentielle de stabilité des réglages), et, pour cela, nous avons adopté, pour les trois gammes d'ondes les plus courtes, des mandrins filetés, en polystyrène (*L.I.P.A.*), munis d'une vis magnétique permettant le réglage de l'inductance, tandis que celui de la capacité au départ est assuré par des ajustables à air (*C.O.P.R.I.M.*) de 60 pF.

A chaque compartiment du bloc, les mandrins sont fixés sur une plaquette de frérencite de 57×105 mm (épaisseur : 1 mm), et l'emploi d'un matériau *non métallique* présente ici la plus grande importance. En effet, lors du réglage de l'inductance, l'une des extrémités de la vis magnétique peut venir occuper une place la situant près du point de fixation du mandrin sur la plaquette (où l'engageant même quelque peu dans le trou de cette dernière). Si la plaquette était métallique, le trou servant à la fixation du mandrin *se présenterait comme une spire métallique en court-circuit, couplée à la vis magnétique*. Nous n'avons pas besoin d'insister, et c'est pourquoi l'emploi d'un matériau *isolant* sera de rigueur pour confectionner les plaquettes. Sur chacune de ces dernières, les bobinages correspondant aux cinq gammes seront alternativement montés sur une face et sur l'autre. De cette manière, l'encombrement se trouvera réduit sans qu'interviennent de couplages gênants entre bobines. De plus, les galettes commutant les circuits

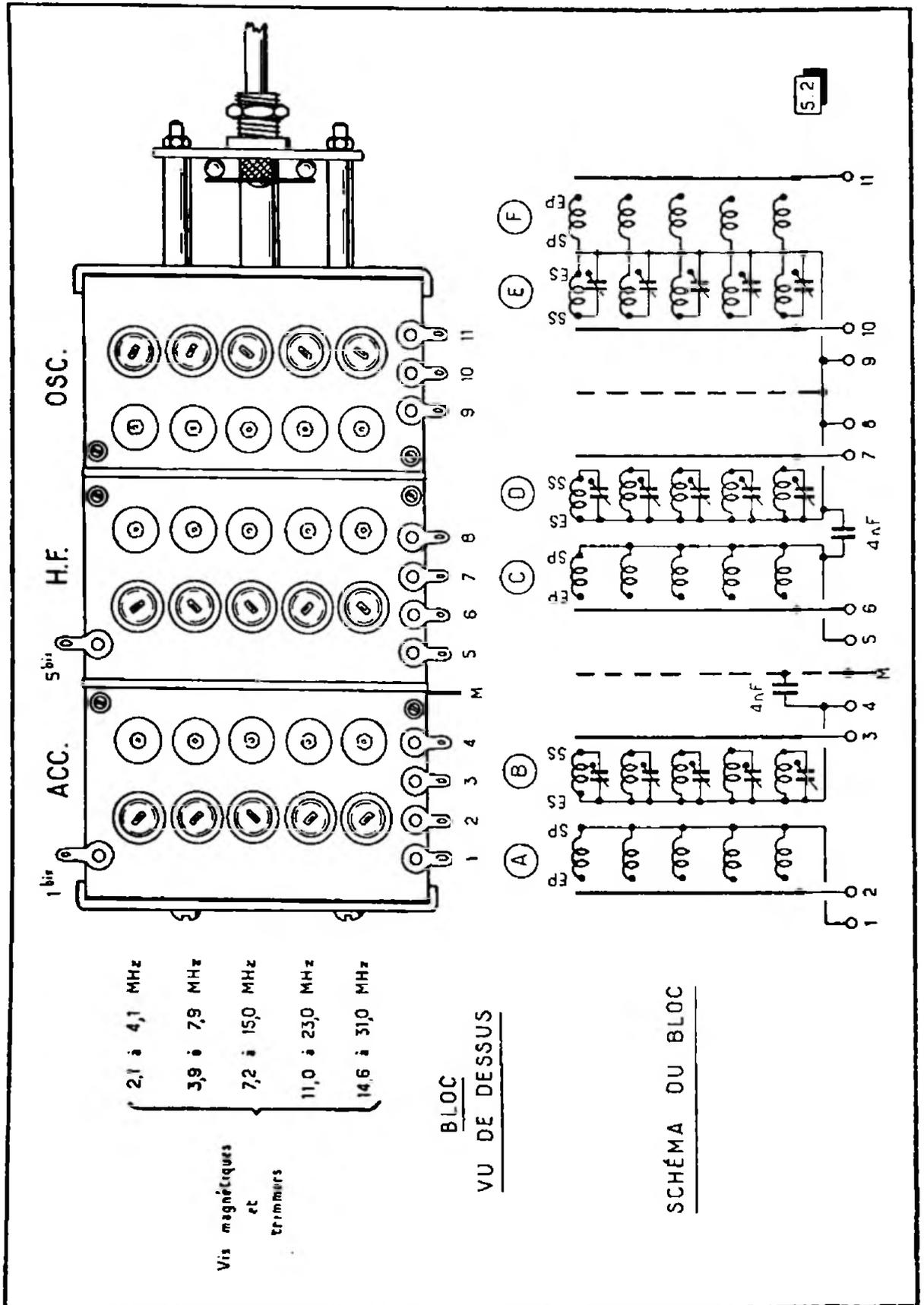


Fig. 5-2. — Schéma et disposition pratique du bloc de bobinages.

accordés par les condensateurs variables sont munies d'un dispositif assurant le court-circuit des enroulements non utilisés.

Entre les trois sections du bloc (couplage antenne, couplage H.F. oscillation), des blindages (en aluminium) garantiront la séparation des étages.

En raison des usages multiples auxquels ce bloc sera capable de satisfaire, son premier compartiment est conditionné de manière qu'il soit possible d'appliquer à la grille de la lampe H.F., la tension de C.A.V. Il est préférable d'écarter cette disposition au second compartiment (attaque de la grille de la lampe changeuse de fréquence), l'action de la C.A.V. à ce niveau risquant de provoquer un glissement de la fréquence de l'oscillateur, dans le cas de l'emploi d'une lampe multiple en changeuse de fréquence.

GAMMES	Couplage antenne à grille H.F.		Couplage H.F. à changement de fréquence		Section oscillatrice pour M.F. 1610 kHz		Section oscillatrice pour M.F. 455 kHz	
	A	B	C	D	E	F	E	F
28 MHz (14,6 à 31 MHz)	2 (d)	5	4 (d)	5	4	3 1/2 (t)	4	3 1/2 (t)
21 MHz (11 à 23 MHz)	3 (d)	7	5 (t-d)	7	5	4 1/2 (d)	6	4 1/2 (d)
14 MHz (7,2 à 15 MHz)	4 (d)	9	7 (d)	9	6	4 1/2 (d)	7	5 1/2 (d)
7 MHz (3,9 à 7,9 MHz)	8	20	15	20	15	13	15	14
3,5 MHz (2,1 à 4,1 MHz)	14	38	28	38	25	20	32	25

Au troisième compartiment, les bobinages sont établis pour le classique oscillateur « à plaque accordée ». Si l'on prend bien le soin d'écarter tout condensateur céramique du montage (en raison du coefficient de température de ces accessoires), et si l'on respecte tous les détails du schéma, *une remarquable stabilité en fréquence sera assurée.*

La constitution générale du bloc est représentée par la figure 5-2 et les caractéristiques détaillées des bobinages sont notées ci-dessus (nombre de tours de chacun des enroulements).

Tous les enroulements tournent dans le même sens.

Pour les deux premières gammes, il sera fait usage de carcasses de 14 mm de diamètre, filetées au pas de 1,25 mm. Les enroulements B et D seront débutés par l'extrémité SS (fig. 5-3), à l'aide de fil nu de 0,6 mm. Leur fin passera par un trou percé dans la

Fig. 5-3. — Mode d'exécution des bobines sur carcasse filetée.

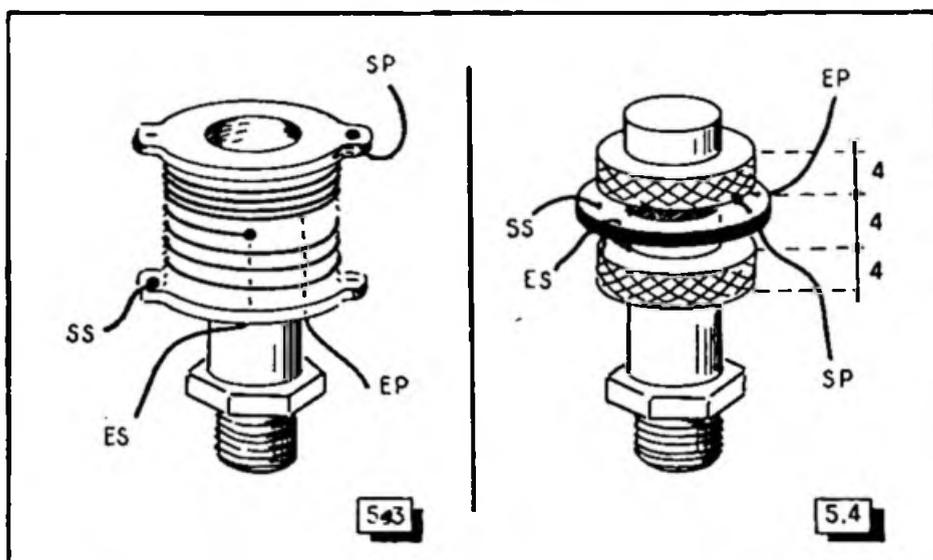


Fig. 5-4. — Mode d'exécution des bobines en nid d'abeille sur le mandrin lisse.

carcasse, pour revenir en ES, entre celle-ci et le mandrin tubulaire central. Sans espacer, on poursuivra par A ou C (fil de 0,25 mm, sous une couche de soie ou de nylon) dont le départ SP s'effectuera par un autre trou percé dans la même gorge et l'on arrêtera le fil en EP. Les spires seront *doublées* ou *triplées* dans une gorge, selon les indications (*d*) ou (*t*) figurant dans le tableau.

Aux bobines oscillatrices, le fil de 0,25 mm (sous une couche soie) de l'enroulement d'entretien F, sera fixé par une fine soudure au fil de 0,6 mm, avant son passage dans le trou le conduisant à ES, et l'enroulement sera poursuivi dans la même gorge.

L'exécution sera la même pour la troisième gamme, à cette différence près que la carcasse aura un diamètre de 18 mm et que son filetage présentera un pas de 0,9 mm.

Pour les deux dernières gammes (3,9 à 7,9 et 2,1 à 4,1 MHz) les bobines seront exécutées en nid d'abeille (fig. 5-4).

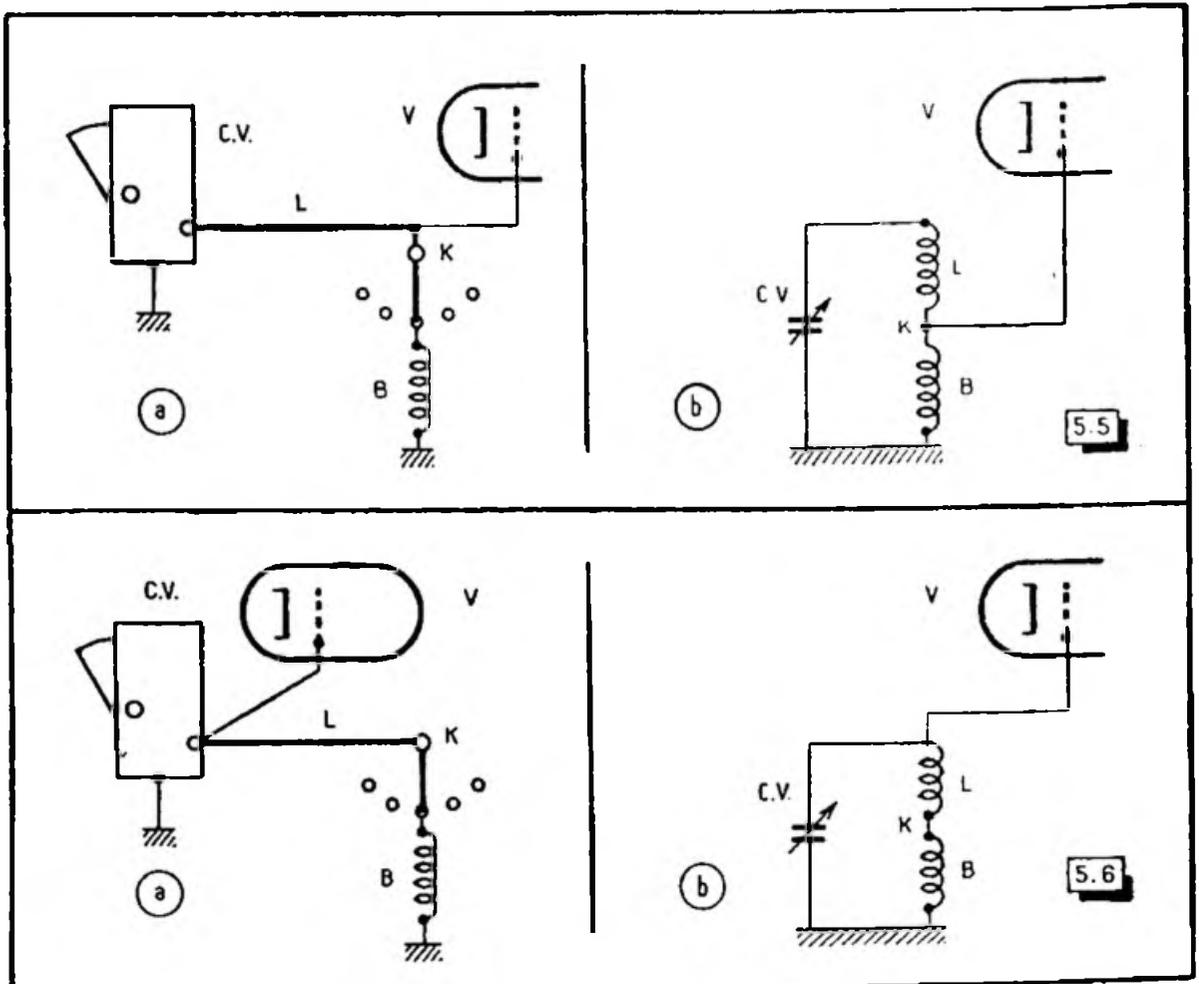


Fig. 5-5. — Si l'on connecte la grille de la lampe V au commutateur K, ainsi qu'on le voit en a, on ne lui applique qu'une partie de la tension H.F. disponible aux bornes de CV, comme le prouve le schéma b.

Fig. 5-6. — Par contre, si l'on établit les connexions comme en a, l'inductance de la connexion L s'ajoute à celle de la bobine B et la grille de la lampe profite de toute la tension H.F. aux bornes de CV (b).

Une rondelle de bakélite intercalée entre les deux enroulements, et percée de quatre trous, permettra l'arrêt des entrées et sorties du fil; les bobines seront garanties contre les actions extérieures par une imprégnation de cire diélectrique jaune.

Les photographies accompagnant ce chapitre montreront les dispositions pratiques que nous avons adoptées.

Toutes les bobines A et B seront munies d'une vis magnétique normale (avec son frein en liège).

Aux bobines *oscillatrices* C, on usera de *demi-vis magnétiques*, sauf pour l'oscillatrice 3,5 MHz destinée à fonctionner avec une M.F. de 455 kHz, où l'on mettra une vis magnétique *entière*.

Dans le tableau des caractéristiques nous avons fait figurer celles des bobines oscillatrices, pour deux premières fréquences de conversion : 1610 et 455 kHz. Si l'on monte un récepteur pour les seules bandes amateurs étalées, aucune question ne se pose; il faut adopter la formule 1610 kHz, afin d'assurer la meilleure rejection de la fréquence image.

Pour une couverture générale, sans trou, de la bande de 2 à 31 MHz, la méthode du double changement de fréquence présente un inconvénient. Le second changement de fréquence fait appel à une oscillation locale de $1610 + 455 \text{ kHz} = 2065 \text{ kHz}$. Cette oscillation s'accompagne forcément de sa série d'harmoniques : 4130, 6195, 8260, 10 325, 12 390, 14 455, 16 520, 18 585, 20 650, 22 715, 24 780, 26 845, 28 910, 30 975... Ces dernières, du fait de leur génération dans le récepteur lui-même, seront toujours captées par le circuit d'entrée et s'échelonneront sur le cadran, à la manière d'ondes porteuses non modulées. Si l'on considère ce fait comme un inconvénient, l'unique solution est de réaliser un montage à simple changement de fréquence (sur 455 kHz), quitte à subir parfois la gêne d'une image de fréquence.

Dans le cas du double changement de fréquence et de la réception des seules bandes amateurs, on voit que grâce au choix des fréquences successives 1610 et 455 kHz, aucune autre harmonique que la quatorzième de 2065 kHz, soit 28 910 kHz, ne tombe dans les bandes réservées aux amateurs.

L'encombrement du bloc sera de 170 mm entre ses flasques avant et arrière, 110 mm de large et 100 mm de haut.

Ajoutons encore que les circuits d'entrée (A), connectés ainsi que l'indique la figure 5-2, permettront à volonté le fonctionnement du récepteur sur une antenne ordinaire (la prise A_2 étant réunie à la masse) ou sur une antenne à descente bifilaire (entre A_1 et A_2).

Bien réalisé selon les indications que nous venons de donner et monté conformément à celles qui vont suivre, à l'occasion de plusieurs réalisations, ce bloc peut donner des résultats remarquables en tous points : extrême sensibilité, souffle fort réduit, très grande stabilité en fréquence.

L'association du bloc de bobinages, des condensateurs variables et des lampes

On a toujours insisté sur la nécessité d'établir *des connexions courtes* dans les circuits H.F. d'un récepteur. Il est certain, par exemple, que devant les 5 tours de fil d'une bobine destinée à la bande 28 MHz, toute longueur de connexion risque de n'être pas négligeable.

Cependant, l'encombrement du matériel, ainsi que diverses considérations pratiques (disposition des organes, symétrie dans certaines commandes sur le panneau avant, etc.), obligent assez souvent à prévoir des connexions moins courtes qu'on l'aurait souhaité. Sans pour cela conseiller d'allonger les fils à plaisir, nous allons examiner une méthode grâce à laquelle on réduira dans de grandes proportions les pertes de rendement provoquées par la longueur des connexions.

Soit la disposition de la figure 5-5 a, où le fil allant à la grille de la lampe V est branché au commutateur K, un autre conducteur K-CV joignant par ailleurs le commutateur K au condensateur CV. Or, *cette dernière longueur de fil présente une inductance L*, et tout se passe comme si la prise K se trouvait pratiquée en un point intermédiaire de la bobine (fig. 5-5 b). Il en résulte que la grille de la lampe n'est soumise qu'à une fraction de la tension H.F. existant aux bornes du condensateur variable CV.

Au contraire, si l'on raisonne en se disant que, s'il existe d'irréductibles longueurs de fil, la meilleure façon de les accepter est de les incorporer dans l'inductance globale du circuit, on en viendra à la disposition d'organes figurée en 5-6 a, où la grille de la lampe V est branchée à la prise des lames fixes de CV. Ainsi, l'inductance de L s'ajoute

à celle de B, et la grille de la lampe *profite de la totalité de la tension H.F. aux bornes du circuit accordé*, c'est-à-dire à celles de CV.

On pourrait croire qu'il s'agit là d'un « petit détail », mais c'est grâce à de telles précautions que l'on augmente notablement la sensibilité d'un récepteur sur ses bandes d'ondes les plus courtes.

A propos de « l'impédance d'entrée » du bloc

On nous a déjà demandé quelle était *l'impédance d'entrée* d'un bloc de bobinages, ou si celui-ci était prévu pour se trouver branché à une ligne de transmission de 72 ou 300 ohms.

Ces questions semblent relever de la plus pure technique mais, en réalité, elles prouvent beaucoup d'incompréhension !

Bien entendu, les circuits A et B de la figure 5-2 forment *un transformateur* auquel on peut réserver le rôle d'adaptateur d'impédance, comme à tout transformateur de liaison. D'un côté, il y a *l'impédance du circuit de grille* de la lampe, laquelle est surtout *une réactance capacitive* (capacité d'entrée de grille de la lampe et capacités résiduelles diverses) puisque du fait de la polarisation négative de cette grille, celle-ci n'offre aucune conductibilité. Cette impédance étant ainsi de la forme $Z = 1/C\omega$, avec $\omega = 2\pi F$, se montrera *variable selon la fréquence*. Telle adaptation obtenue par le choix des nombres de tours en A et en B, pour une fréquence donnée, *ne sera plus valable pour une autre fréquence*.

D'un autre côté, la fixation d'une impédance de ligne de transmission à deux conducteurs (par exemple, de 75 ou de 300 ohms), laisse penser que l'antenne *sera du type doublet*. On dit toujours qu'une antenne doublet ordinaire, c'est-à-dire un fil coupé en son milieu, présente en ce dernier point une impédance purement résistive de l'ordre de 75 ohms, ou qu'une antenne « repliée » (« folded » ou « trombone »), montre, à sa coupure médiane, une impédance (purement résistive) voisine de 300 ohms.

Mais encore faut-il ne pas oublier que ces résultats sont uniquement atteints *au moment du cas spécial où l'antenne vibre en demi-onde*.

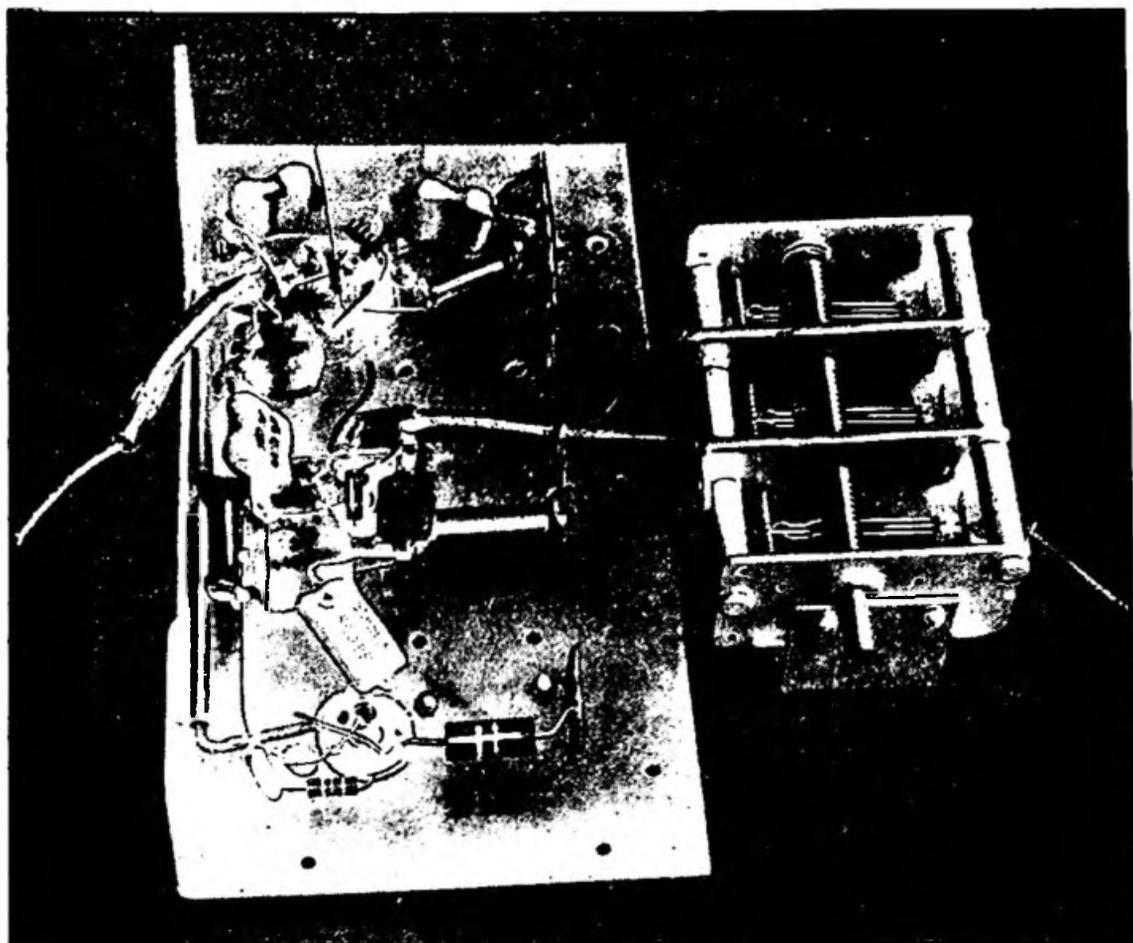
Or, nous ne nous trouvons pas ici dans le cas de la réception de la télévision ou de a modulation de fréquence, autrement dit *d'une fréquence unique pour une antenne donnée* (auquel cas l'adaptation des impédances est profitable, cela va de soi). Bien au contraire, en matière de réception d'ondes courtes, nous allons passer d'une bande d'ondes à une autre... et l'antenne ne présentera son impédance purement résistive de 75 ou de 300 ohms, *que sur sa seule fréquence de vibration en demi-onde !* En dehors de celle-ci, l'impédance prendra un caractère complexe, *avec des termes réactifs* (inductifs ou capacitifs) *changeants*, et nulle idée d'une possibilité d'adaptation d'impédance avec la ligne de transmission ne demeure valable.

Il est donc parfaitement ridicule de vouloir assurer, au bas de la ligne de transmission, une adaptation d'impédances qu'il est *impossible de maintenir à sa jonction avec l'antenne, sur toute la gamme des fréquences à recevoir*.

Le récepteur étant amené à devoir travailler sur des antennes diverses, on se contentera de rechercher, pour l'enroulement A, le meilleur compromis, c'est-à-dire celui qui procurera une transmission d'énergie H.F. substantielle, d'une « antenne moyenne » au premier circuit accordé, sans pour cela amortir ce dernier au point que sa courbe de résonance ne présente plus de maximum nettement perceptible au moment des opérations d'alignement. Ce meilleur compromis a déjà été recherché par nous et les résultats en figurent dans le tableau des bobinages du bloc.

Les convertisseurs pour ondes courtes

La construction d'un récepteur de trafic ne pose pas que des problèmes techniques à l'amateur-émetteur soucieux de bien s'équiper. En effet, une telle réalisation groupe



La plaquette à lampes vue de dessous et le condensateur variable 3x20 pF.

au moins une douzaine de lampes, des accessoires nombreux, dont certains ne sont pas de prix négligeable (filtre M.F. à quartz, quartz oscillateur du second changement de fréquence, galvanomètre du « S-mètre », etc.). Des préoccupations d'ordre budgétaire peuvent ainsi se trouver mêlées à la technique et influencer fâcheusement sur elle, en conduisant l'amateur-émetteur (et surtout le débutant !) vers des solutions incapables de jamais lui donner de résultats sérieux.

C'est pourquoi, à ceux qui n'ont pas la possibilité de monter d'emblée un récepteur de trafic complet, nous proposerons la solution du *convertisseur*. Cet appareil comprendra les quatre premiers étages d'un récepteur de trafic, *assemblés ainsi qu'ils le seront dans ce dernier*, et que l'on couplera provisoirement à l'entrée d'un quelconque récepteur susceptible d'être accordé sur 1610 kHz.

Grâce à cette combinaison, on obtiendra *immédiatement* un ensemble récepteur *sensible, soufflant très peu*, ne donnant pas d'images de fréquence, sélectif autant que le récepteur auxiliaire l'est lui-même et assurant *un excellent étalement des bandes-amateurs*.

Ainsi que le montrera la suite de nos descriptions, il sera facile de compléter ultérieurement le convertisseur, afin d'en faire un récepteur de trafic autonome, auquel rien ne manquera, et l'amateur débutant aura réussi à s'équiper progressivement, de la manière la plus rationnelle, sans avoir mis de matériel au rebut !...

Ajoutons que le convertisseur constitue encore la solution logique pour les amateurs ayant acheté aux surplus quelque récepteur d'armée, dont les gammes ne comprennent pas les bandes 21 et 28 MHz et dont la sensibilité a volontairement été réduite afin d'éviter les brouillages en provenance d'autres réseaux un peu éloignés, travaillant sur la même fréquence. Il suffit que ces récepteurs soient capables d'être accordés sur 1610 kHz, pour que le convertisseur puisse être relié à leurs bornes « antenne » et « terre ».

La construction d'un convertisseur

Nous appliquerons les conseils donnés depuis le début de ce chapitre, à la réalisation mécanique du convertisseur. La disposition figurée en 5-7 se révèle avantageuse à de nombreux titres, tant pour les connexions courtes qu'elle autorise, que pour l'emplacement des commandes permettant, notamment, d'installer le cadran du récepteur au milieu du panneau avant.

Les photographies de la plaquette aux lampes, L_1 , L_2 , L_3 , et du convertisseur, nous dispensent de longs commentaires. Nous en viendrons au schéma général de la figure 5-8.

Si l'on ne reprend pas de branchement sur le circuit de C.A.V. du récepteur, la prise 4 du bloc de bobinages sera mise à la masse et l'on fera, de même, le retour direct du secondaire de MF_1 à la masse.

En raison du *recul de grille* de la lampe ECC 81, plus réduit que celui des lampes amplificatrices M.F. à pente variable, on se conformera aux détails du schéma concernant la liaison de la cathode du premier élément de la lampe ECC 81 à la résistance variable de 10 000 ohms commandant le « gain H.F. et M.F. ». Nous remarquerons encore que le transformateur MF_2 (1610 kHz) comporte un secondaire à basse impédance (non accordé), en vue d'un branchement aux entrées « antenne » et « terre » du récepteur.

Ce dernier pourrait encore être attaqué par la grille de sa première lampe. Dans ce cas, il faudrait employer en MF_2 , un transformateur identique à MF_1 , avec *secondaire accordé* (prévu pour couplage à une grille).

L'équipement en lampes indiqué par la figure 5-8 est pratiquement fort avantageux. Cependant, les remplacements admissibles sont ceux de L_1 , ECC 81, par 6 BQ 7 A (sans changement de valeurs), de L_2 , EF 42, par EF 80 ou par 6 BA 7, pour laquelle la résistance de cathode sera seulement de 70 ohms, et celle d'écran de 22 000 ohms. La grille d'entrée de la 6 BA 7 est G_3 , tandis que l'oscillation locale doit être injectée sur G_1 . Le schéma ne subit pas d'autre modification pour L_2 , ni pour L_3 , le tube EF 41 étant remplaçable par EF 92, EF 89.

Tous les condensateurs fixes seront de bons modèles au mica.

Le circuit de chauffage de l'appareil sera câblé « à deux fils », solution *toujours préférable*, qu'il s'agisse de l'usage en convertisseur ou pour le récepteur.

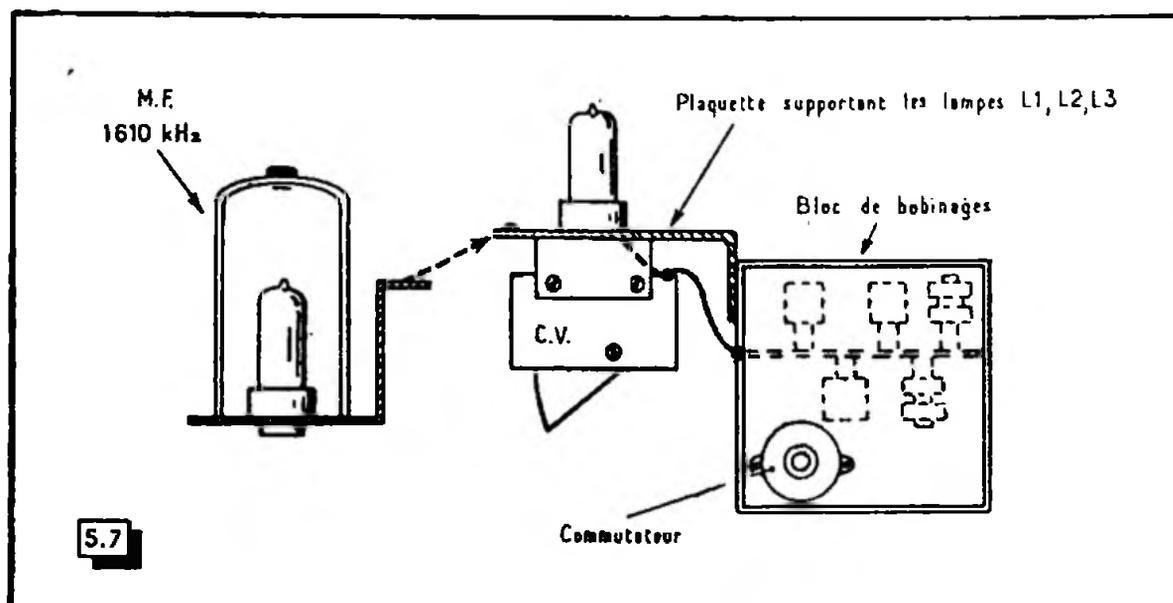
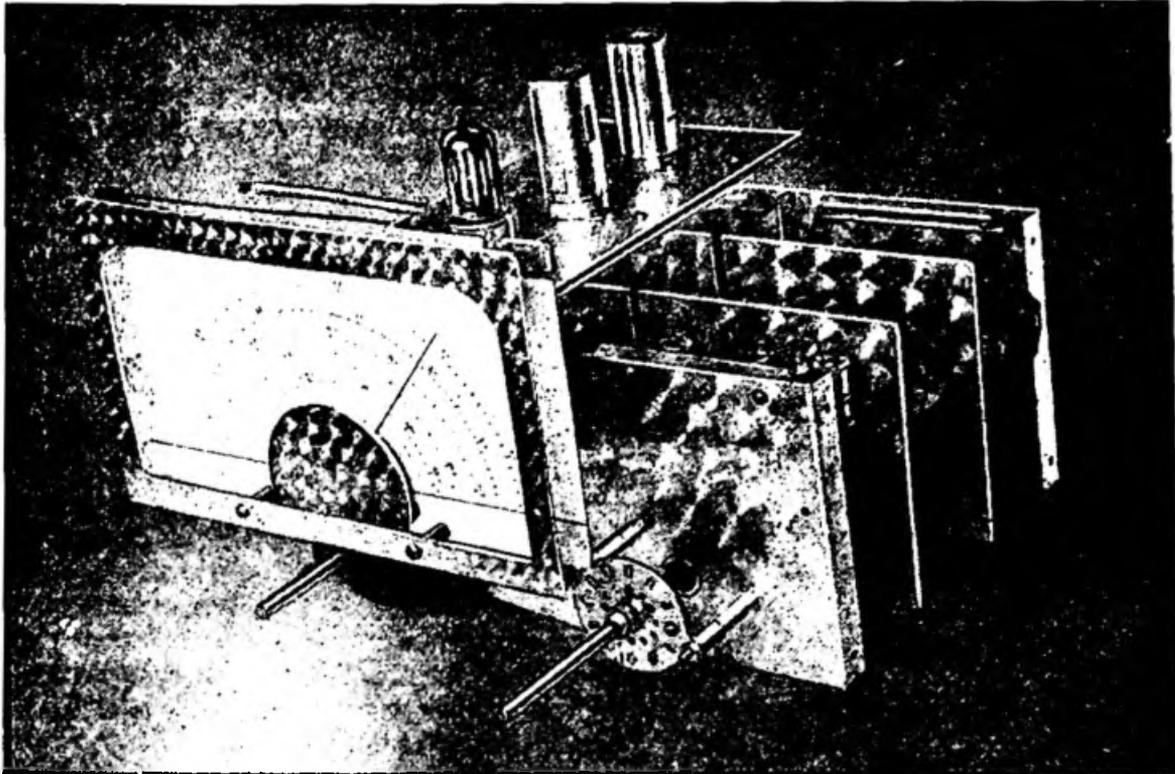


Fig. 5-7. — L'assemblage pratique du bloc de bobinages, du condensateur variable et de la plaquette à lampes. On remarquera (en trait gras) les courtes connexions allant aux grilles des lampes. Pour l'usage en convertisseur, il est possible d'ajouter un étage amplificateur M.F. 1610 kHz, monté sur un petit châssis latéral et figuré à gauche du premier.



Un convertisseur pour bandes amateurs, 3, 5, 7, 14, 21, 28 MHz.

L'alignement du convertisseur

Deux appareils de mesure seront particulièrement précieux pour les opérations d'alignement du convertisseur et l'étalonnage de son cadran : un générateur H.F. et un standard de fréquence à quartz 100 kHz.

Le convertisseur étant relié au récepteur, on accordera celui-ci sur 1610 kHz, de même que les transformateurs MF_2 et MF_1 (en remontant de MF_2 jusqu'au primaire de MF_1). Durant cette opération, on court-circuitera le condensateur variable d'oscillation CV_3 . Ensuite, ayant supprimé ce court-circuit, on « calera » les bandes étalées sur le cadran du convertisseur en agissant sur les organes de réglage de la section oscillatrice.

Dans le cas de la réception des seules bandes amateurs, il existe une petite « astuce » permettant d'étaler plus ou moins chacune d'elles sur le cadran. Quelle que soit la position d'un trimmer d'oscillation, la *différence* entre les deux valeurs de capacité C_{max} et C_{min} (pour les positions extrêmes des condensateurs variables) *demeure constante*. *Mais le rapport C_{max}/C_{min} est plus grand avec une faible capacité au trimmer que si celui-ci est à son maximum.*

Aux bandes où nous voudrions *forcer l'étalement*, il suffira, de ce fait, *d'augmenter la valeur du trimmer*, tout en rattrapant l'accord par *diminution de l'inductance* (c'est-à-dire en sortant progressivement la vis magnétique de la bobine correspondante).

Chaque bande étant ainsi en bonne place sur le cadran du convertisseur, on s'occupera des compartiments d'antenne et de couplage H.F.

Pour un réglage voisin de l'extrémité *haute* (en fréquence) d'une bande, on accordera les trimmers de ces compartiments. Puis on passera sur une station située vers l'extrémité *basse* (en fréquence) de la même bande et l'on vérifiera si l'accord optimum de chacun des trimmers change. Si l'on doit alors *augmenter* la valeur du trimmer, il faudra faire progresser la vis magnétique de la bobine correspondante, *de manière à l'y enfoncer*,

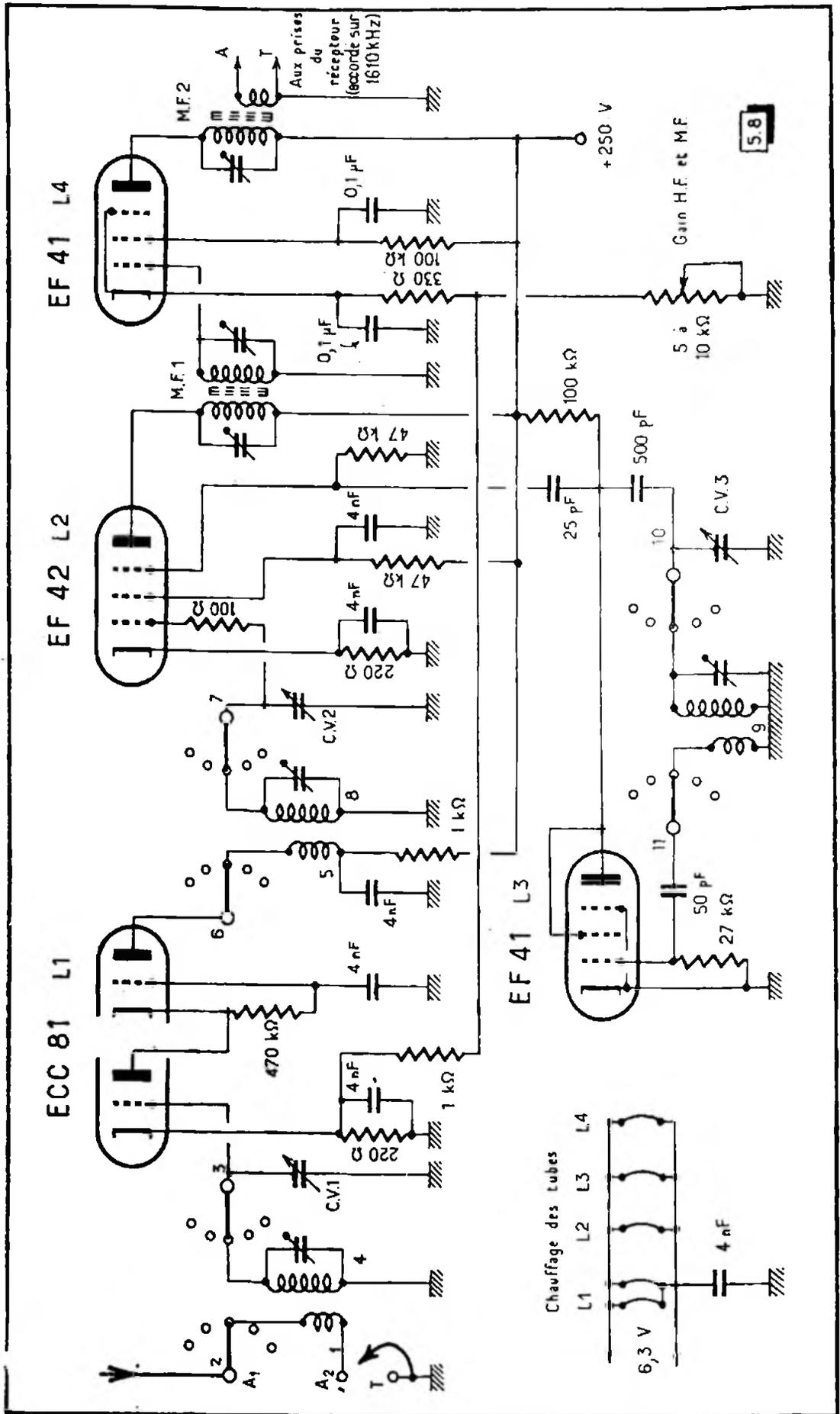


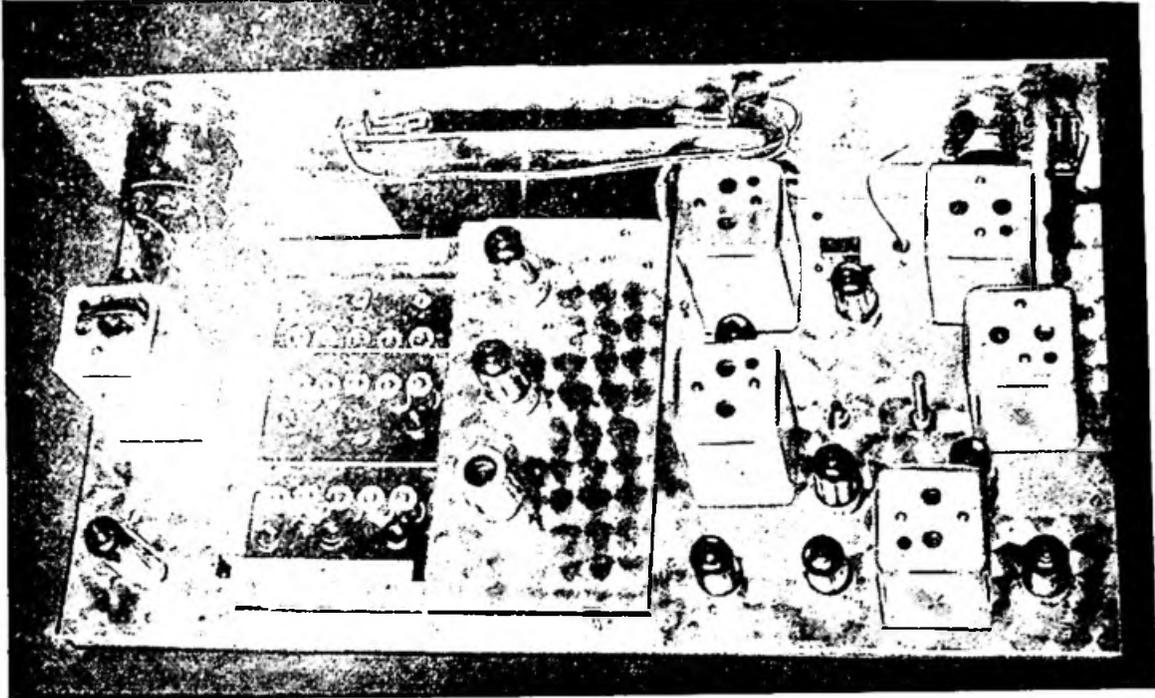
Fig. 5-8. — Schéma du convertisseur. Les points de branchement au bloc (notés de 1 à 11) correspondent aux indications de la figure 5-2.

et l'on reprendra les mêmes vérifications sur les trimmers de ces deux compartiments, en haut et en bas de la gamme considérée. Si l'on avait dû *diminuer* la valeur du trimmer, on aurait évidemment agi sur la vis magnétique *en tendant à la sortir de la bobine*.

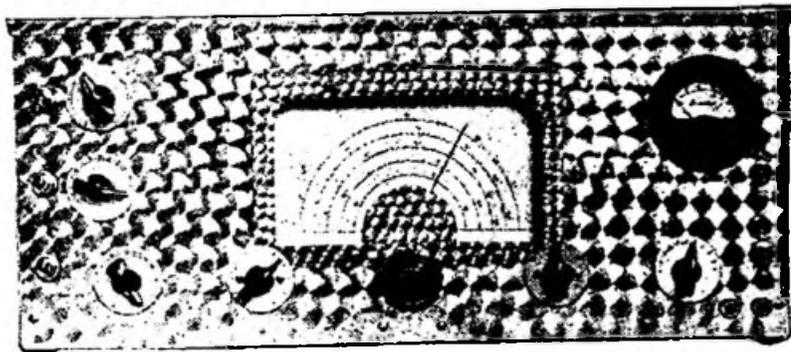
Quand l'alignement sera parfait, le réglage de chacun des trimmers sera le même en haut et en bas d'une même gamme.

La construction d'un récepteur de trafic

Ainsi que nous l'avons mentionné plus haut, le convertisseur constitue une première étape sur le chemin menant à la construction d'un récepteur de trafic complet.



Ci-dessus : l'intérieur du récepteur de trafic.



Ci-contre : la façade du récepteur de trafic.

Nous n'avons donc plus à revenir sur cette partie du schéma et nous en reprendrons très simplement la suite, à partir du transformateur MF_1 (1610 kHz) sur lequel nous allons, à présent, faire agir le circuit de C.A.V. puisque celui-ci parcourt le récepteur.

La répartition des étages amplificateurs de la « chaîne M.F. » est celle qui nous a donné les meilleurs résultats d'ensemble, après essais sur plusieurs prototypes (c'est-à-dire la meilleure sensibilité pour un minimum de souffle). Elle comprend un étage amplificateur sur 1610 kHz, L_4 , et un étage second changeur de fréquence L_5 , par triode hexode, dont un cristal de quartz 2065 kHz garantit la stabilité de la fréquence d'oscillation locale. On trouve ensuite un étage amplificateur sur 455 kHz, puis les habituels circuits de détection diode et de C.A.V.

On voit que la tension de C.A.V. destinée à l'étage H.F. L_{11} , est prélevée sur un diviseur de tension $220\ 000 + 220\ 000$ ohms.

Tous les *circuits auxiliaires spéciaux* ayant été décrits au chapitre III, nous nous bornerons seulement à les mentionner au passage. L'étage limiteur de parasites correspond au montage *série-parallèle* recommandé. On retrouve le « S-mètre » avec sa lampe L_{12} et l'oscillateur de battement (lampe L_{11}); la prise de cathode de son bobinage est reliée par câble blindé au condensateur C_c (0,7 à 7 pF), assurant le couplage à la diode détectrice.

Les étages B.F. L_9 et L_{10} sont classiques. Il est bon de ne pas omettre le condensateur de 500 pF, entre la plaque de L_9 et la masse, car il dérive à celle-ci de possibles « résidus » de courants M.F. égarés jusque-là.

Les deux jacks de casque J_1 et J_2 fournissent l'audition au « casque seul » ou « casque et haut parleur ».

Ainsi que nous l'avons conseillé au chapitre II, il ne faut pas monter l'alimentation du récepteur à l'intérieur de celui-ci. On supprime ainsi une cause notable d'échauffement, avec toutes ses conséquences nuisibles à la stabilité en fréquence. Aussi, cette alimentation sera-t-elle réalisée sur un châssis séparé, selon le schéma de la figure 5-10. Nous indiquerons au chapitre suivant, une bonne méthode de connexion entre châssis.

Le câblage du circuit de chauffage des lampes étant toujours fait à *deux fils* (avec un seul « point masse » sur l'alimentation), aucun courant alternatif ne circulera dans le fil « masse à masse » joignant les deux châssis et servant aussi au retour des courants anodiques. Aucun ronflement ne risquera de s'introduire dans le récepteur par cette voie.

Le dernier condensateur de filtrage de l'alimentation (électrochimique 16 microfarads) ne doit pas être monté sur le châssis de celle-ci. On l'installera entre le + H.T. et la masse (de même qu'un condensateur au papier de 0,1 μ F) *sur le récepteur lui-même*. Ainsi, le « bouclage » vers la masse des retours de courants B.F., M.F. (et éventuellement H.F., en dépit des découplages spéciaux à ces circuits), s'effectuera *dans le récepteur*, sans que lesdits courants aient à « se promener » dans le cordon d'alimentation. On doit se souvenir que toute longueur de fil où coexistent plusieurs courants provenant de divers circuits peut provoquer *un couplage entre ces circuits avec l'apparition de phénomènes anormaux*.

Les figures 5-11 et 5-12, de même que les photographies du récepteur à double changement de fréquence situent bien les emplacements réservés aux divers éléments.

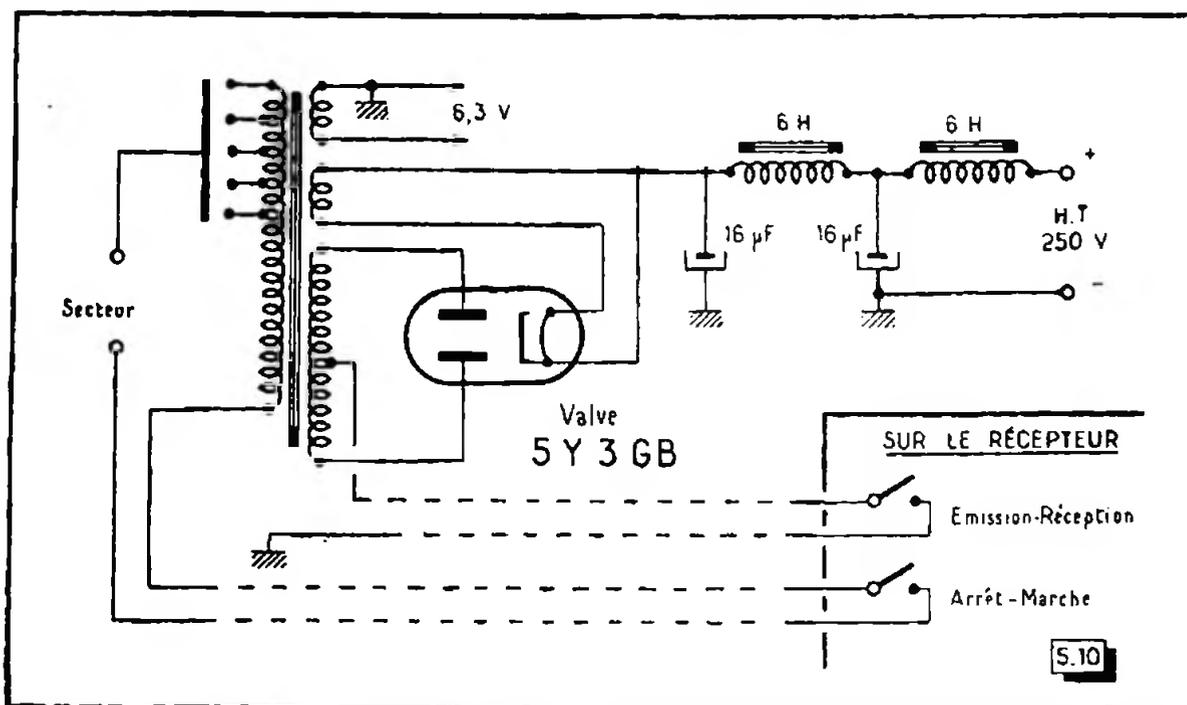
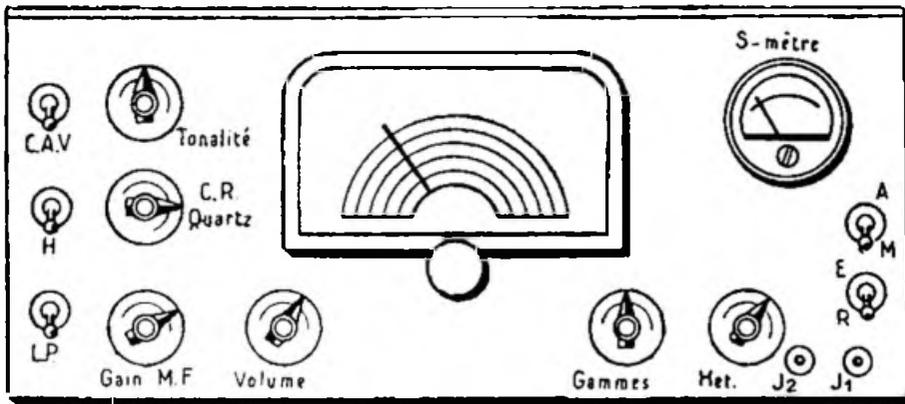
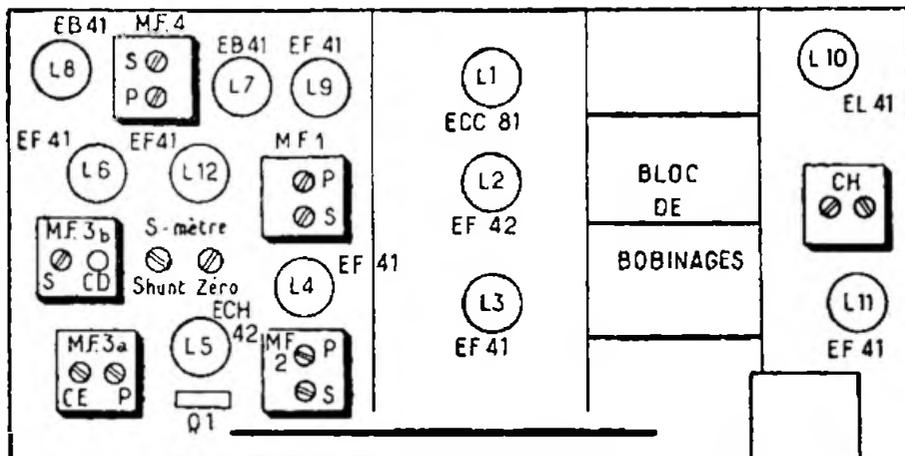


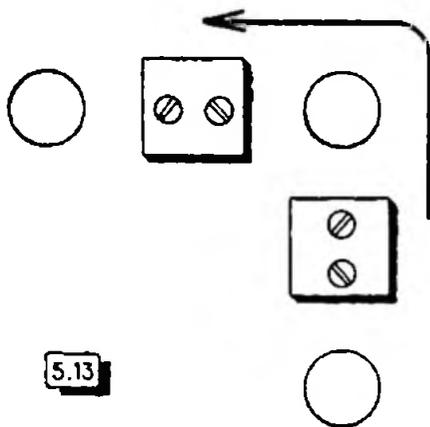
Fig. 5-10. — L'alimentation du récepteur est montée sur un châssis SÉPARÉ. Le transformateur est du type 2×300 V, 120 mA.



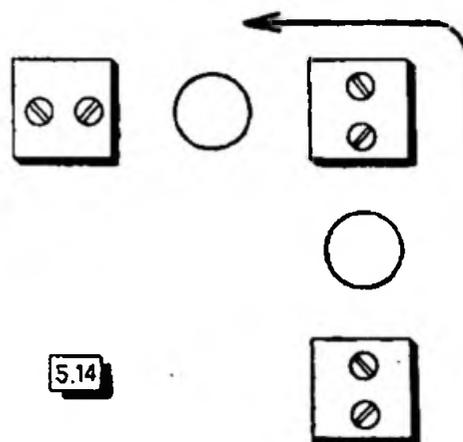
5.11



5.12



5.13



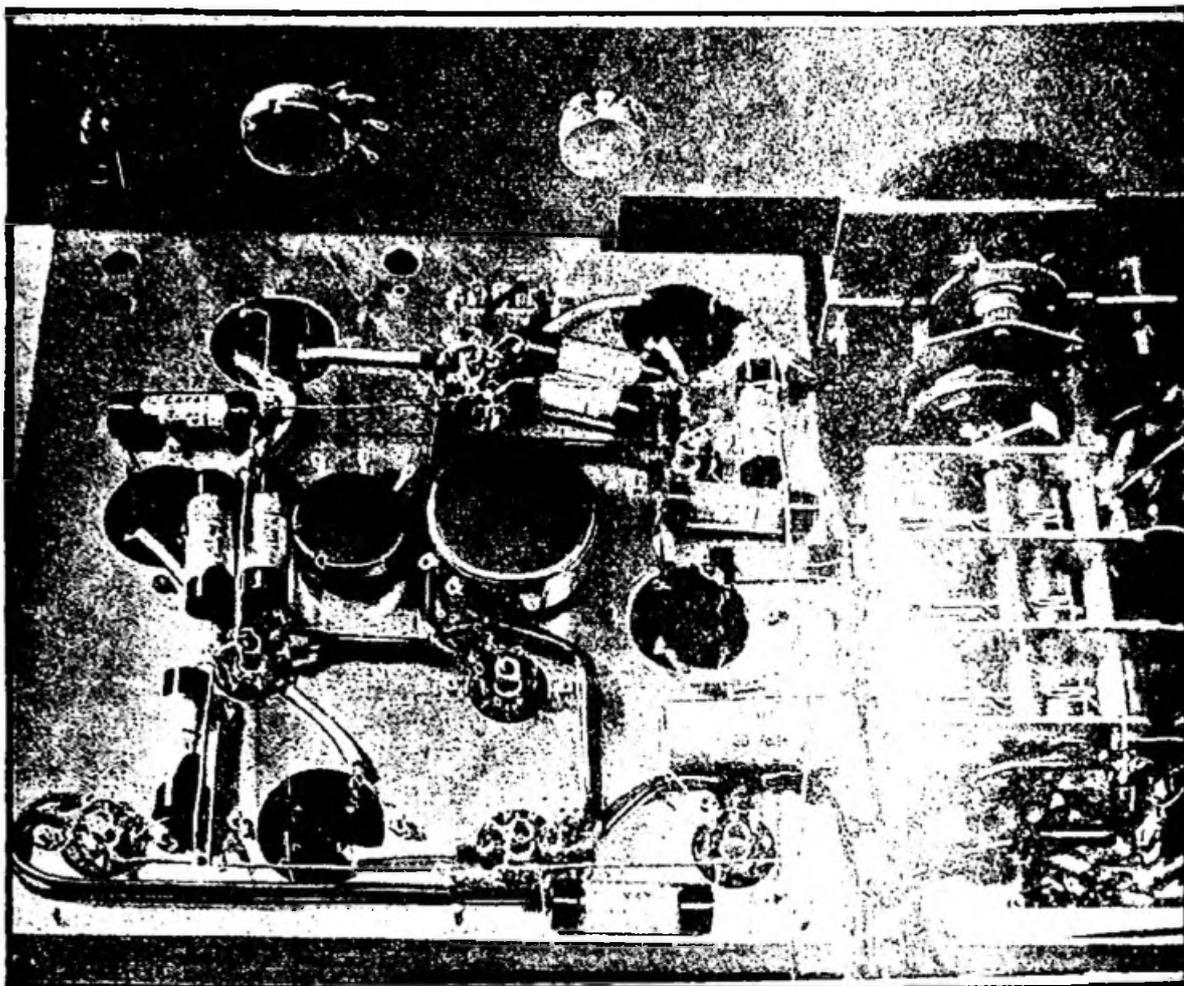
5.14

Fig. 5-11. — Détail des commandes à l'avant du récepteur.

Fig. 5-12. — Emplacement des organes à l'intérieur du récepteur.

Fig. 5-13. — Jamais il ne faut faire « tourner » une chaîne M.F., surtout sur une lampe, car les deux transformateurs M.F. s'en trouvent trop rapprochés.

Fig. 5-14. — Les risques seraient moindres en faisant « tourner » la chaîne M F sur un transformateur, un blindage électrostatique pouvant séparer les circuits des deux lampes.



La partie M.F. du récepteur, passage des connexions de chauffage et de masse.

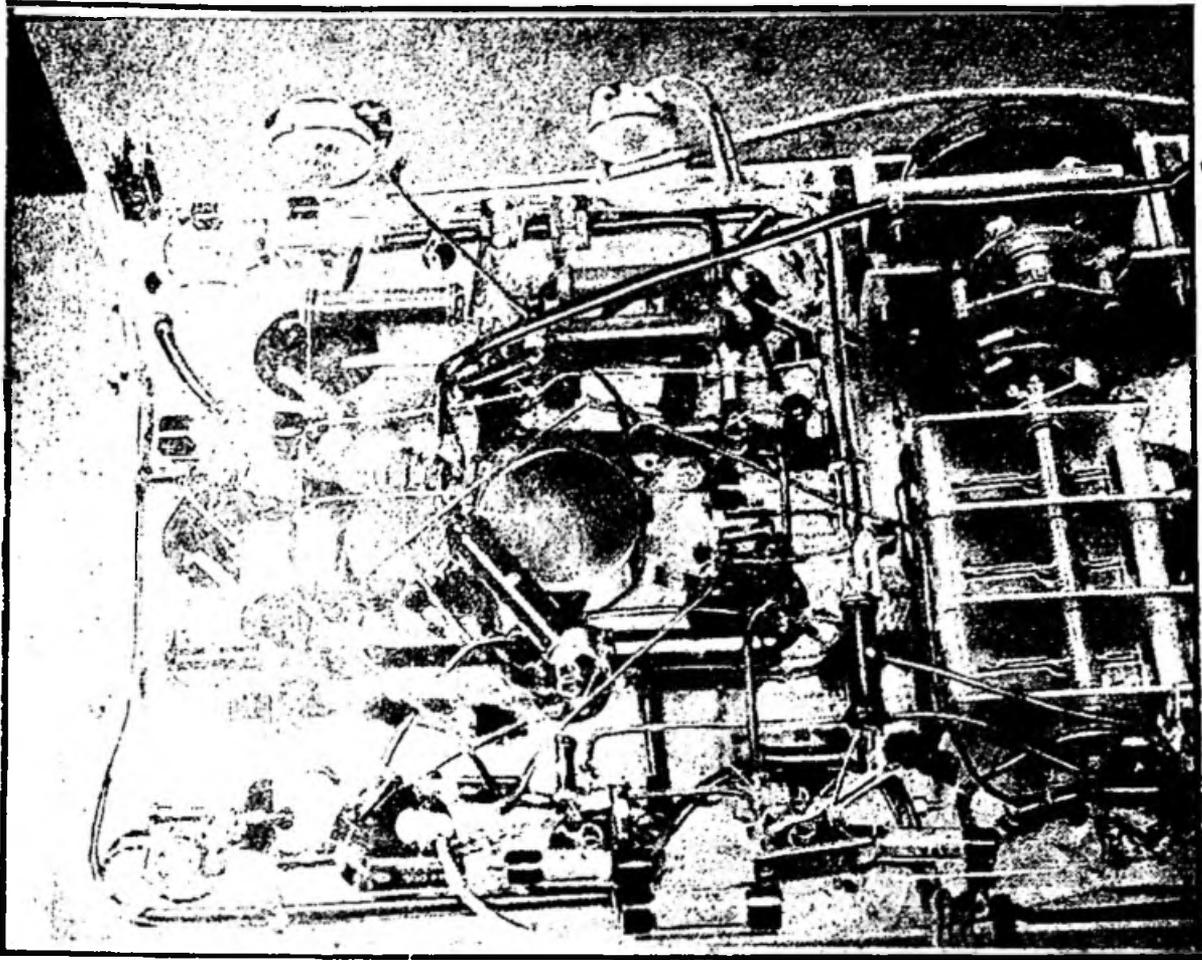
On voit que la séparation sur deux châssis latéraux des étages M.F. d'une part et, d'autre part, de l'étage final B.F. ainsi que de l'oscillateur de battement, permet de joindre une disposition très logique des organes, à la symétrie de la façade du récepteur.

Nous donnerons, au passage, quelques indications utiles, à l'intention de ceux de nos lecteurs aimant les réalisations personnelles.

Il faut éviter les « dispositions tournantes » dans une « chaîne M.F. » dont tous les transformateurs sont accordés sur la même fréquence. En particulier, celle de la figure 5-13, est très mauvaise comme *tournant sur une lampe*, ce qui rapproche deux transformateurs M.F., avec tous les risques d'auto-oscillation que cela comporte. En présence de l'obligation d'une telle disposition, celle de la figure 5-14, *tournant sur un transformateur*, serait à préférer, car il serait toujours possible de placer un blindage entre les circuits des deux lampes rendues voisines. Mais rien ne vaudra une « disposition rectiligne » des éléments de cette « chaîne M.F. ».

Mal réalisée, la connexion de C.A.V. introduit souvent des troubles dans le fonctionnement du récepteur (par couplage entre étages M.F.). Sur les schémas, on a l'habitude de la représenter ainsi que l'indique la figure 5-15, avec une résistance R_2 placée auprès de chacun des transformateurs M.F. Il faut bien se garder de procéder ainsi dans l'exécution, car la connexion de C.A.V., entre R_1 et R_2 (trajet figuré en trait gras), *canaliserait et distribuerait un peu partout les courants M.F. recueillis à la plaque de la dernière lampe amplificatrice M.F.*

Une bonne méthode pratique consiste (fig. 5-16), à placer la résistance R_2 *au départ même du circuit de C.A.V.* (c'est-à-dire à la plaque de la diode correspondante). Ainsi, seule la tension *continue* de commande de C.A.V. existera au sortir de R_2 .



La partie M.F. du récepteur terminée

Afin d'éviter tout risque de « courants M.F. baladeurs » empruntant la ligne de C.A.V. à partir de chacun des transformateurs M.F. (en dépit du condensateur de découplage), on ajoutera au pied de chacun de ceux-ci, une résistance de l'ordre de 10 000 ohms (R_3 sur la figure 5-16). Mais, la connexion de C.A.V. demeurant dangereuse à l'égard des couplages entre étages, *puisqu'elle est « bornée » en H.F. par les résistances terminales R_2 et R_3* , on lui procurera le découplage H.F. indispensable, à l'aide d'un condensateur au papier, de 25 nF, noté C sur la figure 5-16.

Nous avons déjà fait des réserves sur l'emploi, en amplificatrice M.F., de lampes présentant une trop grande pente. En dehors des remplacements possibles (et déjà signalés) pour L_1 , L_2 , L_3 , nous ne conseillerons, comme types de lampes susceptibles d'équiper les autres étages du récepteur, que :

1°) En L_4 , L_6 , l'EF 89 utilisée dans les conditions suivantes : la résistance de cathode sera de 330 ohms et l'on alimentera l'écran *par un pont* de deux résistances de 47 000 ohms (l'une de 2 watts, entre + H.T. et écran, l'autre de 1/2 watt, entre l'écran et la masse) ;

2°) En L_5 , l'ECH 81, pour laquelle on gardera le même schéma et les mêmes valeurs d'organes que pour l'ECH 42 de la figure 5-9 (on ne manquera pas de relier extérieurement la grille triode à la grille heptode G_3) ;

3°) En L_7 , L_8 , la double diode EB 91 (6 AL 5), avec blindage extérieur ;

4°) En L_9 , l'EF 89, avec les résistances suivantes : 1000 ohms dans la cathode, 470 000 ohms dans l'écran, 47 000 ohms dans la plaque ;

5°) En L_{11} , L_{12} , l'EF 89, sans autre modification ;

6°) En L_{10} , l'EL 84, avec résistance de cathode de 220 ohms.

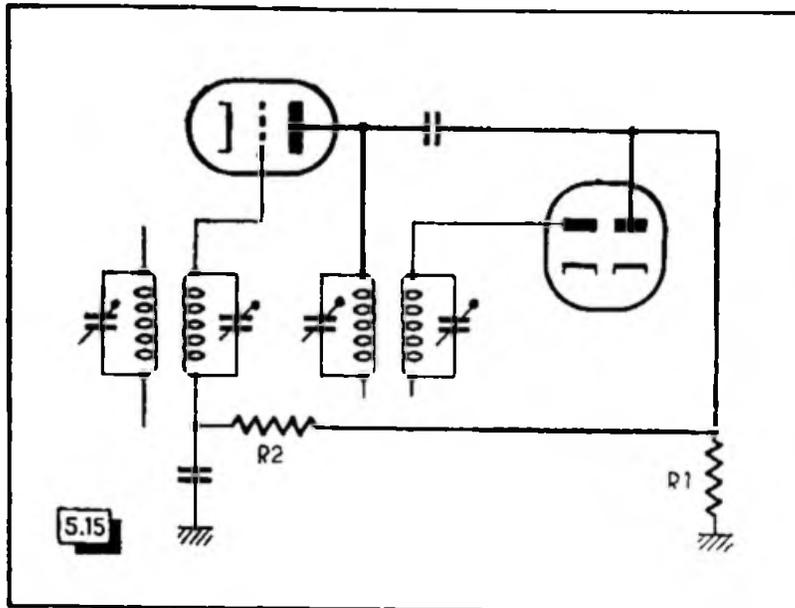


Fig. 5-15. — Si, conformément à la représentation graphique d'un schéma, on réalisait ainsi un câblage M.F., toutes les connexions en trait gras seraient soumises à la tension M.F.

Le filtre à quartz peut ne pas être monté. Il suffit, sur la figure 5-9, de supprimer le secondaire de MF₃ a, de même que le primaire de MF₃ b, et de regrouper en un seul transformateur MF₃, le primaire et le secondaire accordés restants.

Un « Q-multiplier » est susceptible d'être installé à demeure dans le récepteur. Le schéma de la figure 3-19 sera démuné de la bobine L' et du condensateur de fuite qui lui est associé, ainsi que nous l'avons exposé à la fin du troisième chapitre. Le point de liaison au récepteur sera ici la plaque de L₅.

L'art de bien câbler

Ce sujet est de toute première importance, car le comportement du récepteur ne dépendra pas seulement du soin avec lequel il aura été câblé, mais encore de la méthode employée pour cette opération.

Un bon câblage, effectué sur des supports de lampes et organes fixes bien orientés, doit donner l'impression que le châssis ne contient pas grand-chose !... L'aspect de « fouillis » correspond toujours à un mauvais travail.

Mais nos conseils ne seront pas seulement applicables à la construction des récepteurs; ils garderont toute leur valeur dans le cas des émetteurs.

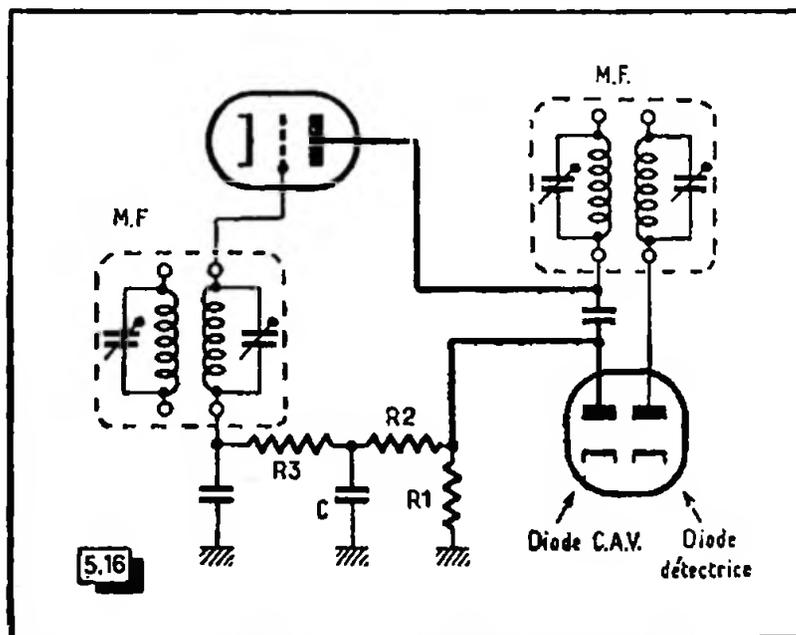


Fig. 5-16. — En pratique, on établira des connexions très courtes entre la dernière lampe M.F. et la diode détectrice; de plus, on aura soin de mettre une résistance R₁ au départ de la ligne de C.A.V., ce qui limitera l'existence de la tension M.F. aux seuls fils notés en trait gras. De plus, la ligne de C.A.V. sera « mise à la masse » à l'égard de la M.F. à l'aide du condensateur C (25 nF).

Tout d'abord nous examinerons une pratique parfois recommandée, mais que nous estimons très mauvaise : la disposition, autour du châssis, d'une tresse de masse (placée contre lui). Cette dernière ne présente aucune vertu magique ! Mieux vaudra lui préférer un simple fil (nu ou étamé) de 1,2 à 1 mm, que l'on installera selon nos indications.

Il est avantageux de commencer un câblage par la ligne de chauffage. On la réalisera à deux fils, sans point de masse sur l'appareil lui-même, ainsi que nous l'avons déjà dit. Ces fils n'ont pas à être blindés, ni torsadés; le travail sera facile et de très bonne présentation en les maintenant parallèles, entre deux lampes successives, dans une même gaine de soupliso.

Ensuite, on aura intérêt à placer certaines connexions courtes, par exemple celles allant de la plaque d'une lampe au primaire d'un transformateur M.F. ou du secondaire de celui-ci à la grille de la lampe suivante. Ces connexions seront disposées *contre* le châssis, en les passant toutefois dans un soupliso, afin de réduire leur capacité avec la masse.

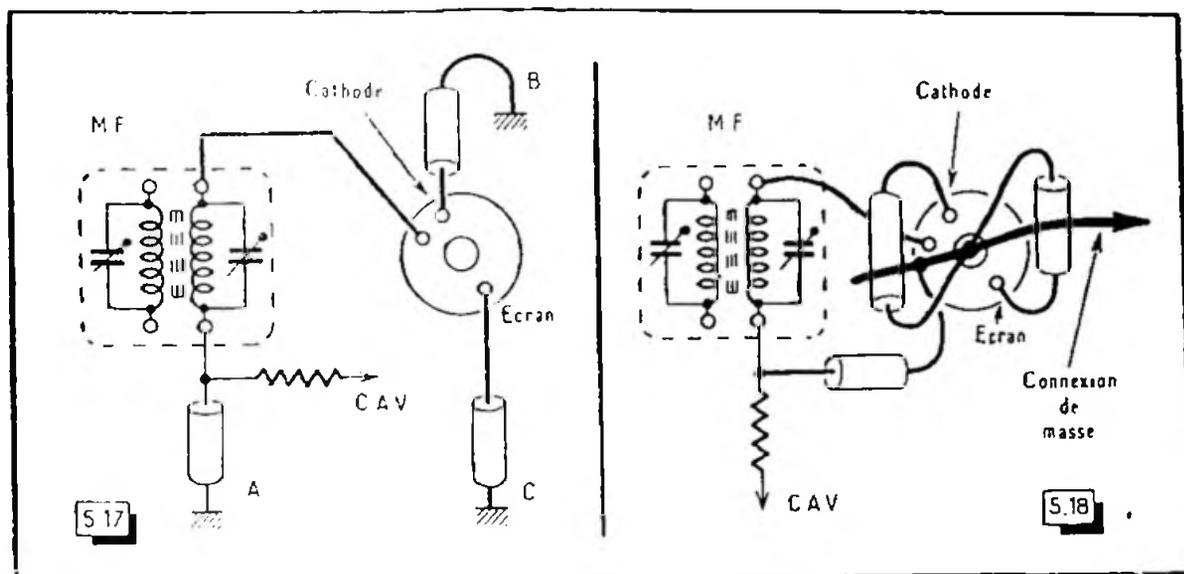


Fig. 5-17. — Il faut bien se garder de disperser les « points de masse » A, B, C, sur un châssis, car les courants M.F. auront à « boucler » leur trajet **DANS LE CHASSIS**.

Fig. 5-18. — Au contraire, il faut s'efforcer de disposer les condensateurs de découplage d'un étage donné, de manière à ramener leurs retours à la masse sensiblement en un seul point. De plus, on reliera soigneusement à la masse, le tube de blindage au milieu des prises du support.

Puis on commencera l'étude de la meilleure position de chacun des condensateurs de découplage. Nous avons critiqué, plus haut, la connexion de masse ceinturant le châssis, parce qu'elle conduit, en général, à des retours de masse dans le style de ceux de la figure 5-17. On oublie souvent que les courants H.F. ou M.F. ayant traversé les condensateurs de fuite, doivent *finir de « boucler » leurs trajets respectifs en circulant dans la masse*, entre les points A, B, C, dans notre exemple.

Faire de « courts retours de masse », comme on le conseille souvent, ce n'est pas ne laisser que 10 mm de fil de sortie aux condensateurs de découplage, tout en *éparpillant* les points A, B, C, etc., sur le châssis ou sur une quelconque connexion de masse, mais, au contraire, *s'efforcer de grouper* ces points A, B, C...

En somme, la logique ne serait pas de commencer par établir une connexion de masse sur laquelle on « se débarrasse », au petit bonheur, de chacun des retours de condensateurs de découplage, mais bien d'étudier *ces groupements* de connexions de retour, A, B, C, etc., en des « points de masse » que l'on réunirait ensuite (afin de garantir la qualité et la continuité de ladite masse) par une connexion générale.

Les supports de lampes modernes comprennent un tube central intervenant comme blindage entre les cosses de grille et de plaque. On ne doit jamais omettre la mise à la masse de ce petit tube.

La figure 5-17 se trouvera donc transformée ainsi que nous l'indiquons en 5-18.

On constate combien sont courts, à présent, les retours de masse *réels*. La connexion de masse (en trait gras) passera à une vingtaine de millimètres du châssis, maintenant sous elle, au passage, divers condensateurs de découplage.

Bien que très prosaïque, la question des masses peut être grosse de conséquences dans le comportement d'un récepteur. D'elle seule peut dépendre la stabilité de tout l'amplificateur M.F.

L'usage de *cosses relais* facilitera, d'autre part, la fixation robuste de certains petits organes.

Certaines connexions seront à blinder : celle allant de la plaque de L_1 au second compartiment du bloc de bobinages, celle joignant la plaque de L_2 au primaire de MF_1 (on passera un fil de câblage sous tresse de coton, dans du souplis blindé). Pour toutes les connexions parcourues par des courants B.F. (commande de volume sonore, commutation de l'étage limiteur de parasites, liaisons longues aux étages B.F. en général), on usera de câble blindé pour B.F. De la cathode de l'oscillateur de battement au condensateur C_c , ce même type de câble suffira. De place en place, toutes ces connexions auront leur blindage soudé à la masse.

Une question que se posent encore certains réalisateurs est celle du sens de branchement des condensateurs au papier, sur lesquels figure la mention « armature extérieure ». Lorsque ces condensateurs ont une armature à mettre à la masse, il est évident que c'est l'armature extérieure qu'il faut connecter à celle-ci.

Dans le cas d'un condensateur de liaison B.F., placé entre une plaque et une grille, on soudera la sortie « armature extérieure » du côté où l'impédance du circuit est la plus petite. Par exemple, si l'étage préamplificateur B.F. comprend une résistance de plaque de 100 000 ohms, et que la résistance de fuite de grille de l'étage B.F. final est de 470 000 ohms, on branchera le côté « armature extérieure » du condensateur à la plaque de la lampe préamplificatrice.

Certains échecs dans les montages radio ne proviennent (comble de stupidité !) que d'une ou de quelques mauvaises soudures.

Bien entendu, on *proscrira* toutes les soudures comprenant un décapant *acide* ; (se méfier de qualités vendues pour divers travaux de réparations ménagères). La soudure à la *résine pure* n'est pas tellement recommandable non plus, car elle ne peut servir que sur des surfaces *d'une extrême propreté* et, de préférence, *déjà étamées* ; autrement on aboutit souvent à des « collages » risquant même de n'être pas conducteurs.

La seule soudure à conseiller est celle avec âme *résino-chimique, spéciale pour travaux de radio*. On la prendra *en fil de 1,5 mm* (ou 2 mm au plus) *et à 60 % d'étain*.

Pour l'exécution des soudures, on chauffera *la partie à souder* avec le fer préalablement étamé et l'on passera l'extrémité du fil de soudure *sur cette partie chauffée*, contre l'extrémité du fer (mais non sur le fer lui-même).

On veillera au bon aspect des soudures. On doit voir que l'alliage d'étain a *bien coulé*, qu'il ne s'est pas *mis en boule*, ni qu'il n'est pas resté *pâteux*. Dans ce dernier cas, il faudrait soupçonner un fer à souder insuffisamment chaud.

L'alignement du récepteur de trafic

Tout alignement normal d'un récepteur de trafic débute par le réglage de l'amplificateur M.F. Afin de ne risquer aucun trouble par l'introduction accidentelle de H.F. à partir de l'entrée du récepteur, on court-circuitera, au premier changement de fréquence, le condensateur variable d'oscillation.

Pour le bien, il faudra disposer d'un générateur H.F. modulé. Nous ne conseillons pas de le *connecter* directement aux circuits M.F., car le couplage risquerait d'être trop important, mais on *laissera trainer*, au voisinage desdits circuits, un fil *isolé* venant de la prise de sortie du générateur. On pourra, s'il en est besoin, engager l'extrémité (*isolée*) de ce fil, dans un boîtier de transformateur M.F., par l'un des trous d'accès aux réglages.

Le générateur étant accordé sur la fréquence M.F. (455 kHz) on commencera l'alignement M.F. par le secondaire du dernier transformateur et l'on reviendra progressivement vers les premiers étages de la « chaîne M.F. » Durant ce premier travail, le filtre M.F. à quartz sera laissé hors circuit.

Lorsqu'on franchira l'étage second changeur de fréquence (de 1610 à 455 kHz), on placera naturellement l'index du générateur H.F. sur 1610 kHz, avant d'opérer sur les transformateurs MF_2 et MF_1 .

Le « S-mètre » peut donner des contrôles fort précieux au cours de cette mise au point. Avant d'effectuer celle-ci, on aura donc pratiqué la *mise au zéro* de l'aiguille du galvanomètre, en équilibrant le circuit en pont, par la résistance variable R_z . On gardera le maximum de sensibilité en mettant la résistance shunt R_s à sa plus grande valeur.

En dehors de cet alignement des étages M.F., il y a encore celui du bloc de bobinages à exécuter; on se reportera à nos précédentes explications.

Pour le réglage de l'oscillateur de battement, en présence d'une réception quelconque, on fermera l'interrupteur correspondant et, ayant placé à mi-course le condensateur variable d'hétérodyne M.F. commandé depuis le panneau de façade, on agira sur le condensateur ajustable de l'oscillateur, afin d'obtenir une note audible. Puis, on tournera le condensateur C_c (0,7 à 7 pF), de manière que l'hétérodyne ait une action *suffisante* sur les télégraphies *fortes, sans étouffer les faibles*.

Enfin, il sera encore possible de « figoler » les réglages des transformateurs M.F. 455 kHz en procédant selon la méthode suivante. Le récepteur étant accordé sur une station très stable (radiodiffusion, par exemple), le condensateur C_r du filtre à quartz sera tourné à *mi-course*. Ce point doit correspondre à l'équilibrage du *circuit en pont* du filtre, et le condensateur ajustable C_c doit donner (*une fois pour toutes*) cet équilibrage, lequel se traduit par le passage par un *minimum* de la force d'audition (et de la déviation du « S-mètre »). L'hétérodyne M.F. étant en service, on tournera *très lentement* le condensateur variable d'accord du récepteur de part et d'autre de sa précédente position. On observera de brusques montées et chutes de la force de réception (courbe « en lame de couteau ») traduisant bien la sélectivité apportée par le quartz.

Après avoir soigneusement réglé le récepteur au maximum, sur une station, on retouchera les circuits de MF_4 , le secondaire de MF_3 *b* et le primaire de MF_3 *a* et l'on aura, de la sorte, un parfait accord des étages M.F. 455 kHz, *sur la fréquence du cristal*.

Le condensateur C_d dosant la transmission d'énergie à la sortie du filtre à cristal est ajusté au gré de l'utilisateur (compromis entre la sensibilité et la sélectivité), lorsque le filtre n'est pas en service.

Les réglages du récepteur

Les schémas des figures 5-8 et 5-9 (ainsi que les photographies), nous ont montré l'existence des commandes suivantes, réparties sur la façade du récepteur :

Un interrupteur général « Arrêt-Marche », placé sur l'arrivée du secteur.

Un interrupteur « Emission-Réception » ouvrant, sur la position « Emission », la liaison entre le point milieu du secondaire H.T. du transformateur d'alimentation et la masse. Les filaments des lampes demeurant chauffés, la reprise de l'audition est immédiate lorsque l'on ferme l'interrupteur sur la position « Réception ».

Il est inutile d'insister sur les commandes du commutateur des gammes d'ondes, des condensateurs variables, du volume B.F., de la tonalité.

Normalement, le bouton du condensateur de rejection du filtre M.F. à cristal sera tourné à fond, de manière que ses bouts de lames déformés en assurent le court-circuit, c'est-à-dire la mise hors service du filtre.

D'après nos précédentes explications, on retrouvera la « sélectivité cristal » vers le milieu du cadran.

En principe, l'interrupteur de C.A.V. sera laissé en position « avec C.A.V. » (ligne de C.A.V. *non* reliée à la masse). On ne supprimera celle-ci que dans certains cas

exceptionnels, notamment en cas de « fading scintillant » (à cadence rapide), ou encore pour l'écoute de certaines radiotéléphonies à *porteuse variable*.

Les parasites d'allumage des moteurs à explosion seront supprimés en plaçant, sur la position « avec limiteur », l'inverseur correspondant.

Pour écouter la télégraphie, on fermera l'interrupteur « H » et l'on ajustera, s'il en est besoin, la note de battement, par le condensateur variable « HET ».

Le plus souvent, le « gain H.F. et M.F. » sera poussé vers son maximum. Une réduction ne serait apportée qu'en cas de nécessité (réception de stations très puissantes, etc.).

Nous avons déjà presque tout dit à propos des réglages du « S-mètre » : a) Le récepteur n'étant pas sous tension, on s'assurera que l'aiguille du galvanomètre « S-mètre » est au zéro. On l'y mettrait éventuellement en agissant sur la vis prévue, à cet effet, sur le boîtier de l'instrument. b) Puis, le récepteur mis en service, mais *l'antenne non branchée* (donc hors de toute réception), on ramènera l'aiguille du « S-mètre » au zéro, par la résistance variable R_z . c) Enfin, ayant rebranché l'antenne, on agira une fois pour toutes, sur la résistance shunt R_s de manière que le « S-mètre » donne des indications cohérentes avec la force de réception réelle. Ces deux commandes R_z et R_s sont situées à l'intérieur du récepteur (tiges fendues).

Le cas du récepteur à simple changement de fréquence

Pour les utilisateurs désirant un récepteur de trafic à couverture générale, sans trou, et souhaitant écarter la réception forcée de la suite des harmoniques du second changement de fréquence (phénomène que nous avons précédemment mentionné) la seule solution réside dans un montage à simple changement de fréquence.

Afin de garantir la sélectivité entre stations voisines, on se trouve dans l'obligation de choisir la fréquence de 455 kHz pour la « chaîne M.F. ». La *juste mesure* dans le nombre d'étages amplificateurs M.F. à prévoir, est de deux.

Au schéma de la figure 5-9, on mettra soit un transformateur M.F. 455 kHz (modèle pour couplage entre lampes) en MF_1 , ou bien un filtre M.F. à quartz (boîtiers $MF_3 a$ et $MF_3 b$, avec les circuits figurés entre eux). En MF_2 viendra un transformateur M.F. 455 kHz (modèle pour couplage entre lampes). Le secondaire de MF_2 attaquera la grille de la lampe L 6 et rien ne sera plus modifié, le transformateur MF_3 (455 kHz) demeurant un modèle pour couplage à une diode détectrice.

Ce seront là tous les changements à prévoir, étant entendu que la section oscillatrice du bloc de bobinages sera établie sur les bases de la colonne « 455 kHz » du tableau des enroulements, figurant au début de ce chapitre.

Réalisation des transformateurs M.F.

Les performances du récepteur dépendront pour une bonne part de la qualité des transformateurs M.F. C'est pourquoi l'on ne devra pas se contenter, pour ces derniers, d'accessoires quelconques. Il sera bon que leurs enroulements soient logés dans des *pots magnétiques fermés*. Ceux-ci seront, à leur tour, maintenus entre des plaquettes perforées, en carton bakéliné, ainsi que le montre l'une de nos photographies.

Les condensateurs ajustables doubles, au mica, seront de *très bonne fabrication* (avec des lames parfaitement élastiques).

Pour 1610 kHz, les enroulements (en nid d'abeille) logés dans les pots magnétiques fermés ont 35 tours de fil divisé $10 \times 0,1$ mm émaillé, sous soie. La distance entre pots magnétiques est de 21 mm et les condensateurs ajustables sont capables de varier entre 40 et 150 pF.

Pour 455 kHz, les enroulements (toujours en nid d'abeille) ont 95 tours de fil divisé $5 \times 0,1$ mm émaillé, sous soie. Les condensateurs ajustables sont réglables entre 130

et 300 pF. La distance entre pots magnétiques sera de 21 mm dans le cas des transformateurs pour couplage entre lampes et de 14 mm dans celui du transformateur destiné à l'attaque de la diode détectrice.

Le filtre M.F. à quartz est monté avec les mêmes pots magnétiques munis d'enroulements de 95 tours, accordés par des condensateurs ajustables de 130 à 300 pF.

Au cours de notre description du convertisseur, nous avons fait mention d'un transformateur spécial avec sortie à basse impédance. Sur un tube de carton bakélinisé de 12 mm de diamètre, sont bobinés en nid d'abeille (largeur 4 mm, espacement 4 mm),



Un transformateur M.F. ordinaire et un autre avec sortie à basse impédance.

en fil de 0,25 mm, sous soie, un enroulement de 50 tours, accordable par un condensateur ajustable de 40 à 150 pF, et le second enroulement, de 20 tours (non accordé) qui sert à la liaison aux bornes « antenne » et « terre » du récepteur. Une vis magnétique (10 × 21 mm) est collée dans le tube, au niveau des deux bobines.

Les caractéristiques de l'oscillateur de battement ont été données au chapitre III, lors de l'étude des circuits auxiliaires des récepteurs de trafic.

LES BRANCHEMENTS ENTRE CHASSIS

Nous avons eu à relier, par un cordon souple, le récepteur à son bloc d'alimentation. Il est d'ailleurs fréquent dans la pratique de la radio, que l'on ait à connecter entre eux et de façon non immuable, les circuits de divers châssis. La nécessité s'en retrouvera bientôt lors de nos descriptions d'émetteurs. La solution des cordons souples munis de bouchons de branchement à chacune de leurs extrémités est bien connue; nous n'insisterons pas davantage sur l'existence, non moins ignorée de tous, des « bouchons de dynamique » aux divers brochages standard, 4, 5, 6, 7 broches et octal.

Un choix judicieux permet de raccorder tous les fils composant le cordon avec une diversité de bouchons rendant impossible une confusion entre ces derniers, lorsque plusieurs cordons aboutissent à un même châssis.

Si nous abordons une question aussi terre à terre, presque enfantine pourrait-il même sembler, c'est parce que, sur le plan de la réalité, les choses vont parfois moins bien qu'en principe. En effet, si la mise en place des bouchons s'effectue sans peine, il arrive, surtout pour les modèles à 6 ou 7 broches, que leur extraction soit une affaire beaucoup plus compliquée. C'est alors que les gens « au geste prompt » engagent un outil sous le bord du bouchon, font une pesée... et que le bord dudit bouchon se trouve irrémédiablement ébréché ! Comme il faudrait dessouder tous les fils du cordon pour changer de couvercle, l'« invalide » reste en place... ou plutôt n'y reste pas, puisqu'il glisse alors librement sur le cordon, découvrant (plus ou moins dangereusement) toutes les soudures du socle.

En dépit de leurs huit broches, les bouchons du modèle octal demeurent faciles à extraire, et c'est pourquoi nous avons généralisé leur emploi dans tous les cas où nous avons à effectuer des liaisons entre châssis au moyen de cordons souples.

Mais que devient le risque de confusion entre bouchons ? La réponse à cette question offre la solution originale que nous allons voir.

Le bouchon octal et le câble à huit conducteurs

Soit tout d'abord (puisque'il faut bien commencer par le commencement !) le cas d'un cordon à huit fils, ce qui est déjà suffisant dans bon nombre d'utilisations courantes.

Les huit broches du bouchon seront employées, cela va de soi.

Le câble ayant ses huit conducteurs repérés (A, A' - B, B' - C, C', etc.), on orientera de même manière les socles des bouchons (fig. 6-1), et l'on soudera A et A' aux mêmes broches 1 de chacun des socles, puis B et B' aux broches 2, C et C' aux broches 3, etc.

Cette manière d'opérer a pour résultat que les deux bouchons terminaux d'un cordon de liaison peuvent indifféremment être enfoncés dans n'importe laquelle des deux prises femelles à réunir.

La « famille » des bouchons à sept broches

Supposons à présent que nous nous trouvions en face d'un châssis auquel doivent aboutir plusieurs câbles ayant au plus sept fils chacun, ces câbles étant au maximum de huit.

C'est ici que nous allons commencer à mettre en œuvre notre système *d'interdiction d'enfoncement*.

Scions, par exemple, la broche 1 au ras du socle du premier bouchon octal; récupérons soigneusement le petit bout de métal et introduisons-le dans le support destiné à recevoir le bouchon, juste à la place à laquelle il se serait enfoncé s'il était demeuré

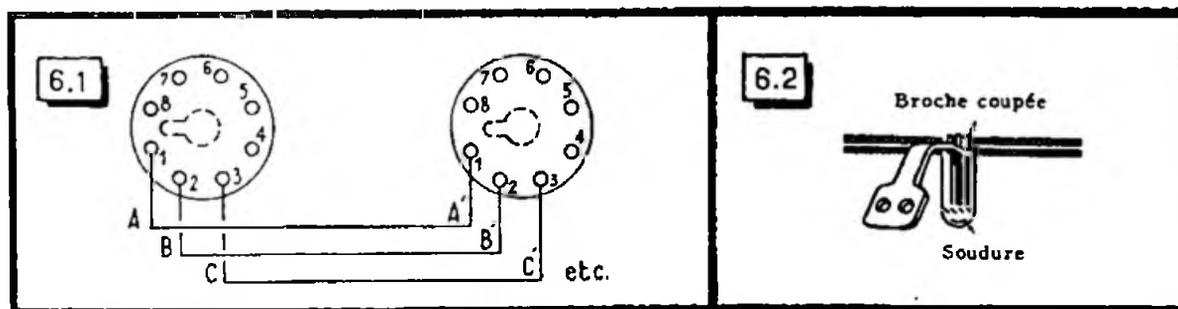


Fig. 6-1. — Branchement d'un cordon à plusieurs conducteurs à ses bouchons terminaux. En respectant le même ordre dans la disposition des fils, les deux bouchons deviennent interchangeables.

Fig. 6-2. — Obturation de l'un des trous du support à l'aide de la broche coupée au bouchon correspondant. On obtient ici une interdiction d'enfoncement pour tout bouchon auquel la même broche n'a pas été sectionnée.

sur ledit bouchon. Immobilisons ce bout de broche par une soudure, de manière qu'il affleure la surface supérieure du support femelle (fig. 6-2). Nous obtiendrons ainsi une *interdiction d'enfoncement* pour tout bouchon qui, présenté convenablement à l'égard de la position de l'ergot de guidage, posséderait encore une broche située à la place du trou que nous avons obturé.

Aux seconds bouchon et support, nous agirons de même pour la broche 2; au troisième groupe nous opérerons sur la broche 3, etc., et nous pourrons aller ainsi jusqu'à huit bouchons, puisque ladite opération est valable pour chacune des huit broches.

La méthode de connexion des fils de chacun des câbles à ses deux bouchons terminaux sera toujours celle que nous avons indiquée dans le cas du bouchon à huit broches, ce qui permet d'utiliser le cordon sans avoir à distinguer ses deux bouts.

Huit cordons de sept fils seront plus que suffisants dans la majeure partie des cas... Cependant, il est possible de faire mieux encore et ce sera surtout au titre de complément d'exposé de la méthode décrite, que nous allons développer le cas du bouchon à six broches.

Six broches... vingt-huit combinaisons !

Si l'on considère maintenant un groupe de cordons comprenant chacun six fils au maximum, nous allons pouvoir couper deux broches au bouchon octal et les souder dans

le support aux deux endroits correspondants à ceux où ces mêmes broches se seraient enfoncées. L'ergot de guidage central détermine toujours une seule position d'enfoncement possible et les deux broches soudées dans le support fournissent, pour leur propre part, deux interdictions pour tout bouchon auquel ces deux broches ne manquent précisément pas.

Combien peut-on réaliser ainsi de combinaisons ?

Coupons la broche 1. Nous pouvons ensuite sectionner successivement l'une des broches de 2 à 8, ce qui nous donne les « combinaisons » 1-2, 1-3... 1-7 et 1-8.

De même la broche 2 pourra former la base des combinaisons 2-3, 2-4, ... 2-8 et 2-1.

Sur le plan des combinaisons *chiffrées*, on peut associer chacune des huit broches avec l'une des sept restantes, ce qui donne réellement $8 \times 7 = 56$ expressions *chiffrées* différentes.

Or, sur le plan des interdictions *mécaniques* d'enfoncement, il est évident que la combinaison 1-2 que nous trouvons dans le premier groupe, et la combinaison 2-1 faisant partie du second groupe, ne procureront qu'une seule interdiction. De même, les 56 combinaisons chiffrées seront équivalentes deux à deux à l'égard de l'interdiction d'enfoncement, et nous aurons en réalité 28 combinaisons de position pour deux broches coupées.

Nous supposons que les désirs les plus exigeants seront comblés, si l'on considère que 28 câbles à 6 fils représentent 168 conducteurs !

Dispositions de sécurité

En certains cas, il est bon de faire assurer au bouchon de branchement un rôle de protection contre les risques provoqués par un oubli de l'utilisateur. Nous n'en donnerons qu'un seul exemple, celui du bouchon assurant le branchement d'un haut-parleur à la sortie d'un amplificateur B.F. En effet, si ce dernier est mis sous tension sans que le haut-parleur soit connecté, divers dommages peuvent en résulter.

Si le bouchon établit la connexion du transformateur de sortie à l'anode ou aux anodes de la ou des lampes finales, l'oubli de sa mise en place provoquera le rougissement du ou des écrans, capables de mettre cette ou ces lampes hors service. Si le bouchon relie seulement la bobine mobile du haut-parleur au secondaire du transformateur de sortie, il arrivera qu'en l'absence de ce branchement, le secondaire du transformateur reflètera au primaire une impédance théoriquement infinie mais encore suffisamment grande dans la pratique, pour qu'il apparaisse au primaire du transformateur des tensions assez élevées pour provoquer divers claquages dans son enroulement.

Aussi, la bonne méthode consiste à ménager une coupure dans le circuit d'amenée du courant du secteur au transformateur d'alimentation, coupure connectée à deux prises du support de bouchon de haut-parleur. Aux deux broches correspondantes de ce dernier, on soudera un conducteur formant « cavalier », de sorte que ledit circuit ne se trouvera entièrement établi que si le bouchon du haut-parleur est présent à sa place.

LES PRINCIPES DE L'ÉMISSION ET QUELQUES-UNS DE LEURS DÉTAILS PRATIQUES

Dans son principe essentiel, l'émission consiste à produire une oscillation H.F. et à la rayonner sous forme d'une onde, au moyen d'une antenne. Découpée en traits et points, selon le *code Morse*, cette onde forme une transmission radiotélégraphique; convenablement modulée par la parole, elle devient une émission radiotéléphonique.

En des temps où les problèmes techniques n'avaient encore qu'une importance relative, on fit de l'émission à l'aide de simples auto-oscillateurs, ceux-ci étant même directement modulés ou manipulés. Il ne peut plus être question de ces procédés aujourd'hui, et tout émetteur moderne doit obligatoirement répondre à un ensemble de qualités *indispensables*.

La stabilité en fréquence

La première de ces qualités réside dans *la stabilité de la fréquence émise*. Celle-ci doit être *garantie* dès la mise en service de l'émetteur, tant à l'égard des *variations lentes* (« dérive » ou « rampage »), que des *variations instantanées*, non moins indésirables, provoquées par une construction insuffisamment rigide, par la manipulation ou par la modulation (à moins que l'on ne module volontairement en fréquence).

Un émetteur normalement conditionné comprendra donc : 1°) un *étage pilote* ; 2°) des *étages multiplicateurs de fréquence* ; 3°) un *étage final*, souvent désigné sous l'abréviation P.A. (power amplifier) ce qui en définit bien le rôle.

À l'étage pilote on demandera *la stabilité* avant toute autre chose. Nous allons voir que cette qualité peut être acquise en pilotant par cristal de quartz ou par un oscillateur à *grande stabilité* et à fréquence réglable, le V.F.O. (variable frequency oscillator).

Dans le cas du V.F.O. on ne doit jamais accorder le circuit anodique de l'étage final de l'émetteur sur la fréquence de l'oscillateur pilote. Des retours d'énergie H.F. seraient inévitables et des phénomènes d'auto-oscillation ne manqueraient pas de se produire.

C'est pourquoi la présence d'étages multiplicateurs de fréquence est *indispensable* entre le pilote et l'étage final. D'autre part, en raison des relations harmoniques entre les fréquences des bandes amateurs, les multiplications de fréquence successives fourniront

en outre la solution au problème de l'obtention de plusieurs fréquences de sortie à partir d'une même oscillation pilote. Nous reviendrons sur cette question.

L'étage pilote à cristal de quartz

Une lame de quartz, prélevée selon un axe convenable dans un cristal naturel, présente *des propriétés piézo-électriques*. C'est-à-dire que si cette lame est placée entre deux électrodes métalliques, toute tension appliquée entre ces dernières provoquera une déformation mécanique de la lame de quartz, et qu'inversement toute contrainte mécanique, appliquée à ladite lame, entraînera l'apparition d'une tension entre les électrodes.

On dispose ainsi d'un organe autorisant des échanges réciproques entre l'énergie électrique et l'énergie mécanique. Un courant alternatif peut, de la sorte, *faire vibrer* la lame de quartz; mais d'un autre côté, cette dernière présente *une période de résonance mécanique propre* (dont la valeur dépend de son épaisseur et de l'axe de sa coupe par rapport aux facettes du cristal naturel). D'ailleurs nous avons vu (fig. 3-7), qu'une telle lame de quartz avait pour équivalent électrique, un circuit résonnant série.

La stabilité de la fréquence de vibration de cette lame étant extrêmement grande, il suffit que les caractéristiques générales du circuit associé soient convenables, pour que cette vibration soit non seulement entretenue, mais que, de plus, *elle s'impose au circuit*. C'est là tout le principe du pilotage par quartz.

Indiquons au passage que certains axes de coupe déterminent un *coefficient de température* plus ou moins grand; mais c'est là une question intéressant surtout les spécialistes de la taille des cristaux.

Avant 1939, on recommandait expressément de placer la lame de quartz entre deux électrodes *planes* et la *pression de celles-ci sur le cristal se montrait critique*. On fit aussi des supports à réglage micrométrique d'une lame d'air, mais il fallait les garder horizontaux ! Tout cela était peu pratique, et c'est pourquoi l'usage généralisé des quartz sur les émetteurs militaires de la dernière guerre conduisit à ces petits boîtiers « FT 243 » bien connus depuis 1944.

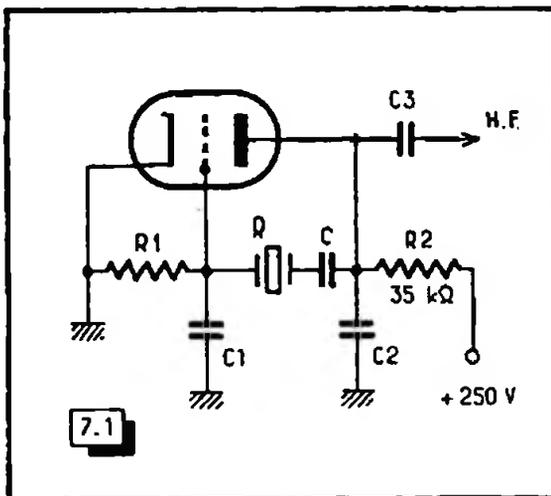


Fig. 7-1. — Le meilleur schéma d'oscillateur quartz est celui de l'oscillateur Pierce. Le choix de la lampe n'est pas critique : triode 6J5, ou quelque penthode H.F. connectée en triode (EF41, EF89, etc.).

Cependant, les amateurs-émetteurs crurent alors avoir affaire à des cristaux analogues à ceux que l'on connaissait avant 1939, et ils les utilisèrent avec d'anciens montages. Or, de prompts claquages montrèrent que quelque chose avait changé. Ce « quelque chose » n'était autre que *la forme des électrodes*; au lieu de serrer le cristal entre elles, celles-ci (grâce à un surfaçage concave ou à leurs angles légèrement emboutis) lui ménageaient deux « lames d'air ». Ainsi, bien que mécaniquement immobilisée, la lame de quartz peut *vibrer librement* sans que l'amplitude de sa vibration soit « freinée » par les électrodes. Dans ces conditions, seuls les schémas où le cristal travaille à très faible puissance, demeurent admissibles, toute augmentation dans l'amplitude de vibration

Un cristal de quartz et les diverses parties de son support.



mécanique ne pouvant que conduire à la fêlure, c'est-à-dire à la mise hors service irrémédiable du quartz.

Aussi sera-t-il prudent de toujours réduire à la plus faible valeur acceptable, la tension anodique appliquée à la lampe oscillatrice associée au cristal.

Le schéma *le plus simple et le moins dangereux* étant celui du montage Pierce (fig. 7-1), nous n'avons pas de raisons d'en conseiller d'autres.

Dans ce schéma, le condensateur C n'intervient que pour épargner au cristal l'application de la tension anodique continue; sa valeur n'est pas critique (1000 à 4000 pF). Les capacités C_1 et C_2 comprennent à la fois celles des condensateurs fixes et celles de grille et de plaque de la lampe utilisée. Leur valeur optimum est liée à la fréquence du cristal, mais elle présente malgré tout une tolérance assez large, de sorte que des condensateurs de 25 à 50 pF conviendront à la fois pour des quartz des bandes 3,5 et 7 MHz.

Parfois, on omet le condensateur C_2 en spéculant sur l'existence de la capacité d'anode de la lampe oscillatrice, des capacités résiduelles et de celle du circuit auquel l'étage est couplé par C_3 .

Notons encore au passage que si l'on souhaite tirer le maximum de rendement d'un étage oscillateur Pierce, il est loisible de placer en C_1 un condensateur ajustable et d'en rechercher le réglage le plus avantageux (en contrôlant le rendement en H.F. sur les étages suivants).

Sur la figure 7-1, on a la faculté de remplacer la résistance R_2 par une bobine d'arrêt (tout en abaissant, s'il y a lieu, la tension d'alimentation anodique). Il arrive dans ce cas, que le montage Pierce refuse d'osciller, si la bobine d'arrêt présente un « trou » et n'assure pas son blocage sur la fréquence du cristal. Sans aller jusqu'à cette absence totale de fonctionnement, on constate quand même, en pratique, qu'un oscillateur Pierce monté avec une bobine d'arrêt, fournit plus ou moins d'énergie H.F. selon le modèle de bobine utilisé. Il était bon de ne pas ignorer ce détail peu connu.

Les lames de quartz n'oscillent bien que si elles sont rigoureusement propres, de même que les électrodes du support. En cas de besoin, il ne faudrait pas hésiter à en pratiquer le nettoyage. A cette fin, on ouvrirait avec précaution le boîtier et l'on en extrairait le cristal et ses électrodes. Le premier et les secondes doivent être manipulés

en les tenant avec des brucelles. On les plongerait dans un peu de trichloréthylène (moins dangereux que le tétrachlorure de carbone), et on les laisserait sécher naturellement (sans les poser). On pratiquerait le remontage en tenant quartz et électrodes avec les brucelles, afin de ne pas y laisser de traces de doigts.

Le pilotage par quartz présente le gros avantage d'une stabilité en fréquence absolument garantie. Malheureusement, la fréquence d'émission peut se trouver prise sous un brouillage... et, d'un autre côté, l'usage actuel est de répondre à une station appelante sur la fréquence qu'elle vient d'utiliser (ou au voisinage immédiat de celle-ci). Si l'on s'en tenait uniquement au pilotage par quartz, cela conduirait à la possession d'un assez grand nombre de cristaux !

Quelques-uns de ces derniers se montrant toujours utiles, ne serait-ce qu'au titre de *garantie de certaines fréquences de repérage*, il sera bon de se ménager la ressource d'un pilotage par quartz de l'émetteur. Mais on en viendra forcément au pilotage par V.F.O. pour un usage souple et facile de celui-ci, au cours du trafic.

Le pilotage par V.F.O.

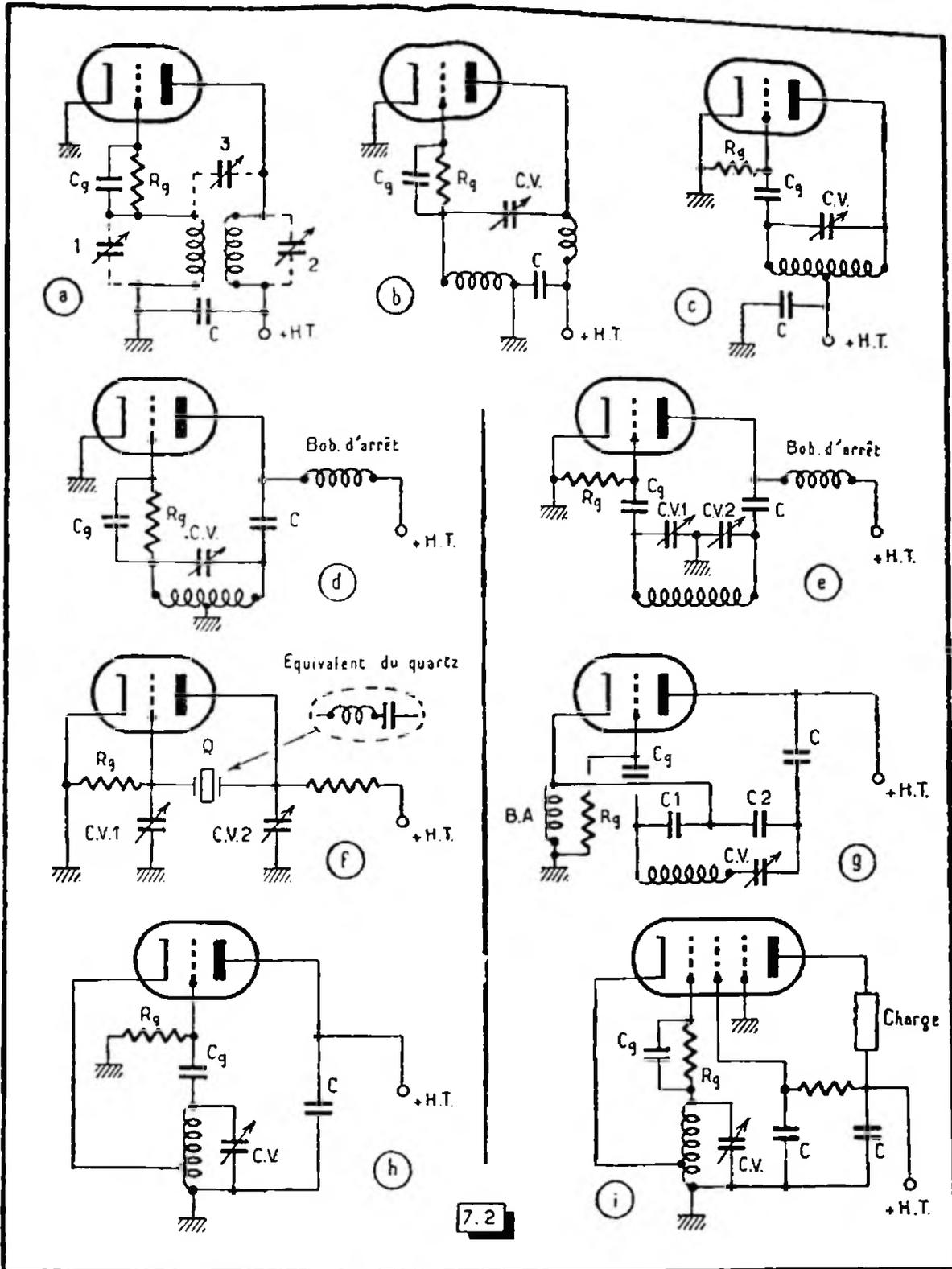
Le pilote V.F.O. permet de déplacer à volonté sa fréquence d'émission d'un bout à l'autre de chaque bande et de la « caler » sur celle du correspondant.

La stabilité en fréquence sera sa qualité essentielle. Ainsi que nous l'avons vu pour les oscillateurs des récepteurs à changement de fréquence, il sera nécessaire de faire travailler cet étage à puissance réduite. Mais comme il faudra tout de même que l'étage pilote fournisse une excitation suffisante à l'étage suivant, on se gardera bien d'y utiliser une lampe normalement destinée à l'amplification H.F., M.F. ou préamplification B.F. Les années d'expérience en cette matière nous ont montré que les meilleurs résultats étaient obtenus grâce à l'emploi, à cet étage pilote, d'une lampe « finale B.F. » *sous-alimentée*. Les lampes de cette sorte ont une disposition interne de leurs électrodes beaucoup plus large que les précédentes et, d'autre part, elles sont constituées pour être capables de *supporter l'échauffement* (et de le dissiper). La sous-alimentation réduisant la température atteinte par la lampe, on comprend sans peine que nous aurons mis le maximum de chances de notre côté.

Par la figure 7-2, nous avons voulu rappeler les divers schémas classiques d'oscillateurs, afin de montrer qu'en réalité il devait toujours exister *un couplage de sens convenable entre les circuits de grille et de plaque de la lampe*, pour que la fonction oscillatrice puisse s'établir. On remarquera, dans le cas des schémas *c* et *d*, que la réaction de la plaque sur la grille sera fonction des réactances *inductives* de plaque et de grille, respectivement déterminées par la position de la prise sur la bobine. Or, à ces *réactances inductives*, il est permis de substituer des *réactances capacitives*, le taux de réaction étant déterminé par les valeurs relatives de deux condensateurs placés en série; c'est ainsi que l'on en vient au schéma de l'oscillateur Colpitts, de la figure 7-2 *e*. La suite de ces mêmes figures montre comment on passe à d'autres montages : Clapp, oscillateur à réaction cathodique, E.C.O. (electron coupled oscillator).

Une remarque s'impose ici; il ressort, en effet, de la comparaison des figures 7-2 *e* et 7-2 *g*, que *l'emplacement de la prise de masse a changé*. Sur la figure 7-2 *e*, la cathode de la lampe se trouvait reliée, par la masse, à la jonction intermédiaire de CV_1 et CV_2 . Sur la figure 7-2 *g*, la liaison cathode-point milieu de C_1 et C_2 est effectivement faite par une connexion et le « point froid » du circuit devient la plaque. La cathode étant à présent un « point chaud », c'est-à-dire soumis à une tension alternative H.F., est « isolée » (en H.F.) de la masse au moyen d'une bobine d'arrêt (laquelle permet l'écoulement du courant continu de cathode à la masse).

Dans le schéma 7-2 *d*, on peut aussi transformer la plaque de la lampe en « point froid » et nous avons le schéma 7-2 *h*. Aucune bobine d'arrêt n'est plus nécessaire dans la connexion d'alimentation anodique, puisque le condensateur de fuite C est relié au « point froid ». Le nom exact de ce circuit est celui d'*oscillateur à réaction cathodique*, et il faut bien se garder de le confondre avec l'« electron coupled oscillator » (E.C.O.) dont le schéma est donné en 7-2 *i*. La grille écran de la tétrode ou la penthode joue



7.2

Fig. 7-2. — a) Le condensateur variable peut être connecté en parallèle avec la bobine de grille (1), ou avec celle de plaque, (2) ou encore entre grille et plaque, (3), accordant ainsi l'ensemble des deux bobines. Le condensateur de fuite C présente une capacité élevée ; b) En redessinant le dernier schéma (3), on retrouve un classique « Hartley coupé »... alimenté en série, (la résistance de grille R_g aboutissant alors à la masse) (c)... ou alimenté en parallèle (d) ; e) La prise déterminant le « partage réactif » des parties « grille » et « plaque » sur le circuit oscillant peut être faite sur la capacité d'accord (avec deux condensateurs en série) et l'on en vient au montage Colpitts ; f) En remplaçant la bobine d'un oscillateur Colpitts par un quartz, on retrouve le schéma Pierce ; g) L'équivalence d'un quartz à une inductance et une capacité connectée en série, conduit au montage Clapp, accordé par le condensateur variable SÉRIE ; h) Du schéma e on passe à celui de la RÉACTION CATHODIQUE, par le seul déplacement de la prise de masse ; i) Dans l'« électron coupled oscillator » (E.C.O.) on trouve une triode oscillatrice à réaction cathodique où le rôle de la plaque est joué par l'écran d'une tétrade ou d'une penthode. La véritable anode de la lampe n'intervient qu'au titre d'électrode de couplage.

ici le rôle de l'anode de la triode à réaction cathodique; les variations du courant cathodique reflétant l'oscillation se retrouvent évidemment sur la véritable anode de la lampe à l'intérieur de laquelle s'est ainsi réalisé un couplage électronique. D'autre part, l'écran étant devenu un point froid ajoute une sorte de « blindage séparatif » entre les éléments oscillateurs et la « charge » d'utilisation placée dans le circuit de la véritable anode. On obtient, de la sorte, une meilleure séparation des fonctions et, par voie de conséquence, une meilleure stabilité de l'étage pilote.

Parmi les montages souvent utilisés, nous examinerons tout d'abord le circuit Clapp. Comme tout oscillateur, ce système, réalisé avec soin, peut avoir ses qualités. Mais il a aussi ses défauts et la sagesse consiste à pratiquer froidement le bilan des avantages et des inconvénients.

Nous venons de voir que le circuit Clapp s'apparentait au Pierce par son circuit oscillant accordé en série. Ce dernier doit donc présenter un grand rapport L/C et, si l'on veut garantir la stabilité, il faudra que cette bobine (que nous savons déjà importante du fait du rapport L/C élevé) soit exécutée de façon irréprochable sur le plan mécanique. On conseille, en effet, de l'enrouler sur un mandrin fileté en stéatite, afin que les spires soient maintenues sur toute la longueur du fil (et non pas uniquement sur des arêtes entre lesquelles des déformations sont susceptibles de survenir). Tout cela conduit à une bobine unique et encombrante si l'on veut qu'elle satisfasse aux qualités requises.

A partir d'une unique fréquence de pilotage se trouvent posés d'autres problèmes concernant l'étalement des diverses bandes d'ondes, ainsi que les multiplications de fréquence acceptables.

Nous avons dit qu'il était très sage de ne jamais faire travailler simultanément l'étage pilote et celui de sortie sur une même fréquence. L'émetteur devant couvrir la bande 3,5 MHz, ce principe nous conduit à n'admettre, pour cette bande, qu'un pilotage sur 1,75 MHz.

Si nous n'avions que cette unique fréquence de départ de pilotage, il nous faudrait, pour parvenir à la bande 28 MHz, procéder à quatre doublages de fréquence successifs, c'est-à-dire pratiquer en fin de compte une multiplication de fréquence au coefficient 16.

En principe, la chose est faisable, mais en pratique on observe un ennui très gênant. Dans ce cas de l'obtention d'une fréquence de 28 MHz à partir de 1,75 MHz, on constate que l'harmonique 16 n'est pas la seule délivrée à la sortie des étages multiplicateurs ! On trouve, entre autres, les harmoniques 15 et 17 de l'oscillation fondamentale, celles-ci tombant respectivement sur 26,25 et 29,75 MHz. Non seulement des confusions de réglage peuvent en résulter, mais, en outre, on rayonne d'indésirables fréquences hors bande (et c'est aller au devant d'ennuis d'ordre administratif).

Il est donc préférable de tirer la bande 28 MHz d'une oscillation fondamentale de fréquence plus élevée, par exemple 7 MHz, ce qui ne nécessite qu'un quadruplage de fréquence et fournit un écart amplement suffisant à l'égard de l'élimination pratique des effets des harmoniques voisines 3 et 5 ($3 \times 7 = 21$ et $5 \times 7 = 35$ MHz).

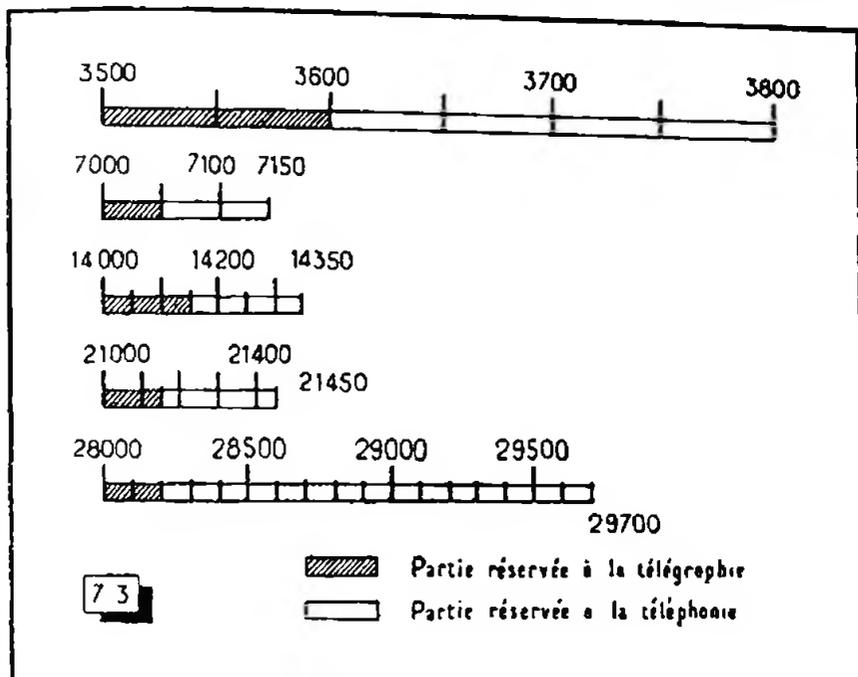
D'un autre côté, un pilotage sur 1,75 MHz ne donnera pas plus de satisfaction à l'égard de la stabilité, que s'il est opéré sur 7 MHz. En effet, toujours dans le cas de la bande 28 MHz, toute dérive de fréquence de l'oscillateur 1,75 MHz se retrouvera, en valeur absolue, seize fois plus élevée sur 28 MHz, tandis qu'elle n'est que quatre fois plus grande avec un pilote 7 MHz. On voit ainsi que l'étage pilote 7 MHz pourrait être quatre fois moins stable que son concurrent travaillant sur 1,75 MHz, tout en ne donnant pas davantage de dérive de fréquence sur 28 MHz.

D'un autre côté, diverses conceptions de « chaînes multiplicatrices » ont déjà été proposées. Certaines d'entre elles font appel à des combinaisons telles que la commutation de l'étage final en divers points intermédiaires de la « chaîne ». Cette méthode introduit des changements de capacité aux points de débranchement et de branchement, quand on passe d'une bande à une autre, et il faut accepter de retoucher l'accord de certains condensateurs variables, aux circuits affectés par la commutation, ou bien il faut ajouter, à cette dernière, celle de condensateurs ajustables auxiliaires ayant pour rôle de maintenir les accords inchangés. Nous verrons qu'il existe à ce problème, une solution extrêmement

avantageuse : celle de prévoir un nombre fixe d'étages multiplicateurs en service, et cette solution s'associe très heureusement avec celle que l'on peut donner à la question des fréquences de départ du pilotage.

Un autre détail doit encore être examiné de manière toute spéciale : l'étalement des diverses bandes sur le cadran du V.F.O. La figure 7-3 montre, en effet, les diverses bandes amateurs représentées avec des échelles successivement multiples de 2 (à part la bande 21 MHz obtenue en multipliant par 3 les fréquences de la bande 7 MHz). Cette figure ne laisse aucun doute sur le fait qu'un unique pilotage de 1,75 à 1,90 MHz étalant, après doublage de fréquence, la bande 3,5 à 3,8 MHz sur la quasi totalité du cadran

Fig. 7-3. — Les bandes amateurs autorisées. Ce graphique en montre les relations harmoniques. On voit que l'étalement relatif des bandes 7, 14 et 21 MHz est sensiblement le même, mais que l'étendue de ces bandes est proportionnellement beaucoup plus réduite que celle des 3,5 et 28 MHz.



du V.F.O., donnerait, après un nouveau doublage, les fréquences de 7000 à 7600 kHz. Or, la bande autorisée s'étend ici de 7000 à 7150 kHz, et l'on perdrait, de la sorte, au moins les deux tiers du cadran du V.F.O. Cette remarque serait encore plus défavorable en poursuivant la multiplication de fréquence pour les bandes 14 et 21 MHz.

Si nous admettons l'existence de plusieurs « circuits d'oscillation », nous pouvons, par contre, traiter ensemble les bandes 7, 14 et 21 MHz pour lesquelles l'étendue relative (par multiplication des fréquences de la bande 7 MHz par 2 et par 3) n'est pas tellement différente.

Les bandes 3,5 et 28 MHz, de largeur relative beaucoup plus importante, nécessiteront des circuits séparés.

Nous avons écrit « circuits d'oscillation », car la bobine n'est pas seule en service et, si nous avons trois « départs de pilotage », rien ne nous empêchera d'utiliser trois bobines et d'affecter à chacune d'elles une section d'un condensateur variable à trois éléments, chaque section étant modifiée de manière à ne lui laisser que le nombre de lames nécessaire pour obtenir un étalement maximum sur la quasi-totalité du cadran.

La présence de plusieurs bobines d'oscillation n'étant pas intéressante avec le circuit Clapp (lequel exige des enroulements encombrants, ainsi que nous l'avons vu), nous donnerons donc la préférence à une formule que nous avons longuement éprouvée au cours des années et qui s'est toujours montrée voisine de la perfection à l'égard de la stabilité en fréquence. Cette formule est celle de l'oscillateur E.C.O. sous-alimenté et dont les circuits sont accordés par des capacités de valeur assez importante. Grâce à cette précaution, toutes les variations de capacité d'origine extérieure se montrent relativement trop faibles pour exercer une action appréciable sur la fréquence de l'oscillation (en particulier les variations dues à la dilatation des électrodes de la lampe oscillatrice pilote). Ainsi que nous l'avons déjà mentionné, on se gardera bien d'user, pour cette dernière, de quelque penthode du type H.F., mais on choisira une penthode B.F. (l'EL 84 étant excellente pour cet usage).

L'acceptation de valeurs assez grandes pour les capacités d'accord permet d'utiliser des bobines ne comportant pas un nombre de tours trop élevé, et celles-ci seront susceptibles d'une exécution sur de petits mandrins en polystyrène *entièrement filetés*, où le fil sera bien maintenu.

Ces mandrins pouvant être munis d'une vis magnétique, on aura, de ce fait, toute facilité pour « caler » au mieux chaque bande sur le cadran du V.F.O.

Notre formule d'oscillateur E.C.O. se montre *excellente* : stable dès les toutes premières minutes du branchement de l'émetteur au secteur, très peu sensible aux variations de la tension de celui-ci, donnant toujours en télégraphie une note comparable à celle d'un quartz. C'est pourquoi nous la recommandons, en raison des satisfactions qu'elle a déjà procurées à de nombreux amateurs-émetteurs.

La position de la prise de cathode n'est pas indifférente pour une bobine destinée à un montage E.C.O. La stabilité de la fréquence devant les variations des tensions d'alimentation dépend un peu de son emplacement; mais cela est une question réglée une fois pour toutes lors de la mise au point du prototype.

Ici encore, nous insisterons sur la nécessité d'employer uniquement des condensateurs *au mica* à l'étage pilote V.F.O. (les condensateurs céramique présentant une capacité variable sous l'effet de la température).

Le schéma d'un V.F.O. et d'une chaîne multiplicatrice de fréquence

L'encombrement de trois bobines oscillatrices ne posant plus aucune problème avec ce montage E.C.O., le principe de trois « circuits de départ de pilotage » devient d'application facile et nous parvenons au schéma de principe de la figure 7-4 dont le tableau 7-5 résume les modes de fonctionnement possibles.

On voit que pour le trafic sur les bandes 3,5 et 7 MHz, le premier étage multiplicateur est apériodique, L_4 étant une bobine d'arrêt. C'est la seconde lampe multiplicatrice qui fournit le doublage de fréquence.

Pour 14 MHz, un « circuit à large bande » accordé au milieu de la bande 7 MHz (L_5) se trouve intercalé dans la chaîne, et l'on a deux doublages de fréquence successifs. La bande 21 MHz est obtenue dans de très bonnes conditions, par triplage de fréquence à partir de ce même circuit à bande large 7 MHz, car la lampe EL 84, étant une penthode, tend à favoriser les harmoniques impaires.

Pour la bande 28 MHz, le pilotage a lieu sur 7 MHz, et il est suivi de deux doublages de fréquence successifs, le premier s'opérant sur un circuit à bande large accordé au milieu de la bande 14 MHz (L_6).

Seul le circuit de plaque de la seconde lampe multiplicatrice est toujours accordé par un condensateur variable, ne laissant de la sorte aucun doute sur la fréquence extraite à la sortie de cet étage et procurant à celle-ci un maximum de tension H.F.

On remarquera que le court-circuit des bobines non utilisées s'opère avec un retard d'une position, afin qu'une bobine court-circuitée ne se trouve pas au voisinage immédiat de celle en service. En l'absence de court-circuit, il n'y aurait à redouter, en réalité, qu'une absorption sur la bande 28 MHz, celle-ci étant due à la bobine 3,5 MHz.

Ainsi, toutes les précautions ont été prises pour ne pas avoir de pertes.

La charge anodique de l'étage pilote V.F.O. est formée par une résistance de 10 000 à 20 000 ohms (puissance 6 à 8 watts). De cette disposition, on retirera une régularité remarquable de la tension de sortie du V.F.O. au long de chaque gamme. Pour la meilleure stabilité d'un oscillateur, il est toujours préférable d'éviter de constituer cette charge anodique par un circuit capable d'un accord variable. Une bobine d'arrêt y serait admissible, mais ce genre d'organe *ne pouvant jamais être parfait*, mieux vaut utiliser la résistance que nous préconisons.

Au chapitre II, nous avons insisté sur les raisons de préférer, pour l'amplification ordinaire, un fonctionnement des lampes en régime A, c'est-à-dire avec le « point de

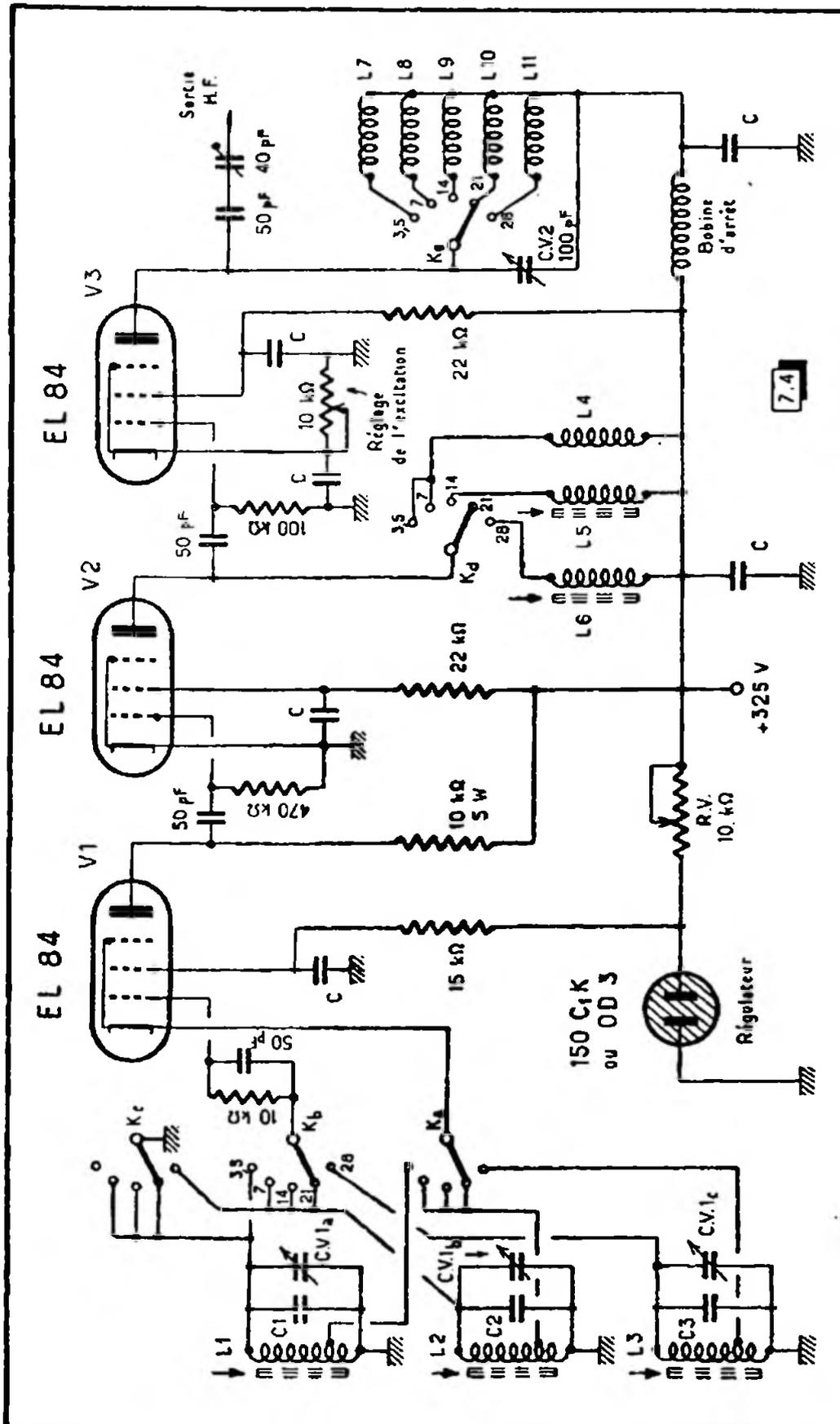


Fig. 7-4. — Schéma du pilote V.F.O. et des étages multiplicateurs de fréquence. Les condensateurs C sont du modèle au mica, de 4000 pF.

repos » situé au milieu de la partie rectiligne de caractéristique comprise entre le coude inférieur de celle-ci et l'axe vertical correspondant à la polarisation zéro. Au contraire, pour un meilleur travail des étages multiplicateurs de fréquence, il sera bon de déplacer le point de fonctionnement moyen vers le coude inférieur de la caractéristique I_p/V_g . Deux moyens y contribueront : un abaissement de la tension d'écran de ces lampes (et c'est là la raison de la présence d'une résistance de 20 000 ohms, 2 watts, en série dans ces circuits), de même qu'un accroissement de la polarisation négative de grille. Cela s'obtient fort simplement grâce à une valeur un peu élevée de la résistance de fuite de grille. Nous étudierons ce détail un peu plus loin, à propos de la polarisation de l'étage final de l'émetteur.

On notera encore que la diminution de la tension d'écran et l'augmentation de la polarisation négative de grille des lampes multiplicatrices de fréquence concourent à réduire l'intensité consommée aux circuits d'anode et d'écran, ce qui est toujours intéressant.

Le choix des lampes aura lui-même une grande importance : on donnera la préférence à des lampes de pente aussi élevée que possible. La penthode EL 84, avec ses 11 mA/V, est *imbattable* en cette fonction.

Enfin, nous remarquerons que le montage correspondant au schéma de la figure 7-4 forme une très intéressante partie d'émetteur, simple, d'usage agréable, en raison de sa commutation totale, de réglage rapide puisqu'en dehors du condensateur variable de V.F.O., CV 1, seul le condensateur CV 2 doit être accordé.

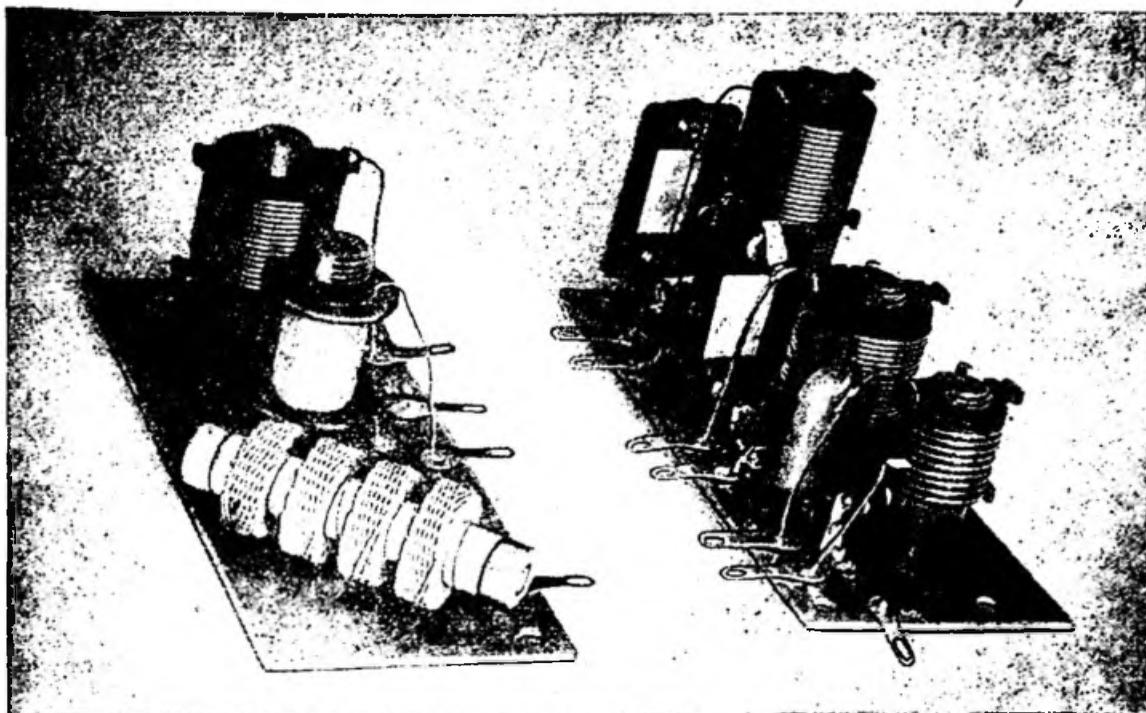
Les bobinages du V.F.O. et des étages multiplicateurs

Bien que ce chapitre ne soit pas encore consacré aux réalisations proprement dites, il nous a semblé préférable de ne pas dissocier du schéma de V.F.O., que nous venons de recommander, l'ensemble des caractéristiques de ses bobinages, étant donné que ce V.F.O. et ses étages multiplicateurs forment une base définitive sur laquelle s'appuieront d'autres montages.

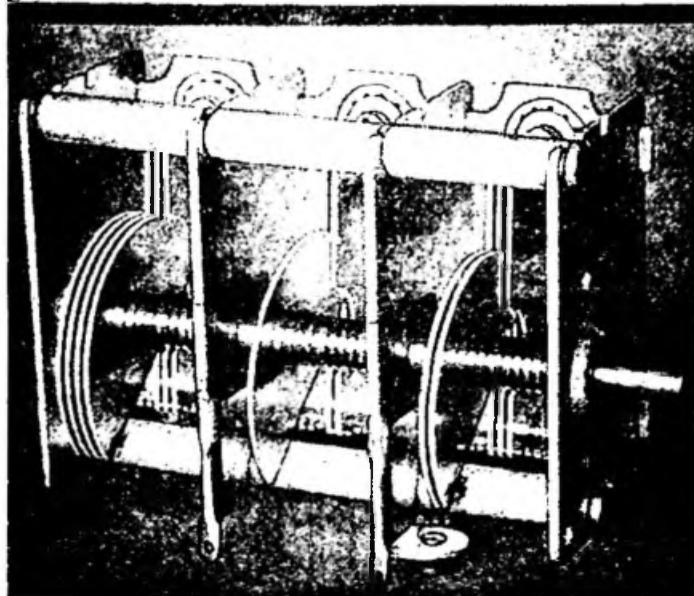
L'une de nos photographies montre le groupe des bobines du V.F.O. assemblées sur une plaquette de fréquence de $40 \times 92 \times 1$ mm.

Pilote V.F.O. V_1	Premier étage multiplicateur V_2	Deuxième étage multiplicateur V_3
Oscillation sur : (MHz)		Accord sur : (MHz)
1,75	→ Apériodique (bobine d'arrêt)	→ 3,5
3,5	→ Apériodique (bobine d'arrêt)	→ 7
	↘ Circuit à large bande 7 MHz	→ 14
		→ 21
7	→ Circuit à large bande 14 MHz	→ 28

Fig. 7-5. — Modes de fonctionnement du pilote V.F.O. et des étages multiplicateurs de fréquence.



Ci-dessus : les bobinages du V. F. O. et de l'étage intermédiaire.



Ci-contre : le condensateur variable du V.F.O.

La bobine oscillatrice 1,75 MHz (L_1) est réalisée selon les détails donnés par la figure 7-6, au moyen de deux mandrins tubulaires de $10,4 \times 25$ mm (collerette de fixation coupée à l'un d'eux). Les deux tubes sont assemblés au moyen d'une vis magnétique collée. A la partie supérieure, une autre vis magnétique sert au réglage. Cet ensemble reçoit bout à bout (et fixées par collage) deux carcasses filetées de 18 mm de diamètre et de pas 0,9 mm. L'enroulement est commencé par la base (côté masse). Le premier mandrin reçoit 17 tours de fil nu de 0,6 mm de diamètre; on ménage la prise de cathode et l'on poursuit en bobinant 17 autres tours du même fil sur le mandrin supérieur. Sur l'enroulement entier est montée en parallèle, une capacité fixe de 550 pF (mica).

La bobine oscillatrice 3,5 MHz (L_2) est faite sur une seule carcasse de 18 mm de diamètre, au pas de 0,9 mm, collée en haut d'un mandrin tubulaire de $10,4 \times 25$ mm, recevant seulement une demi-vis magnétique. L'enroulement comporte 15 tours en tout, la prise de cathode étant ménagée à la sixième spire à partir de la masse. Le condensateur fixe d'accord est ici de 500 pF (mica).

Pour la bobine oscillatrice 7 MHz (L_3), il est fait usage d'une petite carcasse de 14 mm de diamètre, au pas de 1,25 mm, toujours collée en haut d'un mandrin tubulaire de $10,4 \times 25$ mm, muni, à sa partie supérieure, d'une demi-vis magnétique. L'enroulement est de 9 tours, avec prise de cathode à la troisième spire à partir de l'extrémité masse. Le condensateur fixe est de 350 pF (mica).

En parallèle sur chacune de ces bobines sont respectivement connectées les trois cages du condensateur variable du V.F.O., CV 1. Leurs capacités maxima sont les suivantes :

- a) Pour L_1 : 135 pF;
- b) Pour L_2 : 45 pF;
- c) Pour L_3 : 90 pF.

Sur la même photographie, on remarquera encore le groupe des bobines L_4 , L_5 , L_6 , correspondant au circuit anodique de la première lampe multiplicatrice. La bobine L_4 est une bobine d'arrêt; elle comprend quatre nids d'abeille (totalisant 510 tours de fil de 0,2 mm, sous soie), répartis sur un tube de stéatite de 8 mm de diamètre et de 45 mm de long.

Le circuit à large bande L_5 est constitué par un mandrin tubulaire de $10,4 \times 25$ mm (muni d'une vis magnétique), sur lequel sont enroulées, jointives, 48 spires de fil de 0,25 mm, une couche soie.

Pour L_6 , sur un même mandrin tubulaire est collée une carcasse filetée de 18 mm. de diamètre, au pas de 0,9 mm, sur laquelle sont enroulés 16 tours de fil de 0,6 mm, nu. Ce mandrin est muni d'une demi-vis magnétique. Les trois bobinages sont fixés sur une plaquette de frérencite de $40 \times 92 \times 1$ mm.

Les bobines L_7 à L_{11} sont directement soudées « en l'air », entre l'élément K_e du commutateur de bandes et le stator K_f dont les cosses servent de relais.

Voici les caractéristiques de ces bobines :

- L_7 : 32 tours de fil de 0,6 mm, nu, sur tube de bakélite H.F. de 30 mm de diamètre, fileté au pas de 1,25 mm;
- L_8 : 15 tours de même fil sur un même tube;
- L_9 : 13 tours de fil de 0,6 mm, nu, sur tube de bakélite H.F. de 15 mm de diamètre, fileté au pas de 1 mm;
- L_{10} : 13 tours de fil étamé de 1 mm, sans mandrin, diamètre moyen 13 mm, longueur 27 mm;
- L_{11} : 9 tours de fil étamé de 1,5 mm, sans mandrin, diamètre moyen 13 mm, longueur 27 mm.

L'étage final de l'émetteur

Disposant d'une oscillation stable et de fréquence convenablement multipliée, il faut à présent amplifier l'énergie H.F. afin d'appliquer à l'antenne une puissance convenable (dans le cadre de la puissance autorisée, cela est évident). C'est là le rôle de l'étage final : le P.A. (power amplifier).

Il va falloir choisir la lampe finale de l'émetteur, et voici les différents points auxquels on devra prêter attention.

LE RENDEMENT DE L'ÉTAGE FINAL

Les dispositions administratives visent et limitent la puissance d'alimentation anodique appliquée à l'étage final de l'émetteur. Il est donc évident que l'on aura intérêt à tirer le plus possible de puissance H.F. à partir de cette puissance alimentation limitée, en d'autres termes à élever le rendement de l'étage final.

LA PUISSANCE DISSIPÉE

Toutes les documentations indiquent pour chaque lampe d'émission, la puissance susceptible d'être dissipée par la plaque. En effet, rien ne se transformant sans pertes,

on a forcément : Puissance d'alimentation anodique = Puissance transformée en H.F. + Puissance perdue en chaleur sur l'anode (et éventuellement l'écran) de la lampe. Par exemple, telle lampe fonctionnant avec un rendement de 70 % et capable de dissiper 15 watts sur sa plaque, travaillera au maximum de ses possibilités si on lui applique une puissance d'alimentation anodique de 50 watts.

LES RÉGIMES DE FONCTIONNEMENT

Au chapitre II, nous avons examiné le régime A et dans le cas de celui-ci, on peut remarquer qu'au point de fonctionnement moyen, c'est-à-dire au point de repos, correspond un courant anodique continu non négligeable; de ce fait, une puissance assez

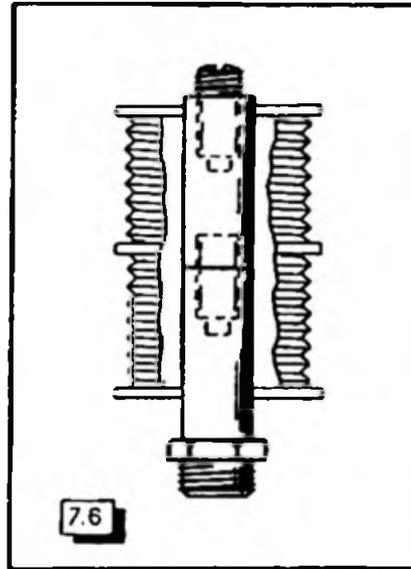


Fig. 7-6. — Détail de l'assemblage des mandrins de la bobine oscillatrice L_1 .

notable devra se trouver dissipée dans la lampe et le rendement possible sera, en général, de l'ordre de 30 % (les 70 % restants équivalant à cette puissance dissipée).

Le courant continu anodique moyen étant la cause de l'échauffement, on voit qu'il faut le réduire pour faire croître le rendement. Pour cela, il est nécessaire d'appliquer à la lampe une polarisation négative de grille ($-V_g$) plus importante, et l'on peut ainsi faire venir le point de fonctionnement au niveau du coude inférieur de la caractéristique I_p/V_g . On conçoit que seule l'alternance positive E_1 de la tension d'excitation de grille déterminera le passage du courant anodique de la lampe (tracé A B C de la figure 7-7), l'alternance négative E_2 ne produisant aucun effet.

Mais, si l'on monte une seconde lampe en opposition avec la première (courbe I_p'), le circuit d'attaque présentant une symétrie par rapport à la masse, l'alternance E_2 se montrera de sens positif à l'égard de la grille de la lampe, et le tracé A B C auquel viendra s'adjoindre le tracé C D E formera une période complète.

Ce mode de fonctionnement n'est intéressant qu'en matière d'amplification B.F. (montage push-pull), où on lui adjoint l'étiquette « régime AB_1 (sans courant de grille) » tant que la tension d'excitation E_1 n'atteint pas l'axe vertical zéro (autrement dit tant que la valeur de crête de E_1 ne dépasse pas la tension de polarisation V_g). Si la tension de crête d'excitation devient supérieure à V_g , une partie de chacune de ses alternances déborde au-delà de l'axe zéro et les grilles des lampes du push-pull présentent une tension positive durant cette partie de cycle. De plus, l'espace grille-cathode y devient *conducteur*, de sorte qu'il ne suffit plus d'appliquer *une tension* à la lampe, mais qu'il faut lui fournir *une puissance*. On atteint alors le « régime AB_2 (avec courant de grille) » ou « régime B » pour lequel le rendement est voisin de 50 %.

Dans le cas de l'amplification H.F. de puissance, on néglige le régime B pour sauter au « régime C » (inapplicable en amplification B.F.), lequel est capable d'assurer un rendement de 70 à 75 %. Il ne s'agit plus, à présent, d'amplifier uniformément une large

bande de fréquences, comme en B.F. mais de délivrer au circuit accordé de plaque de l'étage final, des « chocs » ou impulsions, le circuit accordé se chargeant de restituer la forme sinusoidale de l'oscillation.

En régime C, une lampe unique convient fort bien, et si l'étage final symétrique est une possibilité, il n'est pas une nécessité.

Dans ce mode de travail (fig. 7-8), la tension de polarisation — V_g appliquée à la grille, doit être égale au double de celle du « cut-off », c'est-à-dire de celle qui détermine l'annulation du courant anodique. Bien entendu, il est indispensable que la tension (de crête) d'excitation de grille E_1 soit élevée ; elle dépassera même la valeur V_g , la grille devenant positive durant une partie de l'alternance correspondante de l'excitation. Cette électrode consomme ainsi une puissance que l'étage précédent doit être capable de fournir. De plus, on notera que seule la fraction hachurée du cycle d'excitation déclenchera le fonctionnement de la lampe, en libérant un courant anodique A B C. Ce dernier prendra lui-même une valeur élevée, de sorte que si la lampe ne travaille que durant de courtes parties du cycle d'excitation, elle sera capable d'y délivrer une puissance instantanée très importante.

En raison du rendement qu'il permet d'atteindre, le régime C sera le mode de travail normal auquel devra tendre tout étage final d'émetteur.

LE CAS DE LA LAMPE « TROP FORTE »

Sous prétexte que « qui peut le plus peut le moins », ou que « la lampe ne fatiguera pas », on utilise parfois à l'étage final de l'émetteur, une lampe prévue pour une puissance de travail beaucoup plus grande que celle à laquelle elle sera normalement soumise.

Cette manière de voir équivaut à celle qu'aurait un transporteur achetant un camion de 5 tonnes pour ne jamais le charger au-delà de 500 ou 1000 kilogrammes. Chacun sourit en songeant au poids mort inutilement déplacé et à la consommation supplémentaire de carburant en résultant !

Le cas de la lampe « trop forte » est analogue. Il faut comprendre qu'une lampe prévue pour dissiper 100 watts aura notamment une anode de plus grande surface que celle d'une lampe ne dissipant que 25 watts, les autres électrodes étant à l'avenant. Il suffira d'ailleurs de consulter un tableau de lampes d'émission dressé par puissances croissantes, pour constater que les capacités internes suivent la même progression ! On conclura sans peine qu'il est nuisible de subir les conséquences des dimensions données aux électrodes d'une lampe trop forte, si celle-ci ne doit jamais être utilisée au maximum de ses possibilités.

LA PUISSANCE D'EXCITATION

La puissance d'excitation de grille d'une lampe d'émission est une donnée fort importante.

Les triodes nécessitent une puissance d'excitation beaucoup plus grande que les tétrodes ou les penthodes. De plus, elles obligent à l'opération du neutrodynage (que nous exposerons plus loin).

Par exemple, une tétrode 807, en régime C, se contentera d'une puissance d'excitation de 0,2 à 0,4 watt H.F., pour une puissance d'alimentation de l'ordre de 60 watts, tandis qu'une triode T 20, fonctionnant avec une même puissance alimentation (en régime C, téléphonie, modulation plaque), exigera 3,6 watts H.F. d'excitation grille.

La conclusion à tirer est que si l'ensemble de la figure 7-4 est capable d'exciter aisément une 807 ou deux 807 en parallèle, il faudrait intercaler une lampe amplificatrice de puissance entre cet ensemble et la T 20, pour que cette dernière reçoive l'excitation qu'elle exige !

C'est pourquoi l'on donne généralement la préférence aux tétrodes ou aux penthodes pour l'équipement du P.A. d'un émetteur puisque, pour une égale puissance H.F. de sortie, l'on s'épargne les nécessités de l'adjonction d'un étage amplificateur de « demi-puissance », de son alimentation, ainsi que les réglages supplémentaires de circuits accordés au cours de l'utilisation de l'émetteur.

LA GRILLE ÉCRAN. LES BLINDAGES

Précédemment, nous avons beaucoup recommandé l'EL 84 comme multiplicatrice de fréquence, de même que pour l'oscillateur V.F.O. Nous l'avons fait parce que cette lampe avait toujours ses circuits de grille et de plaque accordés sur deux fréquences différentes, ce qui écartait tout risque d'auto-oscillation.

Par contre, la lampe finale, pour satisfaire aux conditions du régime C et procurer son rendement de 70 à 75 % doit *obligatoirement* fonctionner en *amplificatrice*, c'est-à-dire avec ses circuits de grille et de plaque réglés sur une même fréquence.

C'est pourquoi la véritable tétrode ou penthode d'émission possède une grille écran constituée de manière à former un blindage interne entre la grille et la plaque.

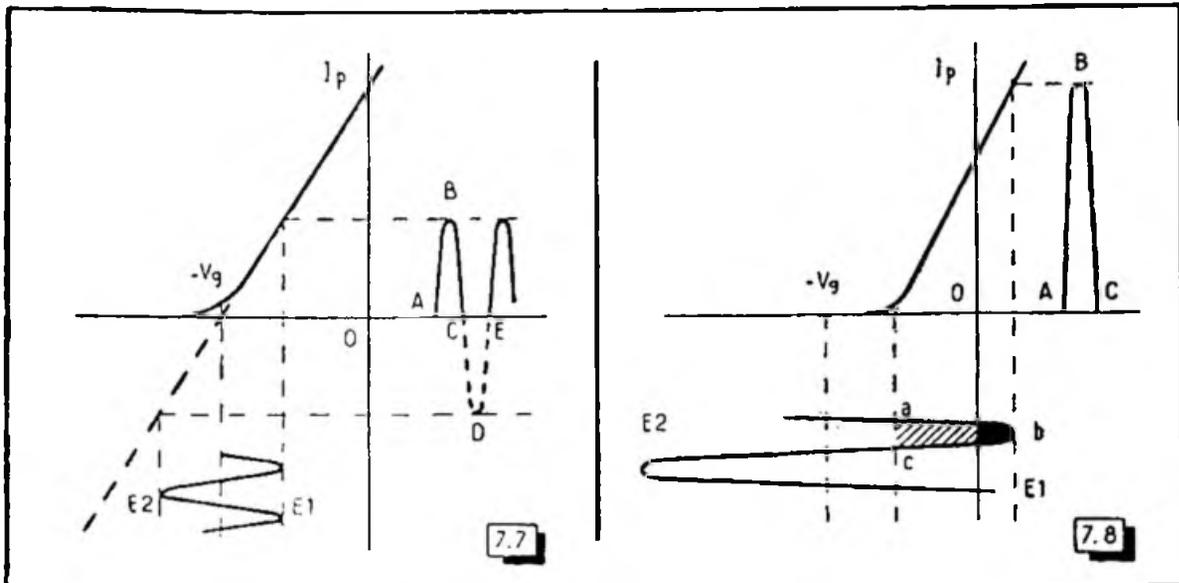


Fig. 7-7. — Principe du fonctionnement d'un push-pull en régime B.

Fig. 7-8. — Fonctionnement en régime C. Le courant plaque de la lampe n'est débloqué que durant la partie a b c du cycle d'excitation, mais il atteint une valeur instantanée élevée.

Or, l'EL 84 est avant tout une penthode B.F. et sa grille écran ne répond pas aux nécessités requises pour une lampe d'émission utilisée en *amplificatrice*. Il en va de même pour diverses lampes bien connues : 6 L 6, 6 V 6, 6 AQ 5, etc.

Une véritable lampe d'émission est donc de rigueur à l'étage final d'un émetteur. En outre, on se gardera bien d'oublier que l'écran, *blindage interne* dans une telle lampe, n'assure que cette protection interne. Il faut le prolonger à l'extérieur, par de très bons blindages (en faisant passer la lampe par un trou du châssis et en la plaçant de manière que le disque intérieur prolongeant l'écran soit au niveau du blindage) afin de garantir une sérieuse séparation de tous les organes appartenant au circuit de grille de la lampe et tous ceux qui font partie de son circuit de plaque.

D'autre part, les « retours de masse » seront établis *très courts*, en tendant à les rassembler vers un même point, ainsi que nous en avons exposé la bonne méthode au chapitre V. Grâce à ces simples précautions, l'absence de phénomènes d'auto-oscillation se trouve normalement assurée.

Cependant, il arrive que certains amateurs émetteurs engagent une véritable lutte contre des auto-oscillations survenant dans un étage final équipé d'une penthode ou d'une tétrode. Nous avons vu expérimenter de tels étages *dépourvus de tout blindage*, le réalisateur ayant pensé que l'écran intérieur de la lampe était suffisant, et que, pour le reste, un miracle surviendrait en sa faveur... N'insistons pas !

D'autre part, une cause moins connue à ces phénomènes d'auto-oscillation réside dans une *valeur trop grande du condensateur de liaison* placé entre la plaque de l'étage précédent et la grille de la lampe finale. On aura grand intérêt à monter à cette place

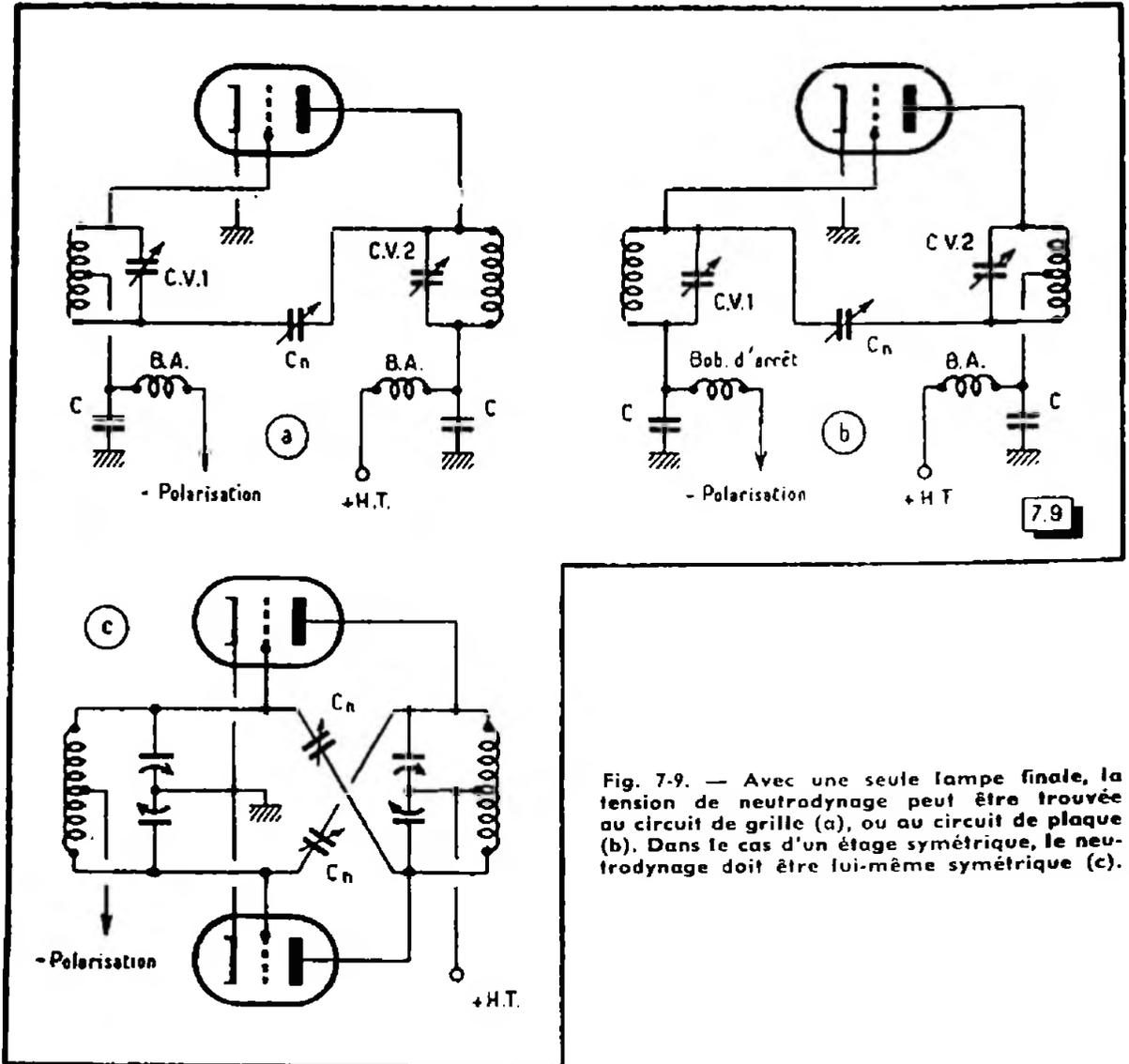


Fig. 7.9. — Avec une seule lampe finale, la tension de neutrodynage peut être trouvée au circuit de grille (a), ou au circuit de plaque (b). Dans le cas d'un étage symétrique, le neutrodynage doit être lui-même symétrique (c).

un condensateur ajustable et à en réduire la capacité à la plus petite valeur compatible avec une excitation correcte de la lampe finale sur toutes les bandes de travail de l'émetteur.

A l'intérieur d'une triode amplificatrice finale, aucun blindage n'existe entre la grille et la plaque. Si les blindages extérieurs entre les circuits de grille et de plaque sont toujours indispensables, il n'empêche que la capacité grille-plaque de la lampe assure le couplage entre ces deux circuits accordés sur une même fréquence et que l'auto-oscillation de la lampe en devient inmanquable. C'est pourquoi la triode amplificatrice doit obligatoirement être neutrodynée.

Le neutrodynage

Le neutrodynage consiste à annuler l'effet de la transmission d'énergie H.F. par la capacité grille-plaque d'une lampe, en opposant à cette tension H.F. une tension égale mais déphasée de 180° (c'est-à-dire en opposition de phase).

Pour cela il faut prévoir l'un des circuits accordés de grille ou de plaque, de manière que l'on puisse y prélever cette tension H.F. déphasée de 180° par rapport à la tension d'excitation de grille de la lampe finale (fig. 7-9). En d'autres termes, l'un des circuits doit prendre une forme *symétrique*, ce qui peut être plus ou moins ennuyeux à l'égard de l'association aux étages précédents ou du couplage à l'antenne.

L'opération du neutrodynage n'est pas compliquée. A l'aide d'une boucle à ampoule (très simple accessoire mentionné au chapitre des mesures), on contrôle l'accord exact

du circuit de grille. Puis on applique la tension anodique sur la triode finale, on couple la boucle à la bobine de plaque et l'on tourne CV2. En général, une énergie H.F. suffisante passera par la capacité interne de la lampe pour que le filament de l'ampoule de la boucle s'allume au moment de l'accord. C'est alors qu'en agissant sur le condensateur de neutrodynage C_n , on trouvera un point pour lequel l'ampoule s'éteint. La transmission d'énergie H.F. par la capacité grille-plaque est annulée, à ce moment précis, par l'opposition d'une tension H.F. de même valeur, mais déphasée de 180° , prise à l'autre extrémité du circuit symétrique.

En principe, la capacité C_n doit être égale à la capacité grille-plaque de la lampe (accrue de celle du support, etc.). Dans la pratique, les valeurs courantes des condensateurs de neutrodynage n'excéderont pas une quinzaine de picofarads.

Un étage final à deux triodes symétriques nécessiterait évidemment deux condensateurs de neutrodynage, ainsi que le représente la figure 7-9 c.

Circuits symétriques et asymétriques

Nous venons d'évoquer, à propos du neutrodynage, l'idée que les formes symétriques et asymétriques des circuits pouvaient se montrer plus ou moins avantageuses selon les cas.

La forme la plus simple du circuit accordé est l'asymétrique (fig. 7-10). Elle autorise deux modes de couplage : 1°) par capacité; 2°) par ligne à basse impédance, cette dernière

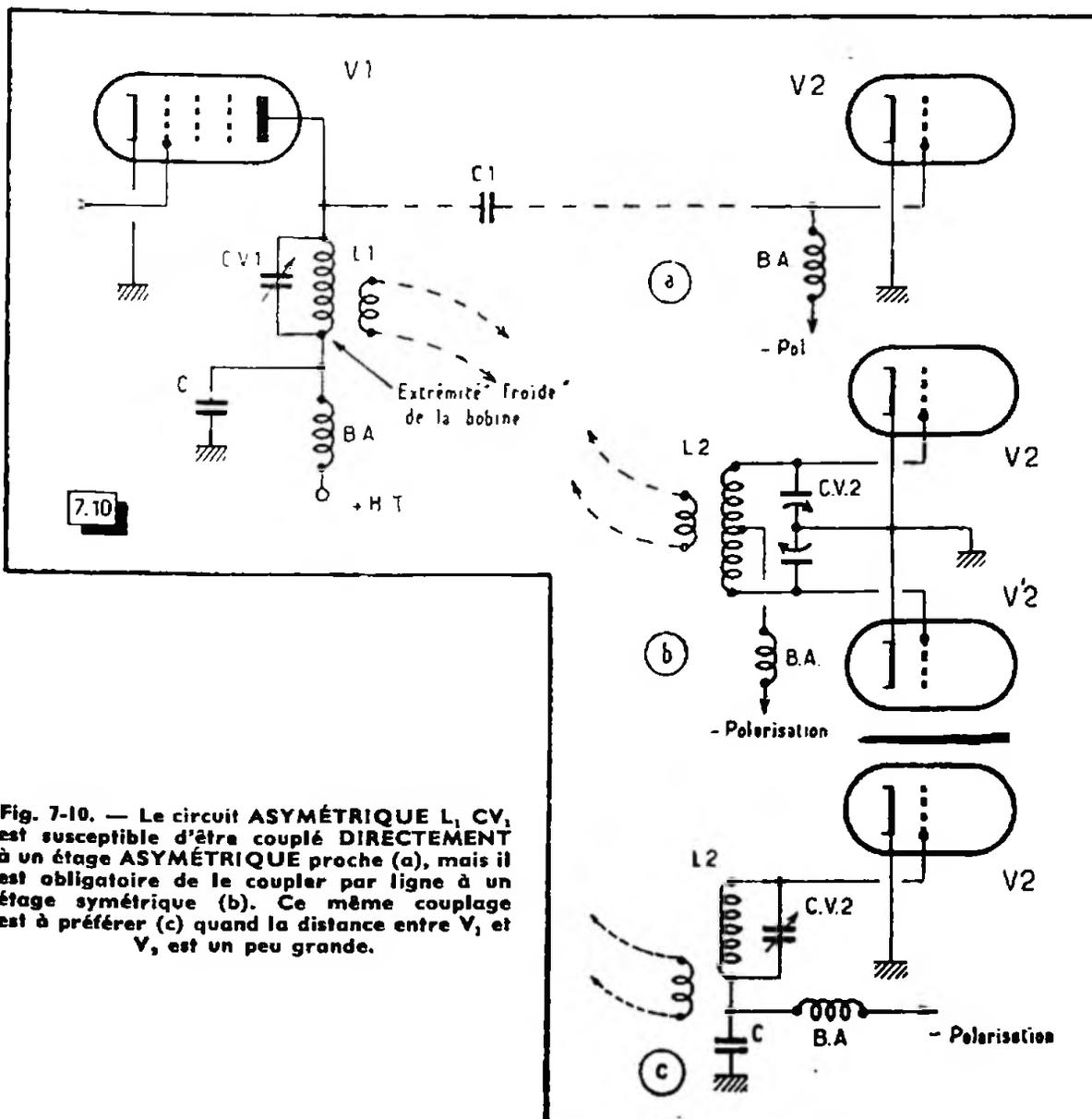


Fig. 7-10. — Le circuit ASYMÉTRIQUE L, CV, est susceptible d'être couplé DIRECTEMENT à un étage ASYMÉTRIQUE proche (a), mais il est obligatoire de le coupler par ligne à un étage symétrique (b). Ce même couplage est à préférer (c) quand la distance entre V₁ et V₂ est un peu grande.

étant *obligatoirement* couplée par une bobine auxiliaire de quelques spires, à l'extrémité froide du circuit accordé (c'est-à-dire l'extrémité « mise à la masse » à l'égard des courants H.F., par l'intermédiaire du condensateur de fuite C).

Dans le premier cas, le couplage peut être « dosé » en agissant sur la valeur du condensateur C_1 et, dans le second, en écartant ou en rapprochant les deux bobines.

Le couplage par capacité ne permet que l'attaque directe d'une grille de lampe ou bien des grilles de deux lampes reliées en parallèle (fig. 7-10 a), et le condensateur variable CV_1 est le seul organe de réglage d'accord entre les lampes V_1 et V_2 .

Lorsqu'il est nécessaire d'exciter deux lampes montées de façon symétrique (push-pull), il est obligatoire de venir à la partie b de la figure 7-10, et l'on voit que les organes de réglage d'accord sont, cette fois, au nombre de deux : CV_1 et CV_2 , tandis qu'un nouveau groupe de bobinages (L_2) s'est également montré indispensable. Le condensateur variable CV_2 étant choisi d'un modèle double (équilibré), fournit de ce fait, à ce circuit, un « point milieu » en H.F. (ce qui dispense de découpler par un condensateur le point milieu de la bobine (connecté au — polarisation).

Bien entendu, il aurait été possible aussi de coupler par ligne le circuit asymétrique L_1 , CV_1 , à un autre étage asymétrique (fig. 7-10c). Entre étages voisins, situés sur un même châssis, cela ne procure pas d'avantages mais entraîne les inconvénients d'un second condensateur variable (CV_2) à régler, et d'un changement ou d'une commutation supplémentaire de bobines, en L_2 . Aussi le couplage par capacité est-il à préférer dans ce cas.

Mais si les lampes V_1 et V_2 ne sont pas sur un même châssis et se trouvent à quelque distance l'une de l'autre, on abandonnera le couplage par capacité, lequel n'admettrait pas sans pertes importantes une connexion un peu longue. Le couplage par ligne à basse impédance sera le seul à prévoir dans ce cas, qu'il s'agisse du couplage d'un étage asymétrique à un étage symétrique (fig. 7-10b), ou asymétrique (fig. 7-10c), ou encore entre deux étages symétriques.

Par ailleurs, il est évident qu'un étage symétrique (V_1 et V_2 sur la figure 7-10b) ne peut être attaqué que par une ligne couplée au milieu de la bobine L_2 . Un réglage commode du couplage en ce point est permis en constituant mécaniquement L_2 par deux bobines entre lesquelles se trouve ménagé un intervalle où s'introduit la bobine de couplage de ligne. Toutefois, dans le cas de la figure 7-10b, il n'y a pas lieu de se préoccuper de ce détail, puisqu'un réglage aisé du couplage est possible entre la bobine L_1 et la bobine de ligne correspondante.

En général, les bobines d'extrémité de ligne seront identiques de part et d'autre de celle-ci. A titre d'indication pratique, leur nombre de tours s'échelonnera de 2, pour la bobine 28 MHz, à 5 pour celle de 3,5 MHz, cela n'étant pas strictement critique.

La polarisation

Lorsque nous avons examiné, au cours de ce chapitre, les divers régimes de fonctionnement des lampes finales, nous avons vu que ceux-ci dépendaient de la tension de polarisation appliquée à la grille de commande. Il est donc fort souhaitable que cette tension soit aussi bien définie qu'il est possible de le faire.

Il nous faut, tout d'abord, nous attacher à la question du courant d'excitation de grille. Le dernier des étages multiplicateurs délivrant une tension H.F. assez importante à la grille de la lampe ou des lampes finales, cette électrode peut devenir positive (entre le moment où la tension d'excitation évolue entre l'axe $V_g = 0$ et son sommet E_1 , comme le montrait la figure 7-8). De ce fait, la grille se conduit à la manière d'une plaque de diode laissant passer un courant grille-cathode. Un « déséquilibre » se trouve donc créé entre les deux alternances du courant H.F. d'excitation, dont les charges négatives n'auront d'autre chemin de « neutralisation » (fig. 7-11) que celui de la bobine d'arrêt, la résistance R et le galvanomètre G; ceux-ci seront parcourus par un courant dirigé dans le sens de la flèche I_g .

Une polarisation automatique de l'étage final par le passage de I_g dans R , s'établit par la chute de tension ainsi provoquée. Pour une lampe 807, dont la tension de polarisation sera de -45 volts, et le courant d'excitation de grille de $3,5$ mA, la valeur de la résistance R sera de $12\ 800$ ohms. Cependant, ce très simple procédé n'est pas sans inconvénients. D'une part, la tension de polarisation dépendra de I_g , et il sera nécessaire de surveiller le maintien de cette intensité à la valeur prévue; d'autre part, en cas de suppression de l'excitation H.F., la polarisation de la lampe finale sera réduite à zéro, ce qui est toujours dangereux pour la vie de celle-ci.

Il sera donc préférable de prélever la polarisation de l'étage final sur une source auxiliaire à tension fixe. Des batteries de piles ou d'accumulateurs seraient peu pratiques, aussi aura-t-on avantage à l'emploi d'un *redresseur d'alimentation* (transformateur et valve), débitant sur un potentiomètre à prise réglable (fig. 7-12).

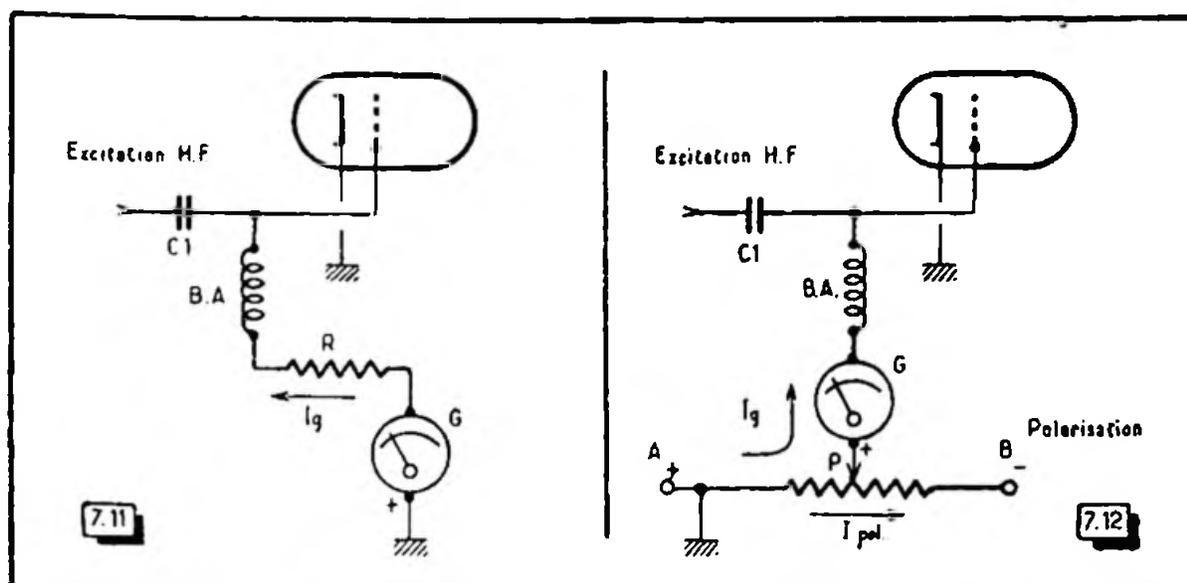


Fig. 7-11. — En présence d'une excitation H.F., la grille de la lampe se conduit à la manière d'une diode et un courant continu (dit courant d'excitation de grille) s'établit selon le trajet I_g .

Fig. 7-12. — Lorsque la tension de polarisation est prélevée sur un diviseur de tension, le courant I_{pol} , passant dans celui-ci coexiste avec I_g dans la partie AP de la résistance.

L'emplacement du collier P sera préalablement choisi sans que l'émetteur soit en fonctionnement. Pour une lampe finale 807 (ou deux 807 en parallèle), on situerait ce collier de manière à mesurer une tension d'environ 45 volts entre la masse (polarité positive) et la prise P (polarité négative).

Il sera nécessaire de revenir sur l'ajustage de la prise P, une fois l'émetteur mis en marche et ses premiers étages réglés jusqu'au circuit de grille de l'étage final. En effet, à l'intensité I_{pol} traversant primitivement le diviseur de tension se superpose, à présent, dans la partie AP de ce dernier, le « courant d'excitation de grille » I_g . Il en résulte un accroissement de la chute de tension, c'est-à-dire une polarisation plus élevée de l'étage final. *On voit qu'il faudra revenir sur le réglage de la prise P, tout en maintenant I_g à sa valeur correcte* (toujours indiquée parmi les caractéristiques des lampes d'émission) *jusqu'au moment où l'on mesurera, entre P et la masse, la tension de polarisation prévue.*

De ce qui précède, il ressort qu'il sera bon de choisir (dans les limites du débit possible du redresseur) un diviseur de tension de résistance peu élevée, afin de réduire l'influence de la variation de la tension de polarisation au moment où l'intensité I_g s'ajoute à I_{pol} dans la partie AP du diviseur.

D'un autre côté, nous verrons, en étudiant la manipulation (chapitre VIII), qu'un redresseur de polarisation fournit l'une des solutions les plus saines et les plus élégantes au problème d'une bonne manipulation : la manipulation par blocage de grille.

La tension d'écran

La tension appliquée à l'écran étant inférieure à la tension anodique de la lampe finale, on l'obtient d'ordinaire au moyen d'un diviseur de tension connecté à la source de tension plaque (fig. 7-13).

Très souvent, on fait usage d'une unique résistance bobinée M N, munie d'un collier mobile P, mais nous allons montrer que ce procédé n'est pas très rationnel. Supposons que nous ayons à alimenter les écrans de deux lampes 807 consommant $2 \times 9 = 18$ mA, sous la tension prévue de 250 volts, et que le redresseur d'alimentation anodique délivre une tension de 500 volts. Afin de calculer entièrement le diviseur de tension, donnons arbitrairement à la partie M P la valeur de 20 000 ohms. Puisque la tension au point P est, par hypothèse, de 250 volts, il passera dans cette partie : $250/20\ 000 = 12,5$ mA (prélèvement fort acceptable sur la source d'alimentation anodique). Dans la partie N P du diviseur, s'ajouteront ce courant et celui qui se dirige vers les écrans, soit $12,5 + 18 = 30,5$ mA. La tension d'alimentation anodique étant de 500 volts, il faudra qu'une chute de 250 volts se produise de N en P, afin de retrouver 250 volts entre P et M. Ainsi, la partie N P devra présenter une résistance de $250/0,0305 = 8196$ ohms, mettons 8200 ohms en chiffres ronds.

Voyons à présent les puissances dissipées. Pour la partie M P, nous avons : $20\ 000 \times 0,0125^2 = 3,12$ watts, tandis que pour N P le calcul donne : $8200 \times 0,0305^2 = 7,63$ watts.

Il serait complètement faux de supposer qu'il suffit d'adopter un diviseur capable de dissiper la plus grande de ces deux valeurs. En effet, quand un fabricant nous propose une résistance prévue pour dissiper une puissance donnée, cette dernière est transformable en chaleur *sur la totalité de la surface de cet organe*. Or, dans le cas présent, si nous avons une unique résistance bobinée de $20\ 000 + 8200 = 28\ 200$ ohms, nous remarquerons que la prise P se trouve aux $8200/28\ 200$, soit approximativement aux $2/7$ de la résistance à partir de N. Si la puissance à dissiper sur cette partie est de 8 watts en chiffres ronds (soit 4 watts pour $1/7$), il faudra que les $7/7$, autrement dit *la totalité du diviseur* puisse dissiper 28 watts. Il serait donc normal de prendre, pour celui-ci, un modèle 35 ou 40 watts, mais on a vu que la partie M P n'aurait à dissiper que 3,12 watts, de sorte que nous aurions là un organe inutilement encombrant.

Une méthode rationnelle et économique tout à la fois consiste à monter le diviseur de tension en deux parties. Dans le cas de notre exemple, nous prendrions pour M P une résistance de 20 000 ohms (modèle de 7 à 14 watts, pour une large sécurité), et pour N P, afin de ménager *une marge de réglage*, une résistance à collier mobile de 10 000 ohms, 20 watts.

Il va sans dire que pour l'ajustage final de la position de la prise P à la valeur correcte, la tension d'écran sera mesurée sur l'émetteur en marche et réglé.

La lampe finale en fonctionnement. La charge apportée par l'antenne

Les conditions d'un fonctionnement correct de l'étage final d'un émetteur, en régime C, nécessitent, nous l'avons déjà souligné, une tension d'excitation suffisamment généreuse, les crêtes E_1 de cette dernière (fig. 7-8) conduisant même le courant anodique de la lampe à sa valeur de saturation.

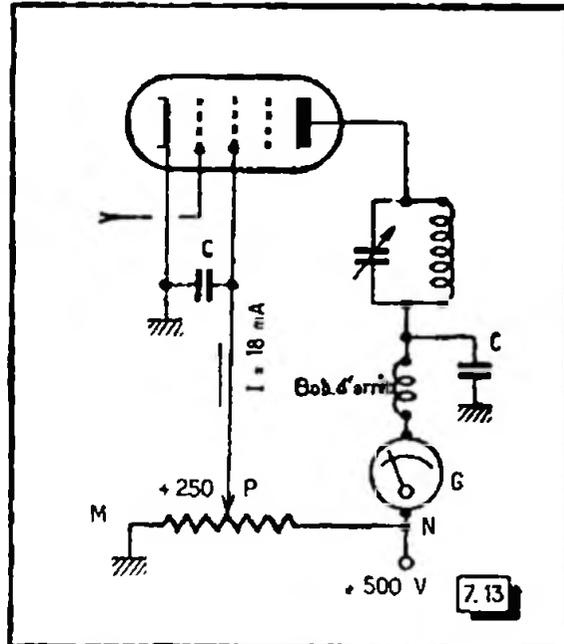
De cela, il résulte que si l'on applique la tension anodique sur l'étage final (dont a grille est déjà excitée par l'étage précédent) mais dont le circuit de plaque n'est pas encore accordé, on verra le courant anodique monter à une valeur dépassant souvent *à limite définie* dans les conditions de fonctionnement normales de la lampe.

Bien entendu, on se gardera d'attendre et l'on tournera *immédiatement* le condensateur variable du circuit de plaque afin de réaliser l'accord. L'impédance dudit circuit

passant par un maximum au moment de cet accord sur la fréquence d'excitation de la lampe, la résonance se traduira par une forte baisse du courant anodique, souvent nommée « creux de l'accord ». *A ce moment, la puissance prélevée par l'étage final sur sa source d'alimentation anodique, devient faible.*

En présence d'une excitation assez forte, il arrive que l'on note non pas un minimum, mais deux minima *très voisins* entre lesquels se manifeste une légère remontée du courant anodique. (Ce phénomène rappelle la courbe « en dos de chameau » des transformateurs M.F. surcouplés.) On n'attachera pas une importance démesurée à ce fait, car il

Fig. 7-13. — Calcul d'un diviseur de tension d'écran.



disparaîtra dès que l'antenne sera couplée et viendra « charger » le circuit de plaque de l'étage final. En pareil cas, on réglerait le condensateur variable de plaque, entre les deux minima.

Cet accord étant obtenu, on ne le retouchera plus et l'on couplera progressivement l'antenne à l'émetteur (selon l'un des procédés que nous examinerons plus loin). L'antenne (convenablement conditionnée, cela va de soi) commencera à prélever de la puissance H.F. sur l'émetteur et, pour produire celle-ci, le courant anodique de l'étage final, c'est-à-dire la puissance alimentation de ce dernier, *augmentera en fonction du couplage.*

Le fait d'utiliser, par exemple, à l'étage final d'un émetteur, deux lampes 807 capables chacune d'une puissance alimentation voisine de 50 watts (en régime C, téléphonie), soit à elles deux d'une centaine de watts, *n'empêche donc nullement de limiter la puissance alimentation à 50 watts*, sur les bandes où il s'agit du maximum autorisé. *Si la tension anodique est de 500 volts, il suffira de faire croître le couplage d'antenne, jusqu'au moment où le courant anodique d'étage final sera égal à 100 mA, puisque $500 \times 0,1 = 50$ watts.*

Les bobines d'arrêt. L'alimentation en série et en parallèle

On sait que les bobines d'arrêt ont pour mission de bloquer le chemin aux courants H.F., tout en livrant passage au courant continu. Elles ont, en somme, des propriétés inverses à celles des condensateurs, lesquels sont « imperméables » au courant continu, tout en se laissant traverser par les courants alternatifs (et cela d'autant mieux que la fréquence de ceux-ci est plus élevée et que la capacité est plus grande).

L'association de bobines d'arrêt et de condensateurs permet ainsi d'« aiguiller » à sa guise ces deux formes de courants, à chaque « bifurcation » des circuits.

Les condensateurs sont des organes pour lesquels le comportement pratique est voisin des conditions de fonctionnement théorique. Par contre, il est loin d'en être de même pour les bobines d'arrêt. En effet, *leurs enroulements ne seront jamais sans présenter des capacités réparties*, ce qui leur confèrera à chacun *une fréquence de résonance propre*.

L'exécution de telles bobines en plusieurs sections *dissemblables* permet d'*échelonner les résonances* sur une certaine gamme de fréquences.

Il est logique de songer ici aux « circuits à bande large », c'est-à-dire à ceux dont l'accord s'opère par les capacités résiduelles de la lampe, du câblage... par opposition aux circuits accordés par une capacité relativement plus importante et dont l'impédance tombe beaucoup plus rapidement, de part et d'autre de la fréquence d'accord.

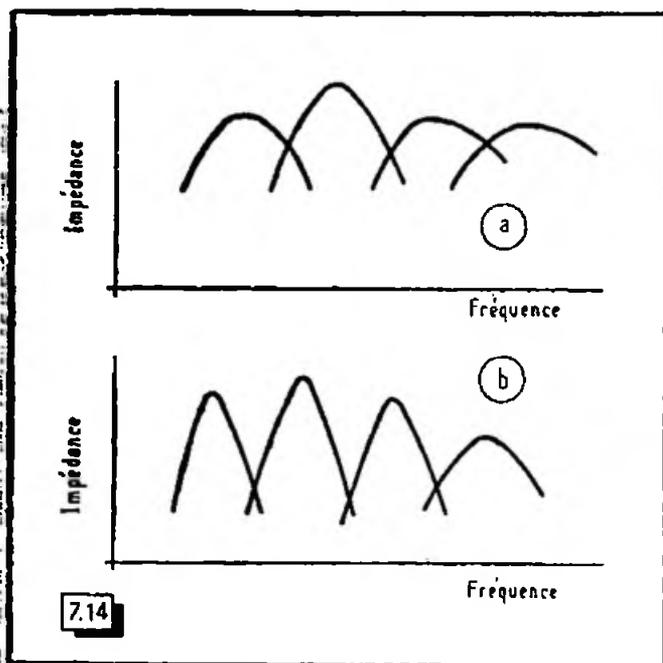


Fig. 7-14. — Lorsque les enroulements d'une bobine d'arrêt présentent des capacités réparties trop grandes, les résonances deviennent pointues (b) et laissent des « trous » entre elles.

Aussi, avec quatre enroulements dissemblables, par exemple, obtiendra-t-on un ensemble de courbes assez étalées et se recouvrant assez bien (fig. 7-14a) *si les capacités résiduelles de chaque section de bobine sont très faibles*, mais, par contre, on risquerait d'importantes crevasses (les classiques « trous » des bobines d'arrêt) avec des nids d'abeille dont les spires sont serrées les unes contre les autres (fig. 7-14b). Pour qu'une bobine d'arrêt ait des chances de comportement convenable, il faudra que ses enroulements *présentent des alvéoles bien visibles entre leurs spires*.

La meilleure des impédances de blocage demeure une simple résistance ; seule, elle offrira toutes les garanties désirables d'apériodicité. Mais lorsqu'on ne peut admettre la chute de tension inévitable qu'elle provoque, force est d'en revenir à la bobine d'arrêt. Toutefois, comme *l'imperfection* de celle-ci est immanquable, on agira avec discernement.

C'est pourquoi *l'alimentation en série* d'un circuit anodique demeure toujours préférable. On voit par la figure 7-15, où le chemin offert aux courants H.F. est tracé en trait gras, qu'un « bouclage » aisé du circuit étant assuré par le condensateur de découplage C, la bobine d'arrêt ne garde qu'une « mission de refoulement » bien peu importante à l'égard de « résidus » de H.F. tendant à s'égarer vers le + H.T.

Par contre, *dans l'alimentation en parallèle* (fig. 7-16), la bobine d'arrêt *doit tenir la totalité de la tension H.F. développée aux bornes du circuit accordé de plaque* et ce rôle sera relativement dur à remplir.

Evidemment, ce procédé offre l'avantage d'écarter du condensateur variable et de la bobine de plaque, la présence de la haute tension continue, ce qui peut garantir certaines sécurités. Mais en raison des *inévitables* imperfections de toutes les bobines d'arrêt, des pertes seront toujours présentes; dans le cas d'étages intermédiaires, elles réduiront le rendement et, pour un étage final de puissance moyenne, il ne sera pas rare

de constater que la bobine d'arrêt *chauffe à son extrémité connectée à la plaque de la lampe*. Il arrive même qu'une *carbonisation locale* en ce point survienne, ce qui démontre bien l'existence des pertes en H.F. Autant donc éviter celles-ci en demeurant fidèle à l'alimentation en série (en général toujours admissible sur les émetteurs d'amateurs).

A titre indicatif seront données quelques formules éprouvées pour l'exécution de bobines d'arrêt, mais certaines d'entre elles demeureront difficiles à réaliser si l'on ne possède une machine à bobiner les nids d'abeille.

1°) Modèle 22 μH (résistance 6 ohms), pour V.H.F.

Sur un tube de stéatite de 8×43 mm, muni d'embouts métalliques : 60 spires jointives de fil 0,1 mm (une couche soie) suivies de 40 spires s'écartant progressivement pour occuper la longueur du tube de stéatite.

2°) Modèle 900 μH (résistance 10 ohms), pour usages généraux sur les circuits d'émetteur. Sur un identique tube de stéatite, quatre enroulements en nid d'abeille d'alvéoles larges, de 135, 130, 125 et 120 spires, en fil de 0,2 mm (une couche soie).

3°) Modèle 1500 μH (résistance 16 ohms). Toujours sur le même tube de stéatite, quatre enroulements en nid d'abeille à alvéoles larges, de 150, 170, 180 et 160 tours, en fil de 0,18 mm (une couche soie).

Le choix de la lampe finale

Le choix de la lampe finale dépendra évidemment de la puissance maximum à laquelle on se limitera. Cependant, il y a lieu de mentionner que les conditions de fonctionnement notées dans les catalogues des fabricants de lampes s'appliquent en général *au fonctionnement permanent*. Jusqu'à un certain point, la limitation de puissance correspond, en effet, à une *limitation d'échauffement*, et, dans le cas d'un *fonctionnement discontinu* présentant de courtes périodes de travail séparées par des moments de repos, ces derniers permettant à la lampe de se refroidir, il sera donc possible de lui demander davantage au cours des périodes de travail, sans que pour cela sa température dépasse

Fig. 7-15. — Avec l'alimentation en série, le retour des courants H.F. se fait par le condensateur. Cet la bobine d'arrêt ne joue qu'un rôle secondaire.

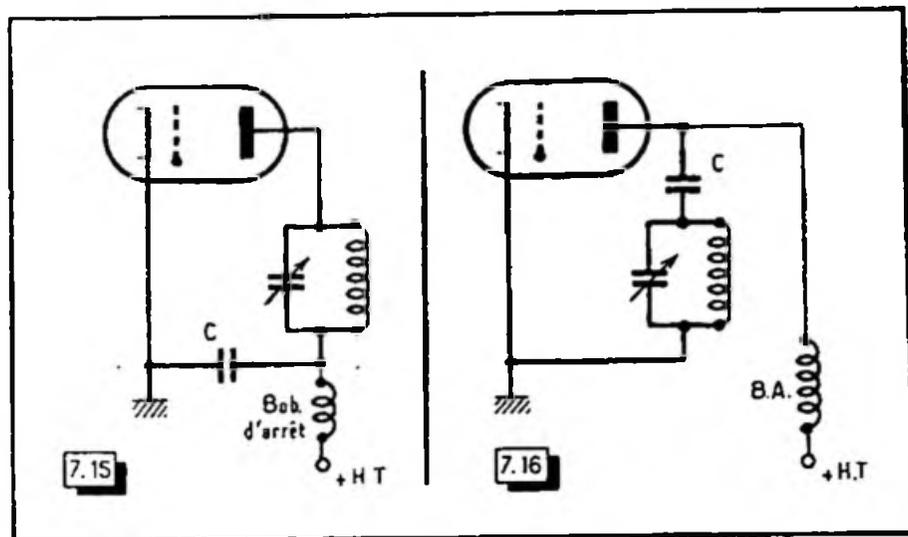


Fig. 7-16. — Par contre, dans le cas de l'alimentation en parallèle, la bobine d'arrêt supporte toute la tension H. F. du circuit d'anode.

a limite permise. C'est pourquoi certaines documentations américaines mentionnent les régimes C.C.S. : *continuous commercial service* et I.C.A.S. : *intermittent commercial and amateur service*, dont la traduction nous paraît superflue.

En dehors de la puissance admissible, nous avons déjà noté l'importance de la notion de la puissance d'excitation. En général, un amateur émetteur donnera la préférence à une tétrode ou à une penthode, dont la grande « sobriété » à l'égard de l'excitation, permettra de ne pas compliquer inutilement l'émetteur.

Nous avons dit aussi qu'il n'était pas très intéressant, au point de vue du rendement, de choisir une lampe présentant *des possibilités* de puissance non utilisées.

C'est pourquoi nous nous bornerons à indiquer les caractéristiques de deux lampes finales d'approvisionnement courant et parfaitement adaptées à l'équipement d'un émetteur d'amateur (voir page ci-contre).

L'émetteur devant, dans la plupart des cas, fonctionner tantôt en télégraphie, tantôt en téléphonie, on adopte, dans la pratique, des conditions de fonctionnement moyennes, par exemple pour une 807, celles du régime C, télégraphie, C.C.S., sous 500 à 560 volts plaque, à la fois pour la télégraphie et la téléphonie.

Le circuit oscillant de l'étage final

LE CONDENSATEUR VARIABLE

Le choix du condensateur variable destiné à l'étage final de l'émetteur repose sur plusieurs données. La première d'entre elles est la valeur de la capacité, et nous n'insisterons pas sur ce point. La seconde est la qualité des isolants sur lesquels sont maintenues les lames fixes et mobiles. En général un condensateur d'émission est monté sur stéatite ou sur quelque isolant moderne de bonne qualité, de sorte que nul problème ne se pose. Cependant, nous signalerons au passage, car cette remarque peut être intéressante à l'égard d'autre matériel utilisé en ondes courtes, qu'un isolant de moins bonne qualité peut ne pas donner de pertes en H.F. appréciables s'il est utilisé sous une épaisseur ou une longueur suffisantes; par exemple, les pertes seront négligeables si les armatures d'un condensateur variable sont fixées sur une barrette de bakélite ou d'ébonite, par deux tiges *nettement distantes* (disons 3 ou 4 cm, pour fixer les idées). Par contre, un collet d'ébonite de 2 ou 3 mm d'épaisseur isolant d'un flasque métallique une tige filetée soumise à une tension H.F. pourra chauffer et même prendre feu, car l'isolant travaille alors à la manière d'un diélectrique et les pertes par *hystérésis diélectrique* y sont importantes.

Un troisième point est celui de la *tension de service* du condensateur. Les lames fixes et mobiles de celui-ci sont soumises à des tensions alternatives H.F. élevées et *des arcs* sont susceptibles d'éclater entre elles. Pour un écartement (un interlame) donné, l'apparition de l'arc dépend non seulement de la tension, mais encore d'éléments plus ou moins contrôlables, tels que le poli des lames, la forme plus ou moins vive ou arrondie de leurs arêtes. La pression atmosphérique, le degré d'humidité de l'air, contribuent pour leur part à l'existence d'une sorte d'état de « pré-ionisation » au voisinage des lames.

Tenant compte du fait qu'en téléphonie, lorsqu'on module par la plaque, la tension instantanée sur cette électrode *double* aux moments où la profondeur de modulation atteint 100 %, nous avons résumé, par le graphique de la figure 7-17, les distances à mesurer entre une lame fixe et la lame mobile voisine, selon la valeur de la H.T. appliquée et le schéma de l'étage final.

En outre, nous remarquerons que dans un étage final symétrique, le condensateur variable double peut être connecté de deux manières différentes. Dans le cas de la figure 7-18a, c'est le condensateur variable qui détermine le point milieu H.F., son rotor étant mis à la masse, et il n'y a pas besoin de condensateur de fuite entre la prise médiane de la bobine et la masse. Mais dans ce mode de branchement, le condensateur variable supporte la somme de la tension anodique continue et de la tension H.F. Par contre, dans le cas de la figure 7-18b, le rotor doit être isolé de la masse, puisqu'on le relie au + H.T. Le découplage H.F. est assuré par le condensateur C et le condensateur variable n'a plus à supporter que la seule tension alternative H.F. entre ses armatures.

A PROPOS DE LA CAPACITÉ DU CONDENSATEUR VARIABLE DE PLAQUE P.A. LORS DU FONCTIONNEMENT EN RÉGIME C

En étudiant les conditions de travail des lampes finales en régime C, nous avons noté que le circuit accordé d'anode se chargeait de restituer une oscillation H.F. sinusoïdale à partir des « impulsions » fournies par le courant plaque. Ce résultat exige

CARACTÉRISTIQUES DES LAMPES FINALES 807 et 6146

	Tension plaque (volts)	Tension écran (volts)	Tension polarisation (volts)	Intensité plaque (mA)	Intensité écran (mA)	Courant excitation grille (mA)	Puissance excitation grille (watts)	Puissance alimentation (watts)	Puissance H.F. de sortie (watts)
807	600	250	— 45	100	6	3,5	0,2	60	40
	750	250	— 45	100	7	3,5	0,2	75	50
	475	225	— 85	83	5	4	0,4	39,4	27,5
	600	275	— 90	100	6,5	4	0,4	60	42,5
6146	500	170	— 66	135	9	2,5	0,2	67,5	48
	750	160	— 62	120	11	3,1	0,2	89	70
	400	150	— 87	112	7,8	3,4	0,4	44,8	32
	600	150	— 87	112	7,8	3,4	0,4	67,2	52

Chauffage : 6,3 V
0,9 A

Puissance maximum dissipable sur la plaque : 30 watts.

Capacités internes :

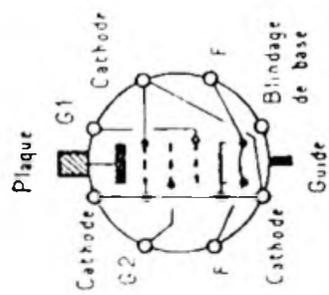
Grille-plaque : < 0,2 pF
Entrée : 12 pF
Sortie : 7 pF

Chauffage : 6,3 V
1,25 A

Puissance maximum dissipable sur la plaque : 25 watts.

Capacités internes :

Grille-plaque : < 0,22 pF
Entrée : 13,5 pF
Sortie : 8,5 pF



807

L'anode sort au sommet de l'ampoule.
Le culot est vu du côté des broches.

6146

Culot octal vu du côté des broches.

une certaine valeur de la capacité d'accord (valeur variable en fonction de la fréquence) afin que puisse être emmagasinée la charge de chacune des impulsions.

La figure 7-19 indique cette valeur optimum théorique, pour chacune des bandes amateurs, de 3,5 à 28 MHz. Cependant, en pratique, diverses considérations vont se heurter; par exemple, l'adoption de la capacité optimum pour la bande 3,5 MHz est susceptible de conduire à l'emploi d'un condensateur variable dont la capacité résiduelle risquera d'être gênante sur la bande 28 MHz, sans compter que sur cette même bande, la rapidité de la variation de la capacité pourra rendre les réglages désagréablement « pointus ».

L'importance de ce dernier inconvénient sera bien diminuée si l'on fait usage d'un condensateur variable aux lames à profil « square law » plutôt qu'à forme demi-circulaire.

Mais, comme pour le reste il faudra bien s'en tirer par un compromis, si l'émetteur doit fonctionner sur toutes les bandes, mieux vaudra ne pas handicaper les bandes favorables au trafic en DX, c'est-à-dire celles de 14, 21 et 28 MHz. Peu importe, à ce moment-là, si la capacité du condensateur est théoriquement un peu faible pour la bande 3,5 MHz.

C'est donc au titre du « meilleur compromis » (d'ailleurs sanctionné par la pratique) que nous allons donner les caractéristiques de divers jeux de bobines pour l'équipement de l'étage final d'un émetteur.

LES BOBINES DE L'ÉTAGE FINAL

Le calcul des bobinages n'est pas toujours « payant », car certains « éléments impondérables » (capacités réparties, etc.) difficiles à évaluer, viennent le troubler, de sorte qu'il est plus rapide de pratiquer des mesures et d'éventuelles corrections, en se basant sur un « échantillon » de bobine. On ne demandera donc à l'abaque de la figure 7-20, qu'un dégrossissage dans la détermination de l'inductance d'une bobine ou des caractéristiques physiques de celle-ci, en fonction d'une inductance donnée.

On se souviendra que les meilleures bobines sont celles dont le rapport longueur/diamètre est compris entre 1 et 1,5.

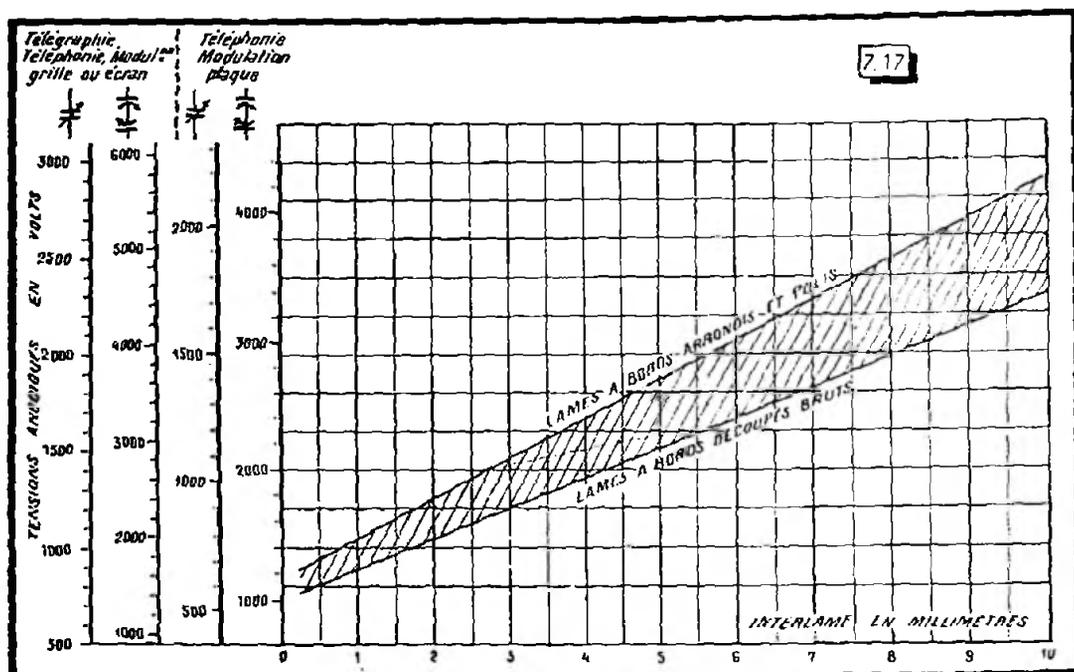


Fig. 7-17. — Abaque indiquant l'INTERLAME DE SÉCURITÉ à choisir pour un condensateur variable, selon le mode de fonctionnement de l'émetteur et la tension anodique appliquée.

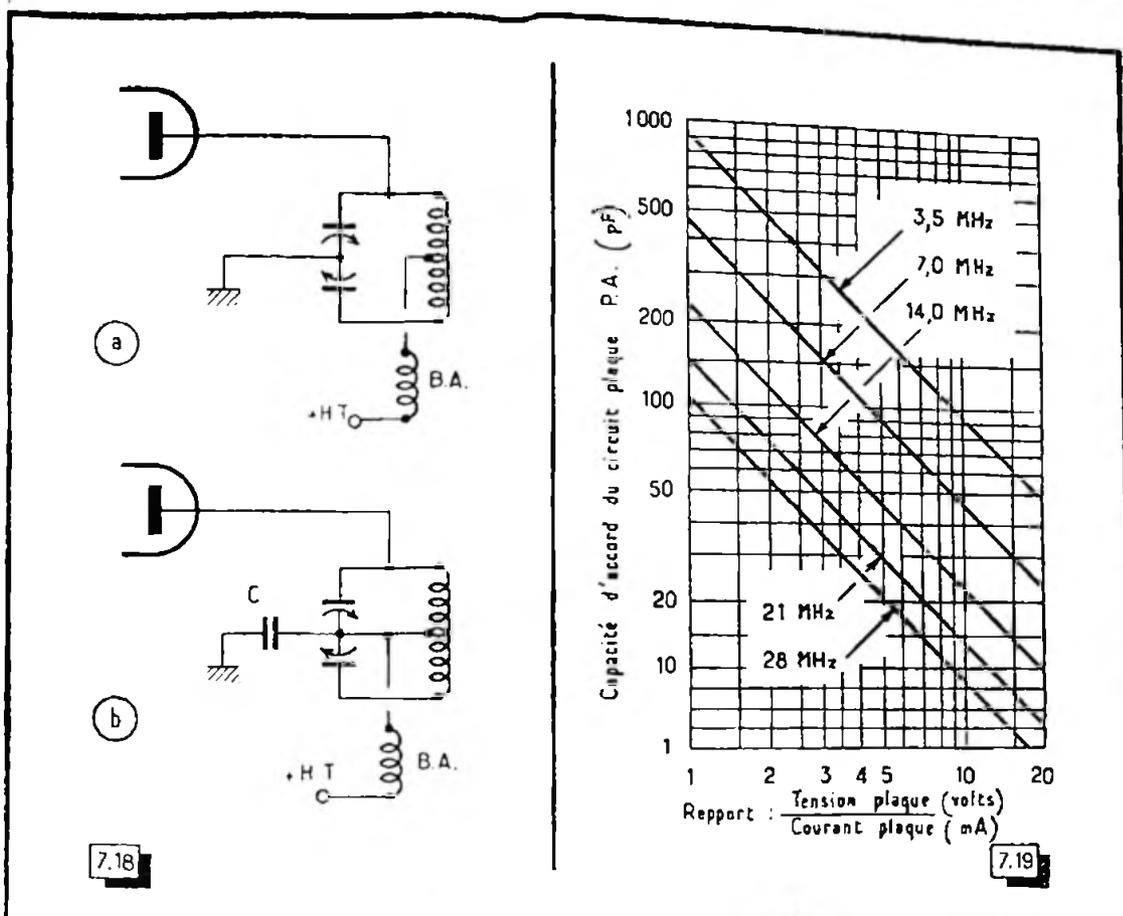


Fig. 7-18. — En a, le condensateur supporte la tension H.F. augmentée de la tension anodique continue. En b, seule la tension H.F. existe entre ses armatures.

Fig. 7-19. — Abaque permettant de trouver, pour chaque bande amateurs, la valeur optimum de la capacité d'accord au circuit plaque P.A., selon la tension et l'intensité anodiques. Lorsqu'un condensateur double est employé, il faut prendre pour chaque section, la moitié de la valeur trouvée sur l'abaque.

Une erreur courante lors de la réalisation de bobines de plaque d'étage final, chez l'amateur émetteur, est de croire que le fil destiné à cette confection n'est jamais assez gros. Or, il faut toujours garder présent à l'esprit le fait que *le cuivre constituant l'enroulement est une masse métallique placée dans le champ de la bobine*, donc un élément générateur de pertes.

Reprenant un exemple que nous avons déjà cité pour le cas de la lampe finale trop forte, la robustesse est, pour un camion, *une nécessité devant le poids à transporter*, autrement dit, *un poids mort qu'il faut forcément subir*. Dans le cas de la bobine d'émission, la comparaison demeure valable, et il y aura un diamètre optimum de fil en fonction de la puissance.

Pour des émetteurs de 250 watts alimentation, on constitue d'excellentes bobines à l'aide de fils allant de 1,5 mm pour la bande 3,5 MHz, à 2 mm pour celle de 28 MHz. Il n'y a donc pas lieu d'aller au-delà de ces diamètres pour nos puissances autorisées de 50 à 100 watts alimentation. Ces diamètres assureront, en outre, une excellente robustesse mécanique, si l'on prend soin après avoir formé le fil sur un mandrin cylindrique, de « visser » les enroulements dans des barrettes de « plexiglas » convenablement perforées et de les immobiliser à l'aide de colle cellulosique. En raison de la distance entre spires voisines et, a fortiori, entre spires extrêmes, aucune perte n'est à craindre avec le « plexiglas » lequel est, par ailleurs, facile à travailler et ne se déforme pas.

1°) *Bobines pour circuits asymétriques :*

Le condensateur variable est un modèle de 70 pF.

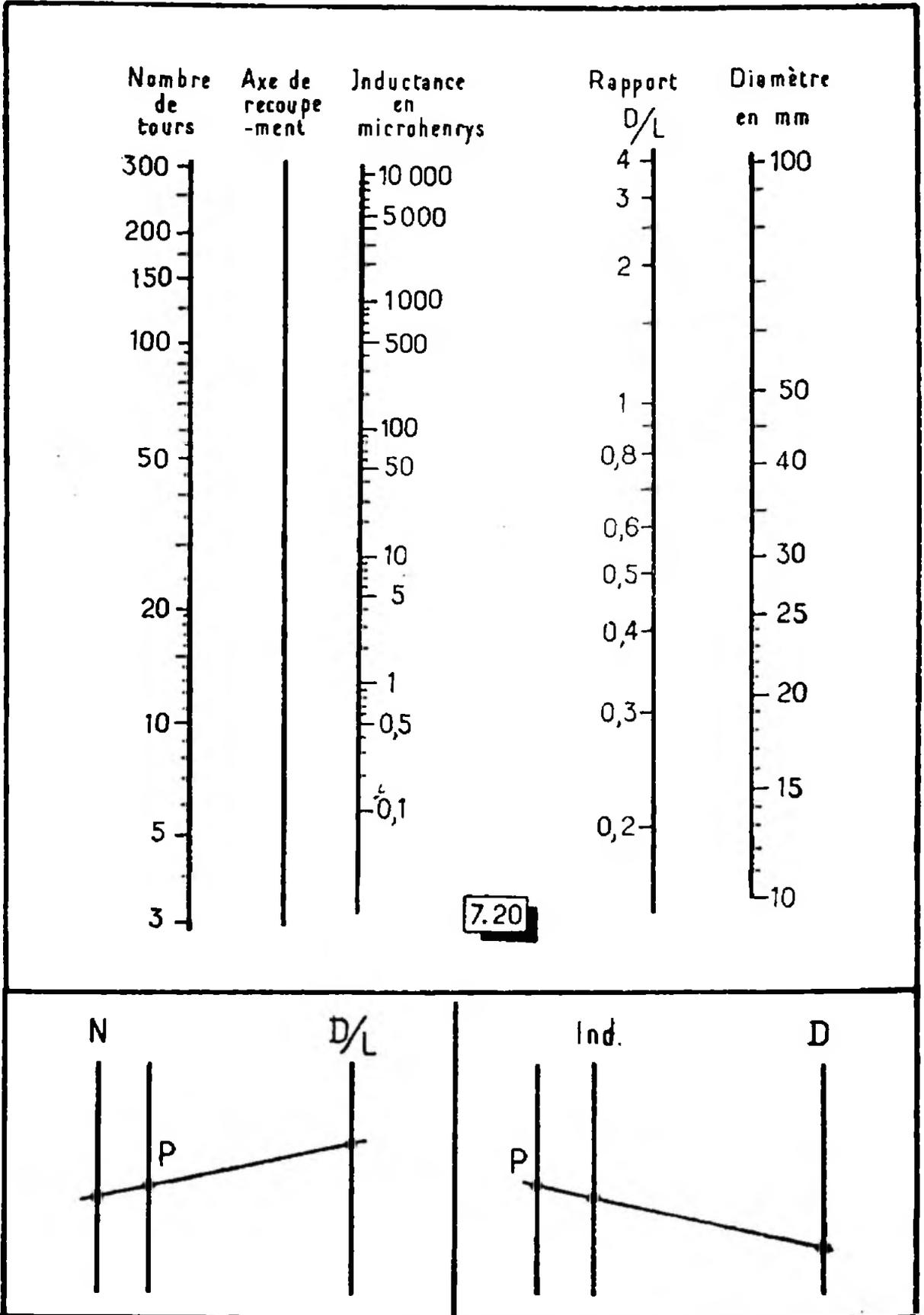


Fig. 7-20. — Inductance d'une bobine, en fonction de son diamètre (en mm), du rapport diamètre/longueur, (D et L étant exprimés à l'aide d'une même unité) et de son nombre de tours. En présence d'une bobine, tracer la droite N-D/L déterminant le point P sur l'axe de recouplement. Puis, lire l'inductance à l'intersection de la droite tracée de P au diamètre D.

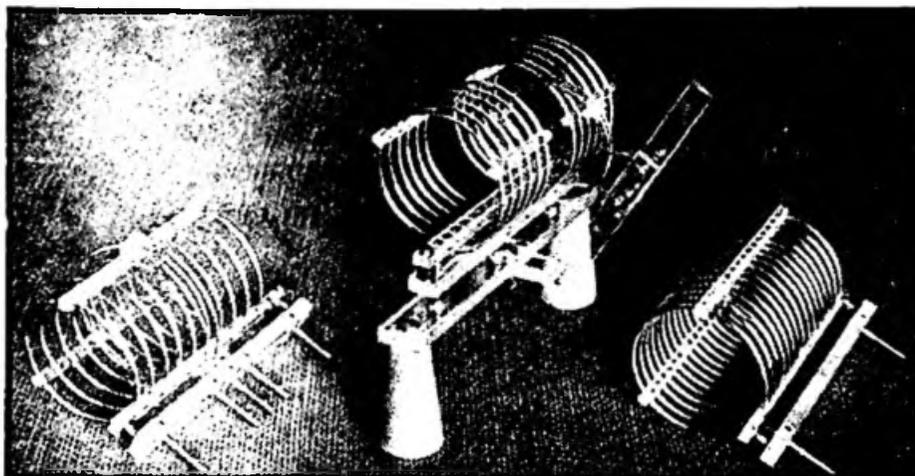
Toutes les bobines ont un diamètre et une longueur uniformes, respectivement de 60 et 100 mm.

La bobine 3,5 MHz est réalisée en fil de cuivre argenté de 1,5 mm, les autres en fil de 2 mm.

Pour les diverses bandes on aura :

3,5 MHz	30 tours,
7 MHz	16 tours,
14 MHz	10 tours,
21 MHz	6 tours,
28 MHz	4 tours.

Dans le cas de l'emploi de deux lampes 807, il peut être avantageux (pour éviter que le condensateur variable travaille trop près de son minimum) d'ôter un tour aux bobines 14, 21 et 28 MHz, mais sans modifier le précédent espacement entre spires.



Trois modèles de bobines de plaque d'étage final.

2°) Bobines pour circuits symétriques :

Le condensateur variable est un modèle 2×100 pF si l'on travaille sur toutes les bandes; une capacité de 2×70 pF est suffisante si l'on ne pratique que les bandes 14, 21 et 28 MHz.

Toutes les bobines ont un diamètre uniforme de 60 mm. Leurs deux moitiés ont chacune une longueur bobinée de 42 mm (sauf pour la bobine 3,5 MHz où cette longueur est de 56 mm) et sont séparées par un espace libre de 15 mm, permettant l'introduction de la bobine de couplage à la ligne.

La bobine 3,5 MHz est faite en fil de cuivre argenté de 1,5 mm, les autres en fil de 2 mm.

Pour les diverses bandes, on aura :

3,5 MHz	2×22 tours,
7 MHz	2×10 tours,
14 MHz	2×6 tours,
21 MHz	2×3 tours,
28 MHz	2×2 tours.

LA MANIPULATION

La manipulation consiste à « découper » l'onde émise de manière à former les traits et les points du code télégraphique Morse.

Ce découpage peut être opéré en divers points de la suite des étages de l'émetteur, mais on le pratique surtout sur l'étage final ou sur l'étage pilote, pour les raisons que nous allons voir.

Souvent, l'amateur débutant recherche un moyen *simple* pour manipuler son émetteur, et ce souci est légitime en soi. Cependant, les « moyens simples » ne sont pas toujours sans inconvénients ni sans entraîner des complications matérielles, si l'on veut éviter leurs défauts.

Le moyen le plus facile en apparence, pour manipuler un émetteur, est de connecter le manipulateur M entre la cathode de la lampe finale et la masse (fig. 8-1).

Il interrompt ainsi les courants de plaque et d'écran lorsqu'il est levé. Dans ce dernier cas, la cathode de la lampe acquiert un potentiel non négligeable d'où peut résulter un claquage entre cette électrode et le filament, puisque le circuit de chauffage des filaments des lampes est réuni à la masse.

Pour pallier ce risque il serait nécessaire de chauffer séparément la ou les lampes de l'étage final sur un transformateur spécial (fig. 8-2), dont l'une des extrémités du secondaire serait reliée à la cathode de la lampe.

En règle générale, on veille toujours, lorsque le manipulateur a l'une de ses bornes reliée à la masse de l'émetteur, à choisir pour cela la borne qui correspond au *bras mobile*. De cette manière, un contact involontaire entre les doigts de l'opérateur et ce bras mobile demeure sans danger.

La manipulation dans la cathode n'est pas sans autres inconvénients. En effet, on interrompt ainsi un courant d'intensité non négligeable et cela ne se produit pas sans étincelles au manipulateur, auquel on devra d'ailleurs ménager une course suffisante pour qu'il ne demeure pas d'arcs entre ses contacts dans la position de repos. Or, ces étincelles ne seront pas sans ronger les contacts, ni sans provoquer des perturbations (connues sous le nom de claquements de manipulation) chez les auditeurs voisins, et l'antiparasitage à la source sera d'autant plus difficile que ces étincelles sont relativement fortes.

Dans un étage final à auto-polarisation, dans le genre de celui que nous avons montré par la figure 7-11, des essais de manipulation dans le circuit de grille seront fort aléatoires.

En raison des tensions d'excitation H.F. *toujours substantielles* dans un émetteur, un étage insuffisamment « coupé » dans la suite de ceux-ci laissera encore passer de l'énergie H.F. dans les intervalles séparant les signaux, lesquels ne seront plus découpés par tout ou rien, mais seront entendus sous forme de renforcements d'une onde porteuse permanente. Entre les signaux, cette onde, dite « spacer », est même susceptible, selon les conditions de propagation, d'être gênante, sa force de réception étant presque aussi forte que celle des signaux.

Nous avons montré, au précédent chapitre, qu'une polarisation fixe par redresseur était fort profitable au fonctionnement de l'étage final de l'émetteur. Or, le même redresseur offre la meilleure solution au problème d'une bonne manipulation : le blocage de grille.

Reprenons le schéma de la figure 7-12 et intercalons le manipulateur en M (fig. 8-3). Le contact étant établi en ce point, rien n'est changé à ce que nous avons indiqué à propos de la figure 7-12, concernant l'emplacement correct de la prise P sur le diviseur de tension A B.

Levons le manipulateur : le courant provenant du redresseur de polarisation et passant dans A B se trouve interrompu. Le pôle positif de ce redresseur étant relié à la masse, c'est donc *l'entière tension du redresseur* qui se trouve appliquée à la grille de la lampe, et celle-ci, *devenue très négative*, ne laisse plus passer *aucun courant* de sorte qu'il ne peut même plus se produire de chute de tension dans la résistance comprise entre B et P. La lampe finale est ainsi *totalemt bloquée*. Il suffit pour cela que la tension délivrée par le redresseur soit de trois à quatre fois celle de la polarisation normale de la lampe en régime C.

L'amateur ne disposant pas d'une grande réserve de pièces pourrait penser que cette solution va nécessiter un matériel assez important. Or il existe un moyen relativement très simple pour constituer un excellent ensemble de polarisation et blocage de grille (fig. 8-4). Tout d'abord, en adoptant une valve EZ 80, il est possible d'en alimenter le filament à partir de la ligne générale de chauffage 6,3 volts de l'émetteur. Ensuite, en choisissant un transformateur *de rapport convenable* et de bonne section du circuit magnétique (prévu pour 10 à 12 watts B.F.) parmi les modèles destinés à relier un push-pull B.F. à une bobine mobile de haut-parleur, on pourra disposer de 2×200 à 2×225 volts à l'enroulement primitivement prévu pour la liaison aux plaques du push-pull, quand on branchera l'enroulement en gros fil (l'ex-secondaire !) à la ligne 6,3 volts.

Cet ensemble, très simple, est représenté par la figure 8-4. Le condensateur électrochimique de $8 \mu F$ sera, de préférence, du modèle tubulaire à *cosses*, ce qui permettra de brancher *sa cosse positive à la masse*, sans souci d'isolement spécial. Pour le diviseur 10 000 ohms, nous avons noté 15 à 20 watts afin qu'il ne soit pas bobiné en fil trop fin (donc fragile). D'ailleurs, lors de tout réglage d'un collier mobile, on desserrera celui-ci de manière suffisante, afin qu'en le faisant coulisser on ne risque pas de racler le fil résistant.

L'ensemble de la bobine d'arrêt (modèle non critique) du condensateur de 25 nF et de la résistance de 22 à 27 ohms forme le filtre de manipulation évitant les perturbations dans le voisinage.

Les contacts du manipulateur ne subiront pas de fatigue, en raison de l'intensité peu élevée dans ce circuit.

Le schéma de la figure 8-4 montre que l'on a toujours :

- a) la polarisation normale de l'étage final avec le manipulateur baissé;]
- b) son blocage avec le manipulateur levé.

A propos de la tension d'écran

La lampe finale étant une tétrode ou une penthode, il nous faut examiner ce que deviendra la tension d'écran au cours de la manipulation. En effet, la réduction de cette tension, à partir de celle d'anode est obtenue soit par une simple résistance chutrice série (fig. 8-5), soit par un diviseur de tension, tel que celui de la figure 7-13.

Or, l'application de la tension de blocage sur la grille n'interrompt pas seulement le passage du courant anodique, *mais aussi celui du courant d'écran.*

Avec la résistance série de la figure 8-5, aucune chute de tension ne se produira dans cette dernière en l'absence du courant d'écran, et cette électrode en sera portée à une tension égale à celle que fournit l'alimentation anodique. L'écran peut fort bien ne pouvoir supporter cette tension et les documentations des fabricants de lampes renseigneront sur le maximum admissible.

Dans le cas du diviseur de tension de la figure 7-13, cet inconvénient se trouve réduit. En effet, en l'absence de consommation de l'écran, la tension sur cette électrode ne peut monter au-delà de celle que définit le rapport des résistances MP/MN au diviseur de tension. Plus la résistance totale de celui-ci sera faible, plus sera réduit l'écart entre les deux tensions prises par les écrans selon que le manipulateur est abaissé ou levé. Mais la propre consommation du diviseur de tension est elle-même à considérer... et

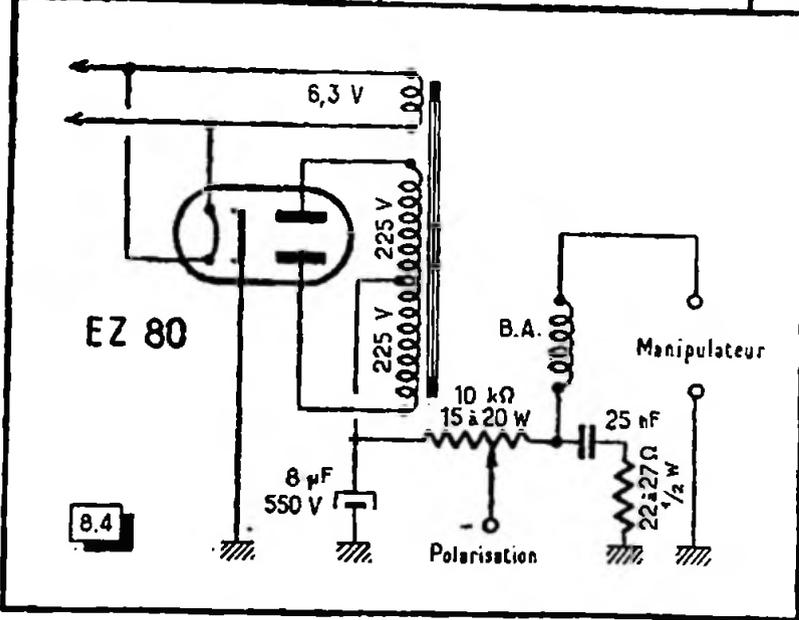
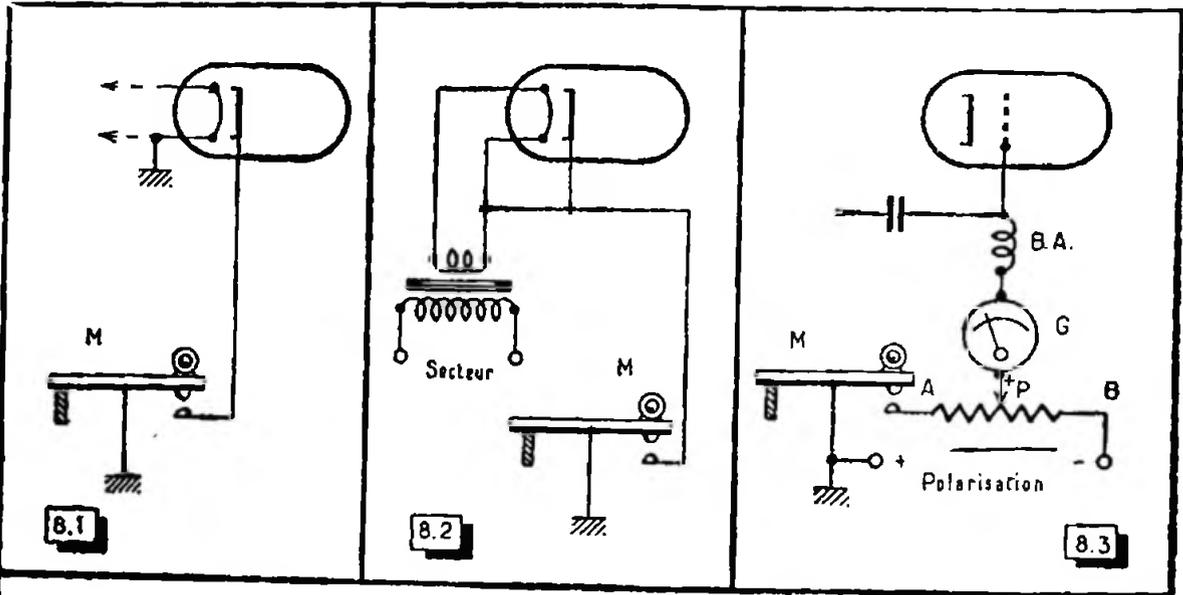


Fig. 8-1. — Dans la manipulation directe, par la cathode, une tension élevée est susceptible de s'établir entre cette électrode et le filament (réuni à la masse), quand le manipulateur est levé.

Fig. 8-2. — Il est sage, pour éviter l'apparition de cette tension cathode filament, de chauffer séparément la lampe et de réunir sa cathode au filament.

Fig. 8-3. — Le redresseur de polarisation est capable de procurer un dispositif de manipulation par blocage de grille.

Fig. 8-4. — Schéma pratique d'un redresseur de polarisation et système de manipulation avec filtre.

au choix de sa valeur présidera le souci du meilleur compromis entre consommation et écarts de tension.

De toute manière, la formule du diviseur de tension sera toujours employée lorsque l'émetteur devra fonctionner en télégraphie.

La manipulation sur un étage intermédiaire

La manipulation est possible au niveau de chacun des étages intermédiaires, mais elle n'y est pas forcément avantageuse.

Lorsqu'un étage final polarisé en régime C ne reçoit plus d'excitation H.F. sur sa grille, son courant anodique tombe évidemment à zéro, et nulle question n'intervient de ce côté.

Mais, aux étages intermédiaires, il est d'usage de ne prévoir qu'une polarisation automatique, afin d'y éviter d'inutiles complications. Si cette polarisation n'est obtenue que par le passage, dans la résistance de fuite de grille, du courant d'excitation H.F. provenant du précédent étage (ainsi que l'a montré la figure 7-11), toute coupure de cette excitation supprimera la polarisation. Il pourra en résulter une augmentation dangereuse du courant anodique de la lampe.

En pareil cas, pour tous les étages intermédiaires sur lesquels l'excitation est susceptible d'être interrompue, on installerait une polarisation par une résistance R_c insérée entre la cathode de la lampe et la masse (fig. 8-6), exactement comme on le ferait pour une lampe finale B.F. et en choisissant la même valeur pour R_c qu'en ce dernier mode de fonctionnement de la lampe utilisée; la cathode serait découplée par un condensateur de l'ordre de 4 nF. Ainsi, le courant anodique resterait limité à une valeur donnant toute sécurité.

Le cas du « break-in »

Certains opérateurs, désirant écouler rapidement du trafic télégraphique, sont équipés pour le travail en « break-in ». Cela signifie que le manipulateur étant abaissé, l'émetteur rayonne et le récepteur est bloqué, tandis que, le manipulateur se trouvant levé, l'émetteur n'est plus le siège d'aucune oscillation, alors que le récepteur est immédiatement libéré, donc prêt à l'écoute du correspondant, entre les points et les traits de sa propre transmission.

Il ne faut donc pas confondre le vrai « break-in » avec un système *d'inversion rapide*, « émission-réception ».

Les deux correspondants étant susceptibles d'utiliser exactement la même fréquence, l'oscillation de l'étage pilote de l'émetteur risquerait d'empêcher la réception entre les signaux. *Aussi devient-il obligatoire de manipuler l'étage pilote lui-même.* Chacun des étages intermédiaires faisant suite à l'étage pilote devra se trouver protégé par une polarisation automatique par la cathode, ainsi que nous l'avons indiqué sur la figure 8-6. En particulier, avec des lampes EL 84, la résistance R_c serait de l'ordre de 120 ohms.

La manipulation directe de l'étage pilote ne s'effectue pas toujours sans nuire à la stabilité en fréquence de son oscillation; ce détail sera soigneusement vérifié aux essais.

L'expérience montre que dans le cas du montage de la figure 7-4, le point de manipulation le plus favorable se trouve dans l'interruption de la connexion d'écran de la lampe pilote (fig. 8-7).

On prendra garde que l'ensemble du manipulateur est soumis à une tension de 150 volts (fixée par le tube régulateur), par rapport à la masse. Si l'on ne dispose pas d'un modèle de manipulateur ne laissant apparaître aucune partie métallique, il sera préférable d'interposer un relais, afin de pouvoir connecter le manipulateur dans un circuit tel qu'il se trouve ramené à la masse.

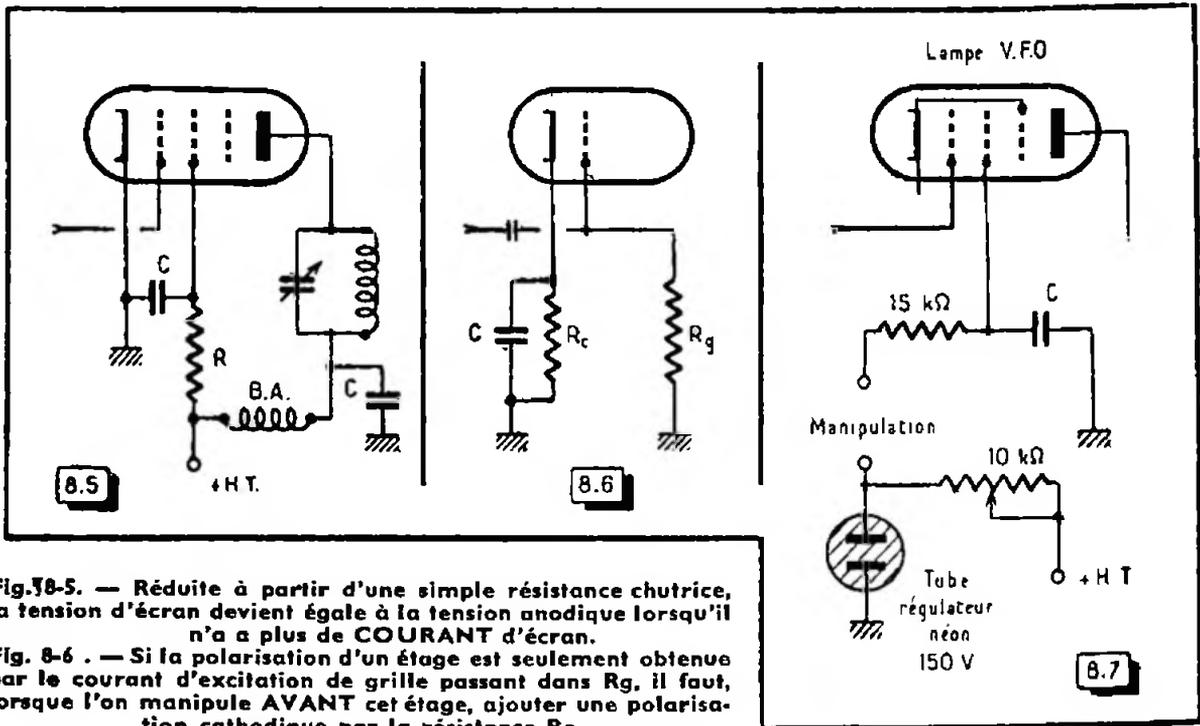


Fig. 8-5. — Réduite à partir d'une simple résistance chute, la tension d'écran devient égale à la tension anodique lorsqu'il n'a plus de COURANT d'écran.

Fig. 8-6. — Si la polarisation d'un étage est seulement obtenue par le courant d'excitation de grille passant dans R_g , il faut, lorsque l'on manipule AVANT cet étage, ajouter une polarisation cathodique par la résistance R_c .

Fig. 8-7. — La manipulation la plus favorable, au niveau de l'étage pilote V.F.O. est réalisée par le coupure du circuit d'écran.

Pour un véritable « break-in », ce relais ne serait d'ailleurs pas le seul, car il faudrait encore en prévoir un second pour la commutation d'antenne, si celle-ci est utilisée à la fois pour l'émission et la réception, puis un troisième destiné à court-circuiter l'entrée du récepteur et à désensibiliser son premier étage H.F. quand le manipulateur est abaissé. Ces divers relais ne doivent présenter qu'une très faible inertie mécanique afin de bien suivre la manipulation.

Si l'on n'installe pas de relais de court-circuit à l'entrée du récepteur, une protection de celui-ci est possible en connectant, en parallèle sur cette entrée, une ampoule au néon *sans résistance de protection* et sans culot. La capacité est ainsi négligeable. En cas de surtension, l'ampoule devient conductrice et protège l'entrée du récepteur.

LA MODULATION D'AMPLITUDE

Le fonctionnement de l'émetteur en téléphonie s'opère par *la modulation* de l'onde porteuse, c'est-à-dire par l'« incorporation » à celle-ci de la composante B.F. reproduisant la parole, convenablement amplifiée.

La « chaîne B.F. » débute avec le microphone et se poursuit par un certain nombre d'étages amplificateurs, avant d'exercer son action sur la partie H.F. proprement dite de l'émetteur. Nous nous permettrons de renvoyer à notre livre « *Transformateurs Radio* » (Sté des Editions Radio) ceux de nos lecteurs qui seraient désireux de posséder les notions de base nécessaires à l'élaboration complète d'une chaîne B.F. bien ordonnée et de bobiner, éventuellement eux-mêmes, ses divers transformateurs. Mais, dans ce chapitre, ils trouveront les schémas d'une gamme d'amplificateurs de modulation bien étudiés et capables de remplir toutes les performances prévues.

Les microphones

Nous citerons d'abord le microphone à charbon (fig. 9-1). Une « pastille microphonique » M, contenant de la grenaille de charbon, est intercalée dans le circuit primaire d'un transformateur largement élévateur T. Avec une pile P de 3 à 4,5 volts, de substantielles tensions B.F. (de plusieurs volts) sont susceptibles d'être recueillies au secondaire de T, ce qui peut épargner un ou plusieurs étages amplificateurs. Mais il ne faudra pas être exigeant sur la qualité de la parole !

Il fut un temps où le microphone à charbon était à peu près seul utilisé et, pour en tirer une meilleure fidélité, on fit travailler certains modèles spéciaux sous une tension continue réduite à 1,5 volt ou même moins, mais la tension de sortie devenait faible, de sorte que l'on ne pouvait se passer d'une préamplification B.F. assez importante.

A présent, le microphone à charbon n'est gardé que pour certains appareils (portatifs, par exemple), où l'on cherche à réduire au minimum le nombre des lampes employées, et les deux catégories de microphones auxquels les amateurs-émetteurs donnent la préférence sont : les microphones piézoélectriques et les microphones électrodynamiques. Tous deux sont capables d'une bonne fidélité, et ils ne demandent aucune alimentation.

Nous avons déjà mentionné la nature des phénomènes piézoélectriques. Dans le domaine de la B.F. la matière présentant les propriétés piézoélectriques les plus avanta-

geuses est le « sel de Seignette » (ou « cristal de Rochelle »). Une lame de ce cristal, fixée par trois de ses angles, étant attaquée mécaniquement par le quatrième, une tension B.F. apparaît entre les deux électrodes collées sur le cristal.

Le microphone piézoélectrique (ou à cristal) est un microphone *simple*, léger et de prix très abordable. Relié directement par un câble blindé à la grille d'entrée de la première lampe amplificatrice B.F., il est insensible aux inductions *par champs magnétiques*.

La cellule piézoélectrique ne laissant pas de passage au courant continu, la résistance de fuite de grille R est *indispensable*. On conseille souvent de lui donner une valeur élevée. Il n'est pas rare de trouver des schémas mentionnant 5 mégohms, mais le microphone présente alors une tonalité aiguë très caractéristique. On peut atténuer cette exagération et améliorer la fidélité de ces microphones, en réduisant la valeur de R jusqu'à 500 000 ou même 250 000 ohms. Le choix sera fait de façon expérimentale, en contrôlant auditivement les résultats.

Ce microphone ne délivre qu'une tension faible, de l'ordre de 0,01 à 0,03 volt, en pratique. Aussi faudra-t-il prévoir un gain convenable à l'étage amplificateur qui lui fera suite.

Il faut noter aussi que le sel de Seignette ne supporte pas une température supérieure à 55°C et qu'il est hygrométrique. En dépit de l'enrobage de la cellule, l'humidité arrive parfois à exercer son action et l'on assiste, au bout d'un temps variable selon les circonstances, à une *désensibilisation progressive* du microphone.

Pour expliquer le principe du microphone dynamique, il suffit d'imaginer que l'on émet des sons devant un haut-parleur électrodynamique. La membrane vibre et déplace la bobine mobile dans l'entrefer de l'aimant permanent. Les courants induits dans cette bobine parcourent l'enroulement à basse impédance du transformateur de liaison et l'on recueille des tensions B.F. aux bornes de l'enroulement à haute impédance à partir duquel on attaque l'entrée de l'amplificateur.

Il est d'ailleurs possible de monter de très bons microphones à partir de haut-parleurs électrodynamiques, et ce sont leurs types de petit diamètre qui se révèlent les plus avantageux.

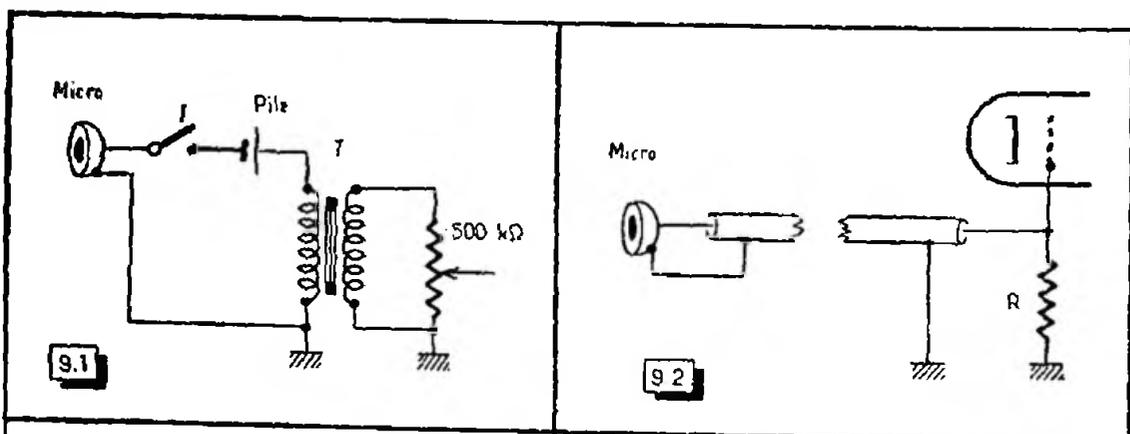


Fig. 9-1. — Circuits d'un microphone à charbon.

Fig. 9-2. — Branchement d'un microphone piézoélectrique. La tonalité peut être modifiée par le choix de la résistance R .

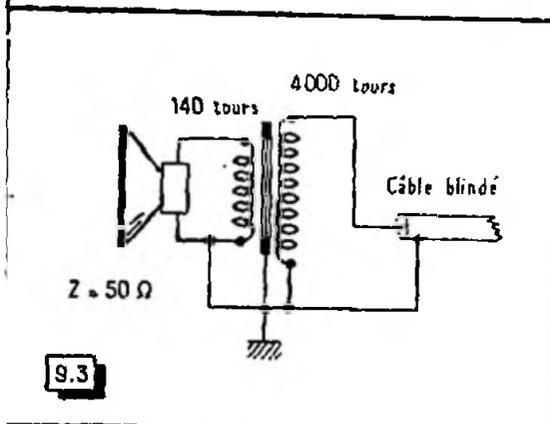
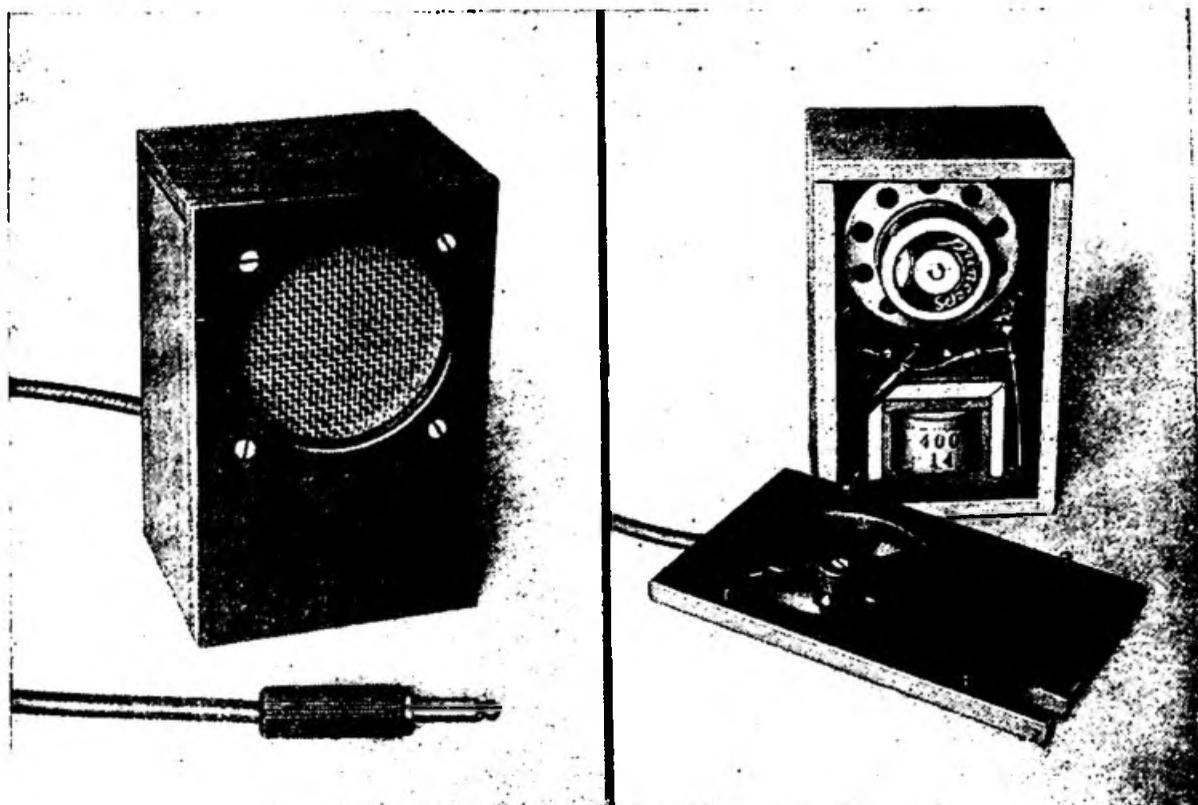


Fig. 9-3. — Schéma d'un microphone dynamique réalisé à partir d'un haut-parleur de 6 cm.



A gauche : un microphone dynamique. — A droite : l'intérieur du microphone dynamique.

La figure 9-3 donne le schéma d'un microphone dynamique monté à l'aide d'un haut-parleur *Princeps* de 6 cm de diamètre (à membrane inversée, sans suspension par spider), muni d'une *bobine mobile* 50 ohms, afin d'y trouver des tensions B.F. plus élevées. Le transformateur spécial d'accompagnement possède 140 tours au primaire et 4000 au secondaire.

L'ensemble est logé dans un boîtier en bois, dont la figure 9-4a indique les cotes (non critiques). On voit en *b* comment la grille de protection (grillage métallique fin) est maintenue par une plaquette découpée d'un trou identique à celui de la face avant. A l'arrière, (fig. 9-4c et *d*), une ouverture obturée par un « papillon réglable » permet de modifier la courbe de réponse.

Ce très simple microphone donne de très bons résultats à l'égard de la fidélité. Il délivre des tensions B.F. assez appréciables, atteignant environ 0,2 volt lorsqu'on parle tout près de la membrane; aux distances de 0,50 à 1 m, le *niveau moyen* de la tension B.F. se tient vers 0,05 volt. Aussi l'ensemble reste-t-il peu sensible aux champs d'induction extérieurs. Cependant, on évitera de placer ce microphone trop près de transformateurs d'alimentation, d'inductances de filtrage, car son propre transformateur n'est pas enfermé dans un blindage de « Mumétal », ainsi que cela se fait pour les microphones dynamiques de fabrication industrielle.

La modulation de l'émetteur

Nous nous bornerons, en ce chapitre, à l'examen des procédés de *modulation d'amplitude*, la modulation en fréquence devant être traitée à part.

Comme son nom l'indique, la modulation d'amplitude agit sur l'*onde porteuse* (fig. 9-5a), pour la « gonfler » et l'« étrangler » ainsi qu'on le voit en *b*.

Il existe deux sortes principales de modulations d'amplitude : d'une part, les *modulations grille en général* (par la grille de commande, par la grille écran, par la

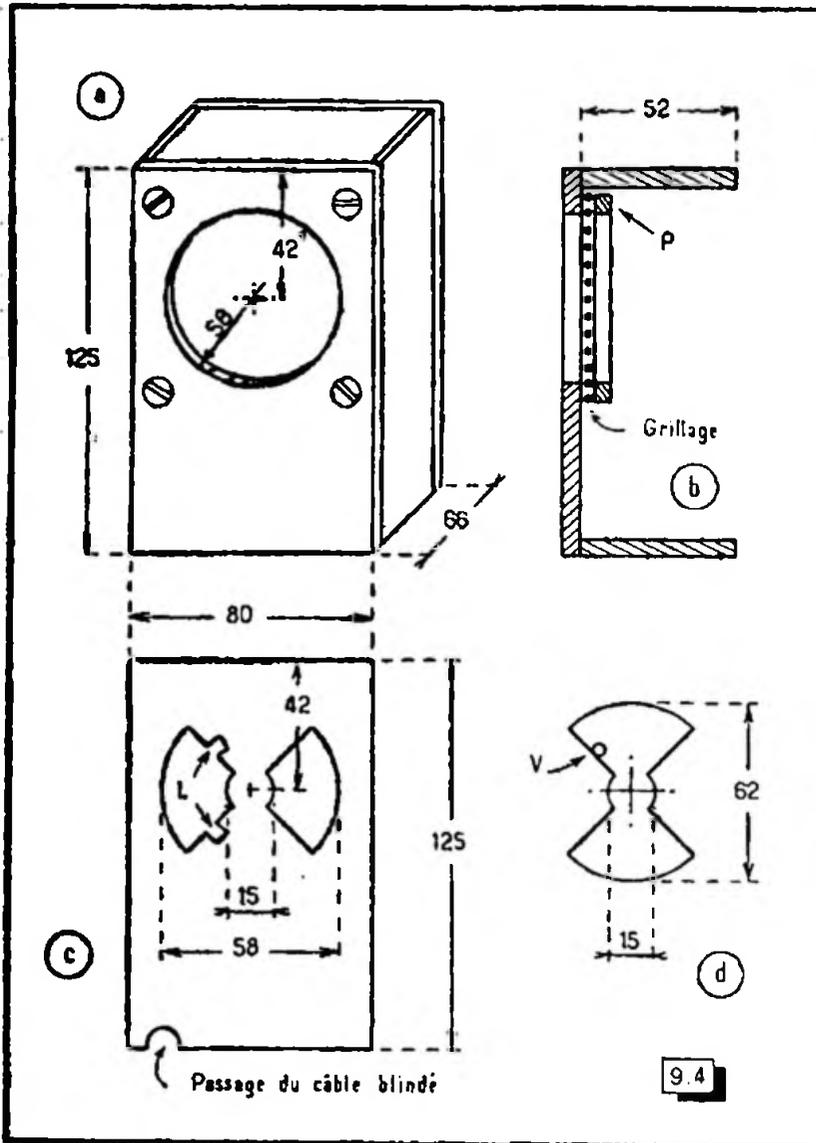


Fig. 9-4. — Réalisation pratique du microphone.
 a) Le boîtier en contre-plaqué.
 b) Détail de la fixation du grillage de protection, à l'aide de la plaquette P.
 c) L'arrière est ouvert de deux trous obturables par un « papillon » tournant (d), pour la modification de la tonalité. Le papillon est manœuvré par la vis V venant se loger dans les échancrures L.

troisième grille pour certaines pentodes conditionnées à cet effet) et, d'autre part, la modulation par la plaque (avec la participation de l'écran pour les lampes tétrodes ou pentodes).

Les modulations grille paraissent simples comme schéma, et exigent beaucoup moins de matériel que la modulation plaque; cela les rend plutôt tentantes aux débutants. Malheureusement cette simplicité de constitution se paie par d'assez sérieuses complications de réglage (notamment celui du couplage d'antenne), et aussi par l'obligatoire réduction du rendement de l'étage final, autrement dit de la puissance H.F. de l'onde porteuse.

Avec ces modulations par l'une des grilles, la lampe finale de l'émetteur ne pourra travailler qu'aux environs de 33 % de rendement. Par exemple, une lampe recevant une puissance alimentation de 50 watts ne délivrera qu'une puissance H.F. de 16,5 watts sur l'onde porteuse. La tension anodique demeurant fixe, la modulation de l'onde porteuse (fig. 9-5) s'effectuera par la variation du rendement de l'étage final. Pour une pointe de modulation à 100 %, le courant anodique et le rendement doublent, la puissance H.F. passant ainsi à 33 watts H.F.

Si l'on module par la plaque (et l'écran pour les tétrodes et pentodes) un étage final réglé en régime C, le rendement atteindra facilement et en permanence 70 %, de sorte que pour 50 watts alimentation on aurait 35 watts H.F. sur l'onde porteuse. Ainsi que nous le verrons plus loin, la modulation s'opère ici par l'apport d'une puissance B.F. aux circuits d'anode et d'écran, cela ayant pour effet de faire doubler la tension anodique

pour une modulation à 100 %. L'impédance du circuit de plaque restant constante, l'intensité instantanée *double* par voie de conséquence, de sorte que la puissance H.F. est *quadruplée* (on aurait 140 watts H.F. instantanés, en crête, dans notre exemple).

Par ailleurs, la modulation par la plaque ne demande qu'un seul ajustage pas tellement critique: le choix de la prise d'impédance convenable, au secondaire du transformateur, accouplant le modulateur à l'émetteur.

Les modulations par une grille

La modulation par la grille de commande peut s'appliquer aux triodes, tout comme aux tétrodes ou pentodes utilisées en lampes finales. Le schéma de principe est celui de la figure 9-6. La tension de polarisation de la lampe est la même que pour le fonctionnement en régime C.

Les tensions induites au secondaire du transformateur de sortie de l'amplificateur de modulation T s'ajoutent algébriquement à la tension continue de polarisation et provoquent, au rythme de la B.F., des variations instantanées de la tension de grille de la lampe finale. Il sera bon de rendre plus uniformes les conditions de travail de la lampe finale du modulateur en shuntant le primaire du transformateur T, par une résistance de valeur égale ou un peu supérieure à celle de l'impédance de charge optimum de la lampe. La résistance R sera naturellement d'un modèle susceptible de supporter la puissance B.F. de sortie du modulateur (3 à 4 watts). En général, on choisit un rapport de transformation de 1/1 pour le transformateur T, sans que cela soit critique.

Le couplage d'antenne est ajusté de manière à retrouver les conditions types de fonctionnement indiquées par le fabricant, pour la modulation par la grille de la lampe utilisée.

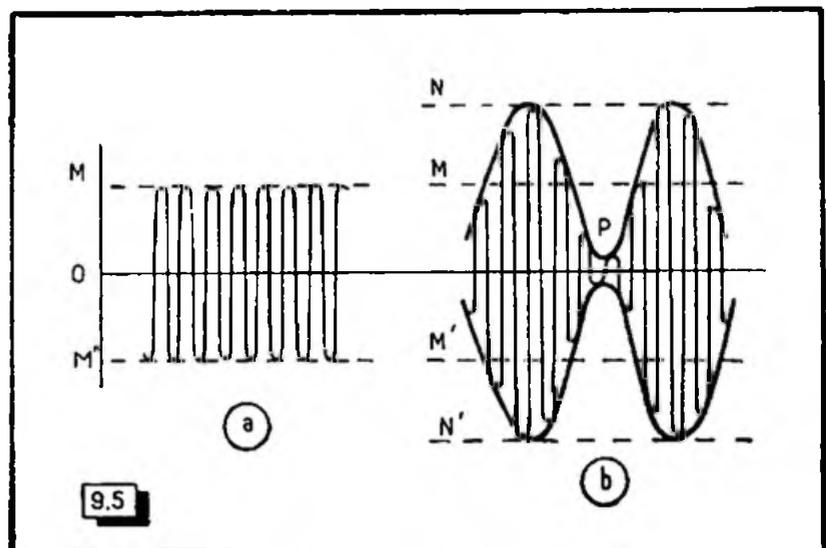
La modulation par la grille écran ne convient évidemment qu'aux tétrodes et aux pentodes. Le schéma est celui de la figure 9-7. Le collier du diviseur fournissant la tension d'écran sera réglé de telle sorte que cette dernière soit d'environ la moitié de celle que les documentations recommandent lors du fonctionnement en régime C, télégraphie.

La lampe finale du modulateur doit être capable de délivrer 3 à 4 watts B.F., et l'on recommande encore de charger le transformateur (au secondaire dans le présent cas) par une résistance R.

Il est indispensable de découpler l'écran en H.F. par un condensateur C, mais la capacité de celui-ci ne sera pas trop grande afin de ne pas dériver inutilement à la masse les fréquences B.F. élevées. Une valeur de 1 nF est convenable.

La mise au point de cet ensemble est assez délicate. Elle ne peut guère se passer du concours d'un oscilloscope pour la détermination expérimentale de la meilleure valeur

Fig. 9-5. — L'onde porteuse (a) se trouve « gonflée » et « étranglée » par la modulation (b). Lorsque celle-ci atteint 100 %, l'amplitude est DOUBLÉE en NN', et l'onde subit un étranglement à zéro en P.



de R. D'un autre côté, le rapport optimum N (secondaire/primaire) du transformateur T est donné par la formule :

$$N = \frac{E}{2,5\sqrt{PR}}$$

où E est la tension normale d'écran de la lampe finale en régime C télégraphie, P, la puissance B.F. délivrée par le modulateur, et R, la résistance shuntant le secondaire, dont la valeur est, par hypothèse, encore indéterminée !

Nous donnerons assurément un sage conseil en invitant les adeptes de la modulation par la grille écran à choisir un transformateur à rapports multiples !

Une variante de ce procédé, éliminant le transformateur, est connue sous le nom de modulation par « Clamp tube ». Elle consiste à remplacer la partie du diviseur de tension comprise entre la prise et la masse, par l'espace anode-cathode d'une triode, dont les tensions B.F. font varier la résistance interne. En pratique, *le choix de la triode est délicat*, tout comme il l'est dans le cas de la modulation à courant constant dont il sera question plus loin.

On reconnaîtra que la simplicité de ces procédés n'est qu'apparente.

La modulation par la troisième grille n'est possible qu'avec des pentodes d'émission où cette électrode a été *spécialement conditionnée à cette fin*. Le schéma en est représenté par la figure 9-8.

La lampe est tout d'abord réglée selon les normes du régime C, télégraphie, la troisième grille étant à la masse; puis, on polarisera négativement celle-ci, de manière à réduire le courant anodique de moitié. La tension *de crête* B.F. au secondaire du transformateur T ne dépassera évidemment pas la tension continue de polarisation, la troisième grille ne devant pas devenir positive au cours du cycle B.F. Ici encore, la capacité du condensateur C_1 ne sera pas trop forte (1 nF, par exemple) afin de ne pas dériver inutilement à la masse les fréquences B.F. élevées.

La modulation par la troisième grille est la moins aléatoire des modulations par l'une des grilles, car, la lampe ayant été conçue pour cette possibilité, le fabricant précise les conditions pratiques à remplir pour ce mode de fonctionnement, et il suffit de se conformer à ses données.

La modulation par la plaque, avec transformateur

A ce genre de modulation, il est toujours profitable de faire participer la grille écran, si la lampe est une tétrode ou une pentode. Aussi, dans tout ce qui va suivre, sera-t-il sous-entendu que si la lampe finale possède un écran, celui-ci sera également soumis à la modulation.

La figure 9-9, représente le schéma de principe de la modulation par la plaque. Le montage est ici celui qui fait emploi d'un transformateur de couplage entre le modulateur et l'émetteur, afin d'assurer l'adaptation des impédances de ces deux ensembles.

L'apport de puissance B.F. du modulateur à l'émetteur devra égaler la moitié de la puissance alimentation appliquée à l'étage final de l'émetteur. Nous allons en voir la raison; soit l'onde porteuse figurée en 9-5a, cette onde « matérialise » en quelque sorte deux supports symétriques d'épaisseurs égales, OM et OM'. Dans ces deux supports, il est possible de « pétrir » une modulation B.F. et celle-ci apparaîtra sous la forme de deux courbes enveloppes, elles-mêmes symétriques par rapport à l'axe O, mais ayant respectivement pour axes propres M et M'.

Nous figurons en 9-5b ce qui apparaît pour une modulation de forme sinusoïdale atteignant 100 %. On voit, en effet, que le « support » est utilisé *en totalité*, soit à 100 %, puisque l'on atteint son annulation au point P et pour la succession des points analogues rencontrés aux périodes suivantes.

Il est évident que, pour respecter la symétrie par rapport aux axes M et M', les courbes enveloppes atteignent des sommets N et N' tels que

$$ON = ON' = 2 OM = 2 OM'.$$

Tout cela se passe sous l'effet de la puissance B.F. délivrée par le transformateur, dont le secondaire est intercalé dans le circuit anodique de la lampe finale de l'émetteur (fig. 9-9). L'axe M correspondant à l'absence de modulation de l'onde porteuse, il faudra qu'en P, la tension anodique appliquée à la lampe émettrice soit annulée, et qu'en N elle soit doublée.

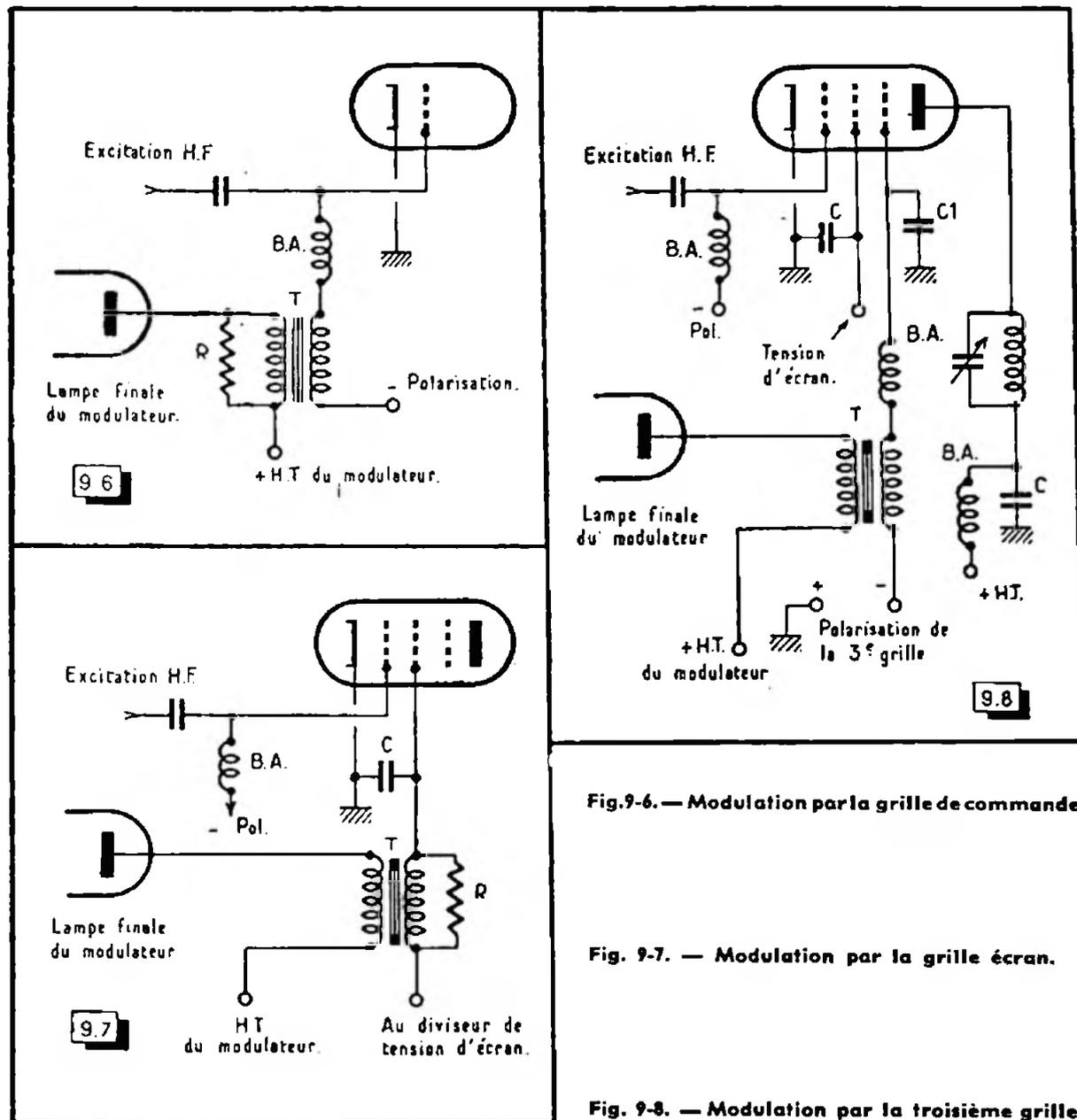


Fig.9-6. — Modulation par la grille de commande

Fig. 9-7. — Modulation par la grille écran.

Fig. 9-8. — Modulation par la troisième grille.

Les conditions de travail de l'étage final de l'émetteur peuvent donc se résumer comme l'indique la figure 9-9. Une tension continue V est appliquée au circuit anodique, et on lui superpose la tension *alternative* ± U, fournie par le secondaire du transformateur de modulation. Dans le cas particulier où l'on atteint les 100 % de modulation, on a U = V, ce qui donne tantôt V - U = 0, et V + U = 2 V.

D'autre part, la puissance B.F. à la sortie d'un amplificateur est habituellement mesurée à l'aide d'un wattmètre B.F. dont le principe de fonctionnement est le suivant : on branche, au secondaire du transformateur de sortie de l'amplificateur, une résistance R

de valeur égale à l'impédance que l'on trouve à la prise utilisée à cet enroulement, et, en excitant l'amplificateur par une tension sinusoïdale, on mesure la tension B.F. E développée aux bornes de R . On a, selon la formule bien connue, $W = E^2/R$. Admettons que cette puissance W soit celle qui détermine la modulation à 100 % de l'émetteur.

Cependant, il faut bien se pénétrer du fait que la tension mesurée E est une tension efficace, et que sa valeur maximum est $E\sqrt{2}$ (tout comme nous mesurons 110 V eff pour notre courant d'éclairage à 50 Hz, tandis que les pointes de la sinusoïde qui lui correspond montent à $110\sqrt{2} = 155$ V). Le calcul à partir de E nous donne ainsi une puissance efficace $W = E^2/R$, mais la puissance instantanée dans les pointes de la sinusoïde est, au même moment, de $W_{\text{pointe}} = (E\sqrt{2})^2/R$.

Or $(E\sqrt{2})^2 = 2E^2$ et nous avons donc $W_{\text{pointe}} = 2W$.

Le terme R étant égal à l'impédance Z du circuit de plaque de l'étage final de l'émetteur (quotient de la tension par l'intensité anodique), il devient évident que la puissance nominale du modulateur peut ainsi doubler de manière instantanée dans les pointes de la sinusoïde B.F., devenant alors égale à la puissance alimentation de l'étage final de l'émetteur.

L'impédance Z apparaissant au secondaire du transformateur de modulation étant égale à celle du circuit d'anode d'étage final, l'égalité des tensions V et U que nous avons évoquée à propos de la figure 9-9 se trouve ainsi réalisée pour les crêtes de la B.F. correspondant aux 100 % de la modulation.

En pratique, le transformateur de sortie du modulateur devra posséder au secondaire une série de prises correspondant à une suite progressive d'impédances, où l'on choisira celle qui sera la plus voisine de l'impédance du circuit anodique de l'émetteur.

Remarquons au passage que cette adaptation d'impédances perd beaucoup de son caractère critique lorsque le modulateur possède une bonne réserve de puissance et que l'on ne se trouve pas obligé de rechercher son rendement maximum.

On veillera à ce que l'intensité continue du courant anodique de l'étage final de l'émetteur traversant le secondaire du transformateur de modulation demeure au-dessous de la valeur admissible (indiquée par le fabricant); si cette valeur était dépassée, le circuit magnétique du transformateur risquerait d'être saturé. Cette intensité limite sera différente selon la prise du secondaire (c'est-à-dire selon le nombre de tours utilisé à cet enroulement). Ainsi, tel transformateur admettant une intensité continue de 300 mA à la prise 2000 ohms ne supportera que 130 mA à la prise 13 000 ohms.

Dans tous les cas, il sera sage de prévoir largement le transformateur de modulation, que l'on achète un modèle commercial ou qu'on le réalise soi-même.

La modulation à courant constant

Certains amateurs désireux de moduler leur émetteur par la plaque sans devoir bobiner ou acheter de transformateur de modulation, lequel est évidemment une pièce de valeur non négligeable, songent parfois au procédé de modulation plaque à courant constant, dit aussi « Heising » ou « choke system » (fig. 9-10). Les anodes des lampes finales de l'émetteur et du modulateur sont alimentées à partir d'une même source, mais au travers d'une inductance L capable de bloquer convenablement les fréquences B.F.

Les tensions B.F. instantanées développées aux bornes de cette inductance, sous l'effet des variations du courant de plaque de la lampe finale du modulateur, interviennent pour augmenter ou diminuer la tension anodique de l'étage final de l'émetteur, de part et d'autre de sa valeur moyenne. A priori, ce procédé semble séduisant, mais en pratique il n'est pas très simple si l'on veut obtenir une bonne modulation. En effet, pour une lampe déterminée utilisée à l'étage final de l'émetteur (et pour laquelle il est nécessaire, en outre, d'opérer un abaissement de la tension anodique à l'aide d'une résistance shuntée par un condensateur, R_1, C_1), on se trouve en présence de conditions étroites pour le choix de l'unique lampe finale du modulateur, au point que l'on ne trouvera

pas toujours de lampe modulatrice capable de former un « tandem » convenable avec la lampe finale de l'émetteur. De plus, l'obligation de terminer le modulateur par cette *unique lampe finale* écarte absolument le *push-pull B.F.* avec tous ses avantages (simplicité, importante puissance B.F. délivrée).

Nous avons mentionné rapidement ces détails, car il est facile de conclure que l'on ne doit pas hésiter à adopter la méthode du couplage par transformateur de modulation. Celle-ci laisse la liberté d'alimenter *séparément* (donc dans les meilleures conditions pour chacun d'eux) l'étage final de l'émetteur et celui du modulateur.

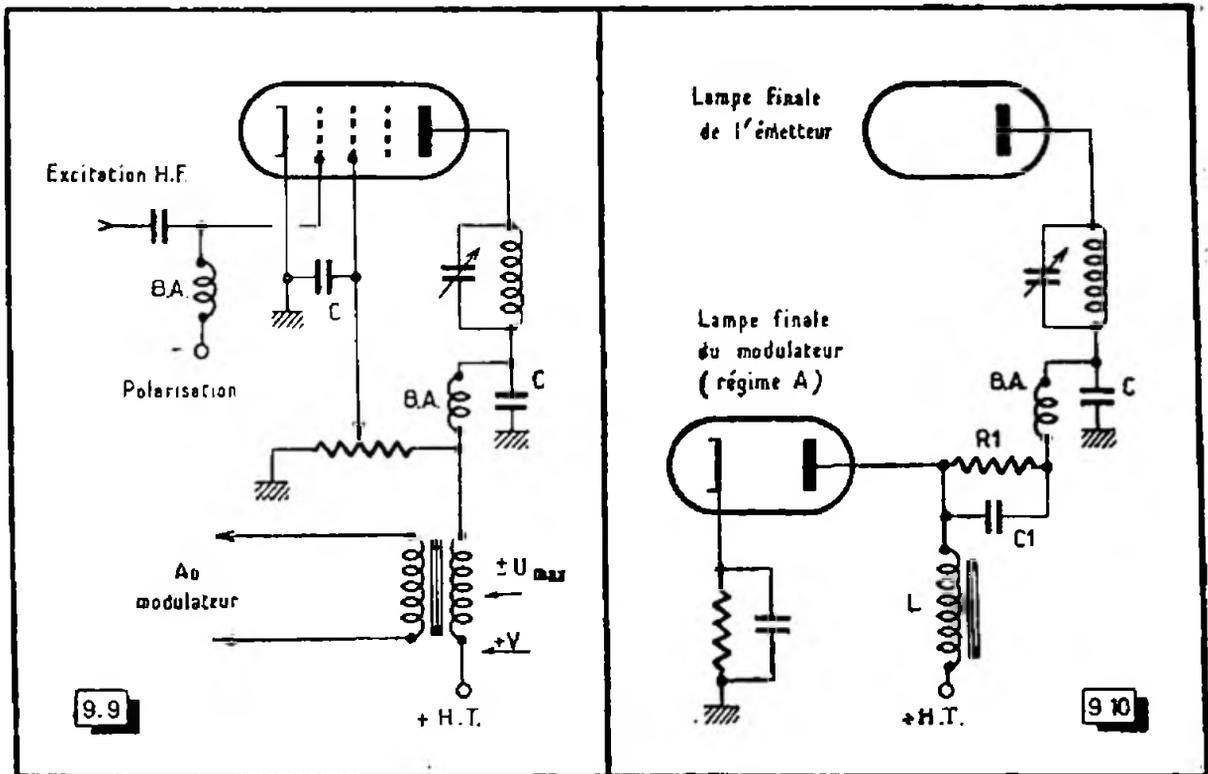


Fig. 9-9. — Dans la modulation par la plaque (et l'écran), par transformateur, ce dernier introduit dans le circuit anodique une tension U_{max} s'ajoutant à $+V$ ou s'en retranchant.

Fig. 9-10. — La modulation « à courant constant ».

Ainsi que nous l'avons déjà mentionné, la modulation plaque avec transformateur de couplage ne demande, comme seul réglage, que le choix de la prise convenable au secondaire de ce dernier. *Par ailleurs, ce procédé ne crée aucune sujétion à l'égard des réglages de l'émetteur, ni du couplage d'antenne.*

Si nous considérons, d'une part, que les débutants peuvent hésiter à faire des expériences dans un domaine qui ne leur est pas encore familier et que, d'autre part, les amateurs-émetteurs chevronnés, après avoir beaucoup expérimenté, apprécient d'autant mieux les solutions de tout repos, on conclura que, pour satisfaire les uns comme les autres, cette méthode de modulation sera la plus recommandable.

L'alimentation de l'écran à l'étage final d'un émetteur modulé par la plaque

Pour les émetteurs destinés au fonctionnement en téléphonie, on conseille souvent de pratiquer l'abaissement de la tension destinée à l'écran, au moyen d'une simple

résistance chutrice (fig. 8-5). Le condensateur de découplage d'écran est d'une capacité maximum de 1 à 1,5 nF, toujours pour éviter de laisser trop « fuir » de B.F.

Cependant, nous avons vu, au chapitre VIII, qu'il était imprudent de s'en tenir à la simple résistance chutrice série pour le fonctionnement en télégraphie.

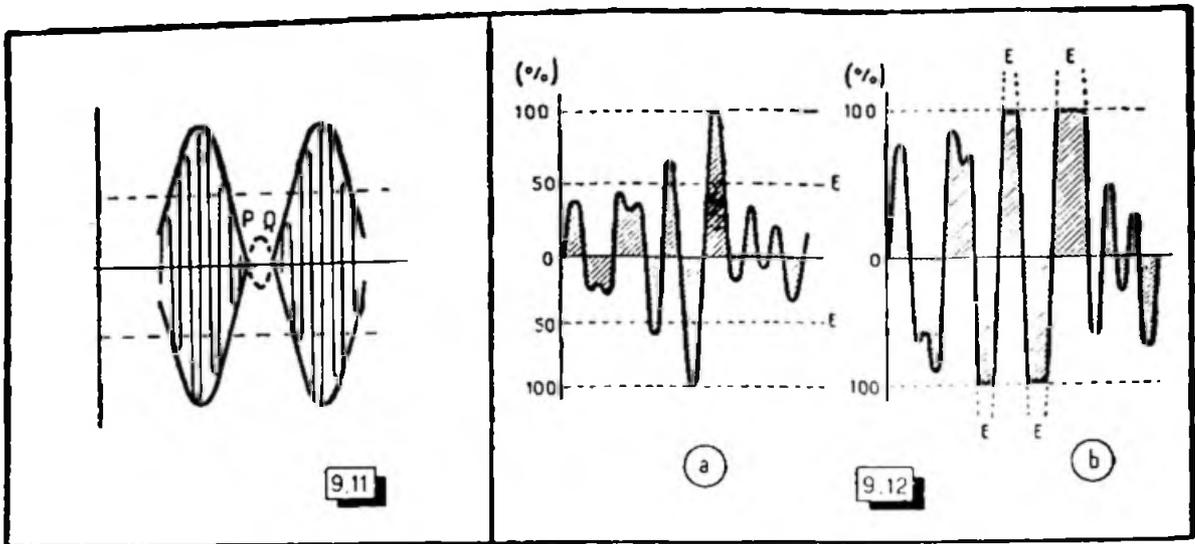


Fig. 9-11. — Lorsqu'il se produit une surmodulation, l'onde porteuse se trouve interrompue dans les parties du cycle B.F. telles que PQ.

Fig. 9-12. — L'oscillogramme des tensions créées par la parole présente des traces fugitives analogues à celles que l'on voit en a et il faut régler le gain du modulateur de manière telle que les plus hautes pointes déterminent la profondeur de 100 % de la modulation.

Si l'on écrête les POINTES RARES au niveau E (sur a), on peut augmenter le gain du modulateur afin de faire correspondre ce « niveau E » à la profondeur de modulation de 100 % (b). On voit que l'onde porteuse est ainsi beaucoup mieux « remplie » par la modulation.

On peut se demander, lorsque l'émetteur sera destiné au trafic en téléphonie et en télégraphie, s'il faut passer de l'alimentation de l'écran par résistance chutrice à celle par diviseur de tension. Dans les deux cas, les variations instantanées des tensions B.F. introduites dans le circuit d'anode par le secondaire du transformateur de modulation sont également imposées aux écrans dans la proportion où la tension de ces derniers a été réduite par rapport à la tension anodique.

Supposons, par exemple, que l'on ait, pour une 807, 500 volts sur l'anode et 250 volts sur l'écran. Si, pour une pointe de modulation à 100 % la tension instantanée de l'anode se trouve doublée et passe à 1000 volts, la tension instantanée sur l'écran passera elle-même à 500 volts, que sa réduction soit obtenue par diviseur ou par résistance chutrice. Les résultats pratiques seront donc équivalents.

Le seul reproche que l'on puisse faire au diviseur de tension, lorsqu'il est utilisé pour la téléphonie, est que sa partie comprise entre le collier et la masse consomme une certaine partie de la « précieuse » puissance B.F. délivrée par le modulateur. Mais, pour nous en faire une idée, admettons que la partie du diviseur de tension d'écran comprise entre le collier et la masse, soit de 20 000 ohms. Dans le cas d'une pointe de modulation à 100 %, la composante B.F., au dit collier, sera représentée par une tension alternative de 250 volts et la puissance B.F. maximum que l'on peut alors perdre dans cette partie du diviseur, sera donc inférieure à $W = E^2/R = 250^2/20\ 000 = 3,125$ watts, ce qui est bien minime. Nous ne perdrons donc pas notre temps à rechercher des complications, c'est-à-dire des astuces de commutation dans le circuit d'alimentation des écrans... et, sans vouloir « couper les électrons en quatre », nous nous en tiendrons à l'unique diviseur de tension pour les deux modes de fonctionnement en télégraphie et en téléphonie.

La surmodulation. Un circuit écrêteur

Sur la figure 9-5b, on a pu voir ce qu'était une modulation à 100 %. Or, un « apport B.F. » plus important aurait pu se produire et, dans ce cas, le « support » formé par l'onde porteuse se serait trouvé « crevé ». On voit, en effet, par la figure 9-11, comment l'onde porteuse est interrompue durant les parties de cycle PQ, où l'anode de la lampe finale devient négative. Il est évident que la qualité de la modulation en souffre, et ce fonctionnement anormal risque, en outre, de provoquer diverses gênes chez les auditeurs voisins.

On a donc intérêt à ne pas surmoduler.

Toutefois, la question peut ici prendre un autre aspect, au titre du « meilleur remplissage » de l'onde porteuse émise. Quand on examine à l'oscilloscope la forme d'une tension B.F. *correspondant à la parole*, on obtient des traces fugitives ayant l'aspect de la figure 9-12a. On remarquera que la courbe de la tension B.F. n'atteint ses maxima que de façon *peu fréquente* par rapport au temps où cette courbe se tient dans des amplitudes moyennes.

Dans la modulation d'amplitude, il est nécessaire d'effectuer les réglages de telle sorte que la profondeur de 100 % soit atteinte, mais non dépassée, sous peine de surmodulation au moment de ces maxima.

Il est évident que toutes les amplitudes moyennes de la parole n'utilisent que partiellement les possibilités de l'émetteur.

Si nous admettons que les pointes correspondant aux maxima *sont des exceptions peu fréquentes*, nous pouvons penser que leur suppression à partir d'un certain niveau (celui de l'écrêtage), ne causera pas un préjudice bien grave à la qualité de la parole.

L'écrêtage étant ainsi réalisé au niveau E, sur la figure 9-12a, il deviendra possible d'augmenter l'amplification de manière que ce niveau E corresponde à présent à une modulation à 100 % de l'émetteur (fig. 9-12b). Cette figure montre que toutes les

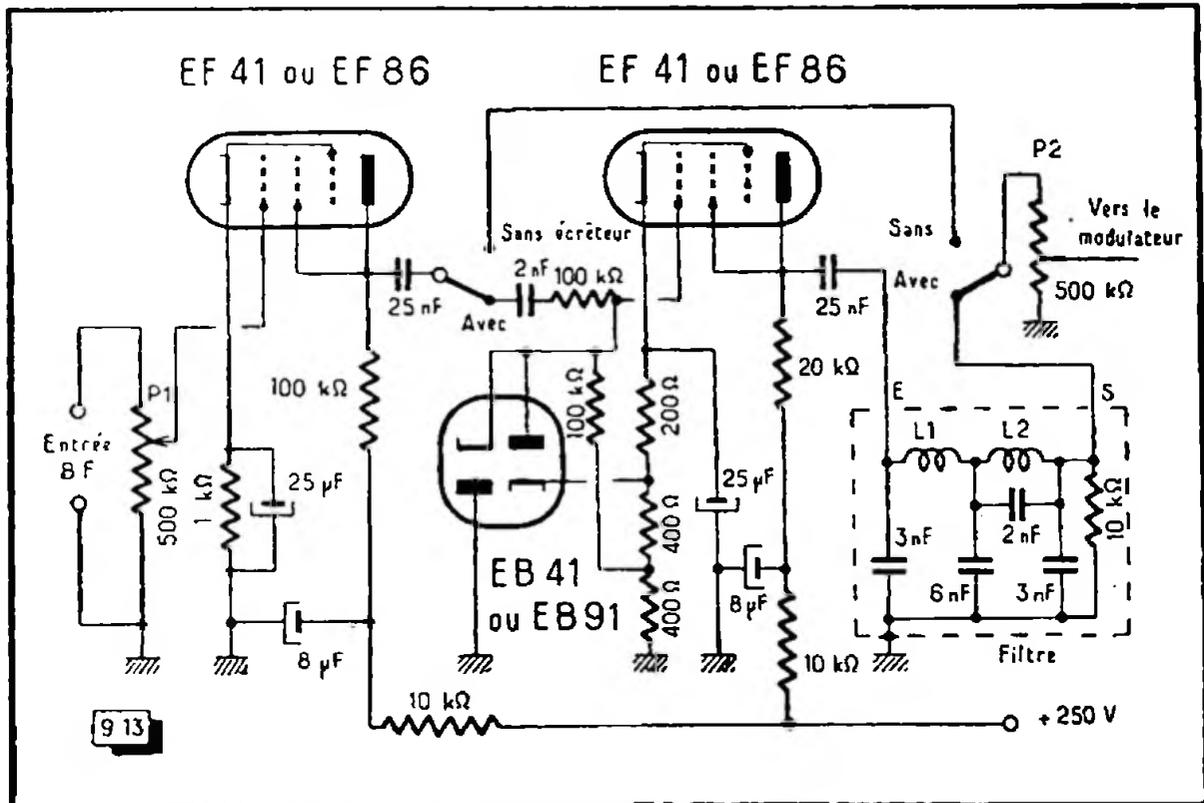


Fig. 9-13. — Schéma général du circuit écrêteur.

amplitudes ont été pratiquement doublées (cela ne dépendant que du choix du seuil d'écrêtage, nous insisterons bien sur ce point), sans qu'il se produise de surmodulation.

Cependant, les « coupures » brutales des formes sinusoïdales aux points E apparentent ces dernières à des courants rectangulaires dont la décomposition (série de Fourier) fait apparaître une grande richesse en harmoniques. Il est alors indispensable de supprimer cette génération intempestive... et c'est pourquoi un circuit écrêteur doit toujours être suivi d'un filtre passe-bas très efficace.

Comme nous ne prétendons plus à la haute fidélité, le filtre sera calculé de manière à produire une coupure brutale à partir de 3500 Hz, et comme, d'autre part, les sons graves ne sont guère utiles à l'intelligibilité, la réduction de la valeur d'un condensateur de liaison, dans la chaîne B.F., permettra de les affaiblir. On remarquera précisément dans le schéma de la figure 9-13, un condensateur de 2 nF inséré aussitôt après la commutation « avec écrêtage ».

Plusieurs dispositifs d'écrêtage existent. Toutefois, il en est dont le comportement est lié aux caractéristiques d'une lampe, et l'on ne peut être certain de leur fonctionnement que si l'on dispose d'un véritable laboratoire. Aussi les avons-nous écartés pour donner la préférence au montage à double diode de la figure 9-13. Cette double diode a ses deux cathodes polarisées à partir des tensions continues qui s'établissent au long de

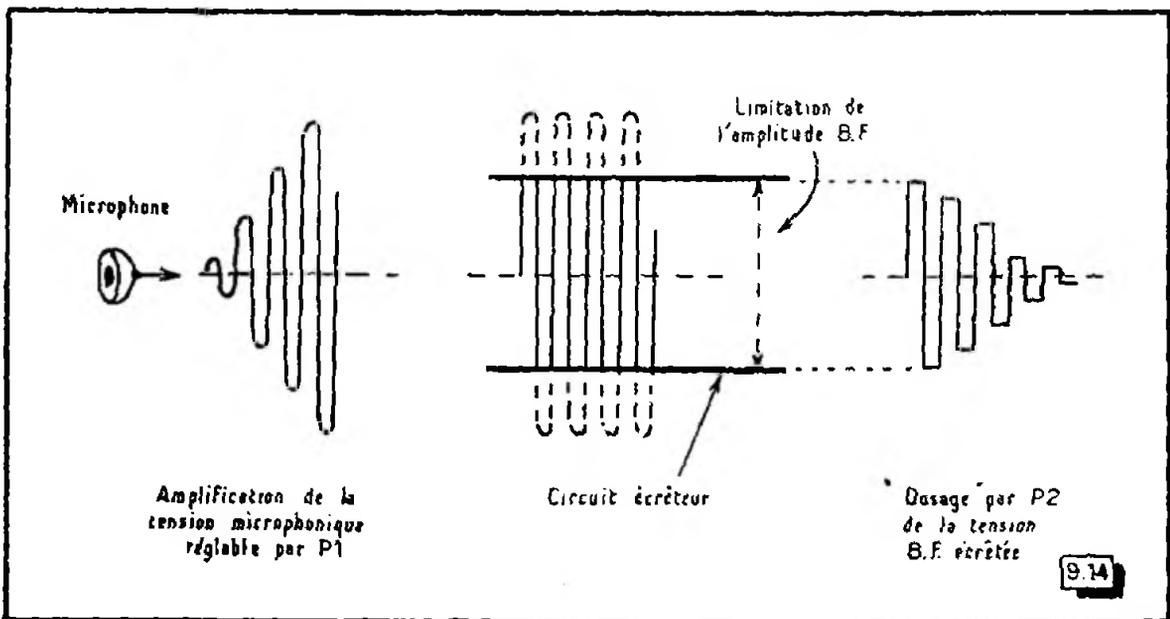
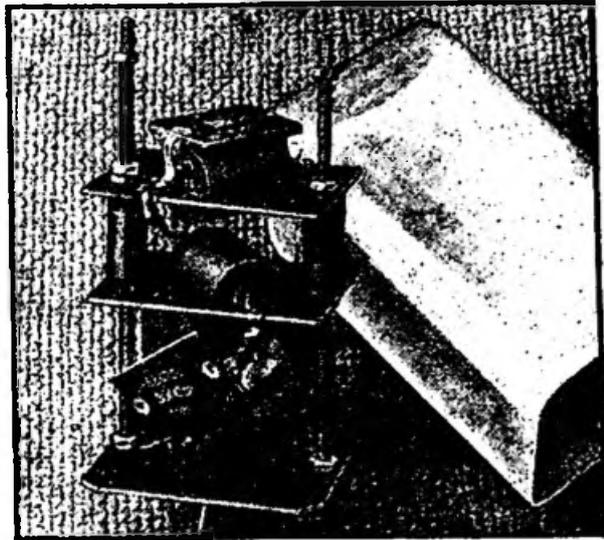


Fig. 9-14. — Plus on augmente l'amplification par P_1 , plus les sommets de la courbe B.F. sont « décapités » au passage du « tunnel » auquel on peut comparer le circuit écrêteur. Le potentiomètre P_2 permet de doser l'amplitude de la tension écrêtée admise à la partie suivante de l'amplificateur, afin que ses sommets déterminant la modulation à 100 % de l'émetteur.

l'ensemble des résistances disposées en série dans le retour de cathode de la lampe qui lui fait suite : chacune d'elles devient conductrice (et elle écrête) à partir du moment où la tension d'anode dépasse celle de la cathode correspondante. Ainsi le fonctionnement est absolument certain, en l'absence de toute mise au point, et l'écrêtage s'opère de façon égale sur chacune des alternances.

La chaîne amplificatrice comprend un potentiomètre P_1 situé dans ses premiers étages et l'on remarque un potentiomètre P_2 à la sortie du filtre passe-bas. Plus on augmentera la tension d'entrée en poussant P_1 , plus la courbe B.F. sera « décapitée » de ses pointes, en passant dans le « tunnel » auquel correspond l'écrêteur. Au niveau de P_2 , nous trouverons ainsi une courbe B.F. d'amplitude maximum limitée, et c'est par P_2 que nous

Un filtre B.F. passe-bas.



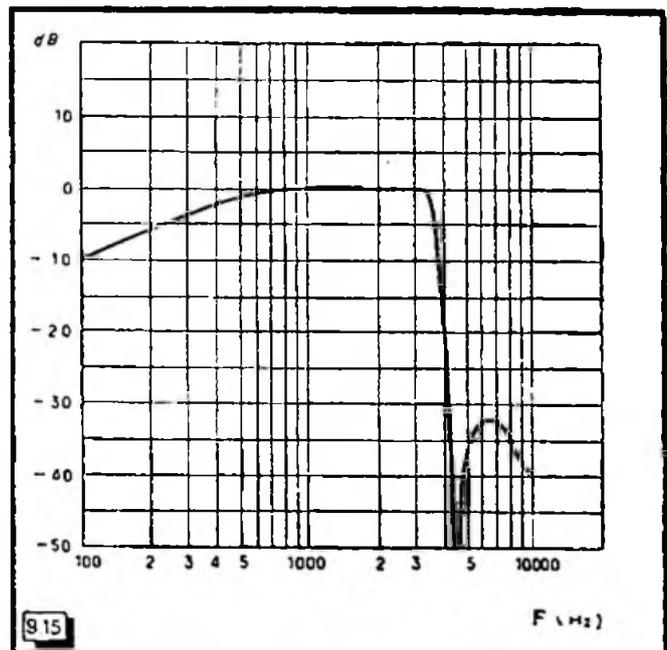
réglerons l'amplification de cette « limite » afin qu'elle détermine la puissance B.F. correspondant à la modulation à 100 % de l'émetteur (fig. 9-14).

Le filtre passe-bas est constitué de la manière suivante. Pour chacune des deux bobines L_1 et L_2 , la carcasse est constituée par un tube de Ferroxcube de 8 mm de diamètre extérieur et de 25 mm de long. Deux joues de bakélite de 17 mm de diamètre et 1 mm d'épaisseur sont enfoncées (et collées) sur les extrémités du tube.

Chaque carcasse reçoit 5000 tours de fil émaillé de 0,1 mm. Ces deux bobines, les condensateurs dont la valeur est précisée sur la figure 9-13, ainsi que la résistance de 10 000 ohms définissant l'impédance de sortie du filtre, sont enfermés dans un blindage d'aluminium de $52 \times 52 \times 90$ mm. Les axes des deux bobines forment un angle droit entre eux, de manière à réduire les phénomènes d'induction mutuelle.

Bien réalisé, le filtre procure une courbe de réponse présentant l'allure de celle de la figure 9-15.

Fig. 9-15. — Courbe de transmission relevée pour l'ensemble de l'étage amplificateur précédant le filtre passe-bas et ce dernier.



La réalisation de modulateurs

Plus que jamais nous insisterons sur la nécessité de faire un câblage du circuit de chauffage à deux fils, sans aucune mise à la masse de ce circuit sur le modulateur lui-même, si son alimentation est installée sur un châssis séparé. C'est sur ce dernier qu'une seule mise à la masse du circuit de chauffage sera pratiquée.

Par ailleurs, on prendra garde aux couplages entre étages. A cette fin, on cherchera toujours, en disposant le matériel sur le châssis, à écarter tout « repli » de la chaîne B.F. sur elle-même, cela risquant de faire voisiner un étage d'entrée avec celui de sortie, par exemple.

On se méfiera, lorsque l'alimentation sera sur un châssis séparé, de ce que la communauté des retours des courants anodiques dans le cordon de liaison peut elle-même entraîner des couplages entre étages. Il ne faudra jamais omettre d'assurer un « bouclage » immédiat des courants B.F. sur le châssis du modulateur proprement dit, en y disposant un condensateur électrochimique de 16 μF , entre la connexion \pm H.T. et la masse.

Les couplages entre étages sont susceptibles de provoquer l'amorçage d'oscillations perceptibles, passant du « motor-boating » à cadence lente, à divers hurlements... Mais, pires sont les conjonctures dans lesquelles la fréquence de cette oscillation prend un caractère *ultra-audible* ; seuls, l'oscilloscope ou un voltmètre électronique sont capables d'en prouver l'existence. Les habituels voltmètres à redresseur sont susceptibles de ne déceler aucune tension alternative insolite, si leur redresseur présente une capacité interne laissant « fuir » les courants de fréquence élevée.

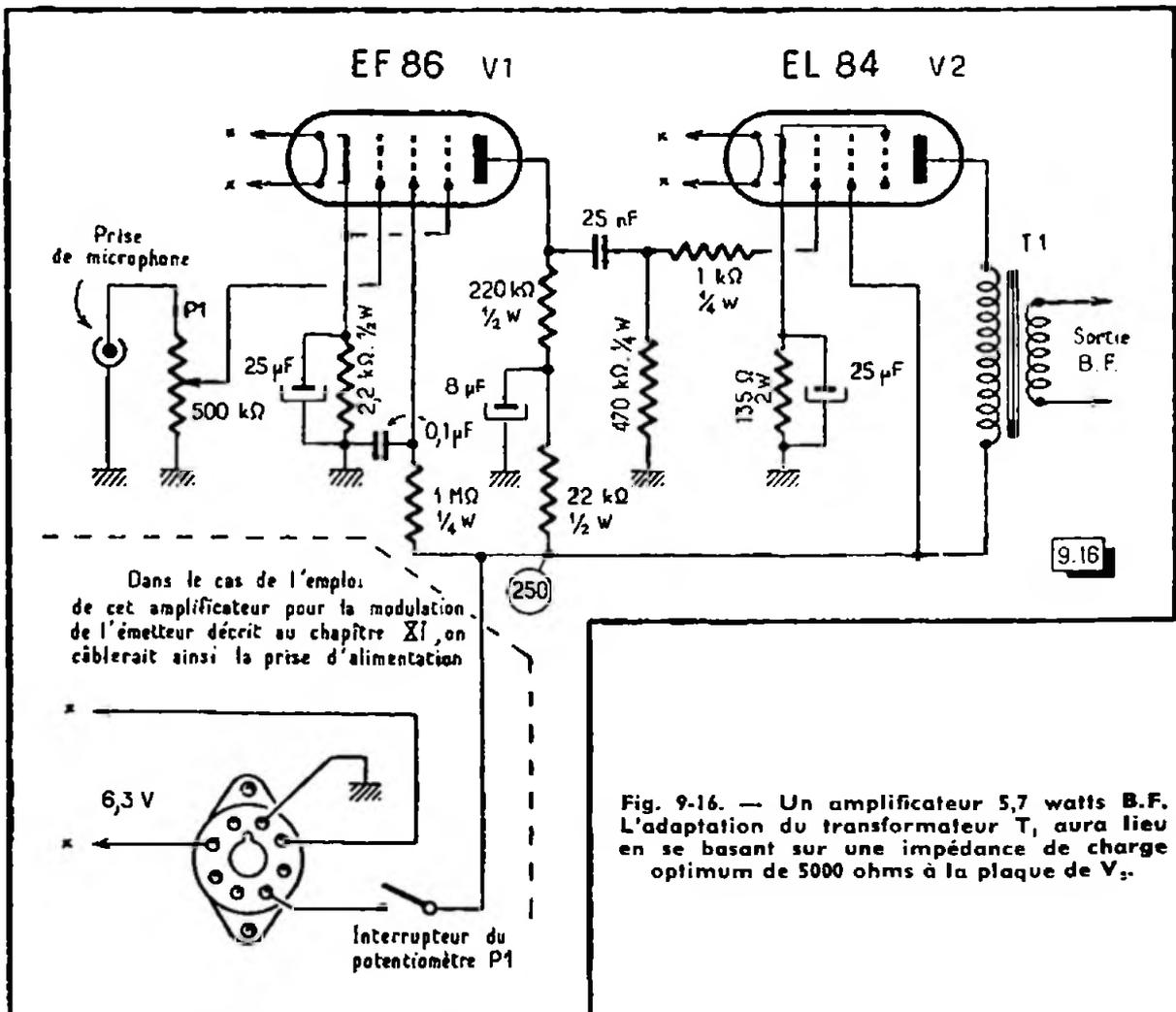
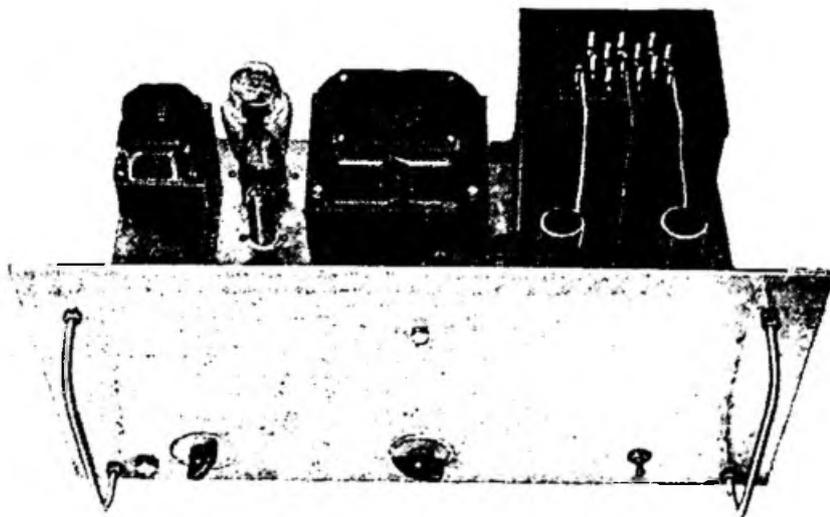


Fig. 9-16. — Un amplificateur 5,7 watts B.F. L'adaptation du transformateur T₁ aura lieu en se basant sur une impédance de charge optimum de 5000 ohms à la plaque de V₂.

Le modulateur 65
watts B.F.



Les premières constatations que l'on ferait en présence d'oscillations à fréquence ultra-audible, seraient celles de distorsions et d'une anormale faiblesse de la puissance B.F. de sortie.

Il arrive encore que certains amplificateurs montés à l'aide de « pièces disponibles » ne délivrent pas la puissance de sortie annoncée pour le schéma suivi. Très souvent, cet échec n'a pas d'autre cause que l'emploi d'un transformateur d'alimentation dont un secondaire H.T. est *trop résistant*. De ce fait, une chute de tension inadmissible a lieu à chaque appel de courant. Un simple push-pull de 6 L 6, en régime AB₂, aisément capable d'une puissance B.F. de 50 watts, voit la totalité du courant des anodes et des écrans passer d'environ 95 mA au repos, à 225 mA quand les 50 watts B.F. sont fournis. D'ailleurs, il est d'usage de prévoir, en ce cas, une valve à mercure, puisque celle-ci n'entraîne qu'une chute de tension très minime et constante, en dépit des variations du débit; l'existence de ces dernières est bien démontrée par les variations de la lueur violacée à l'intérieur de la valve à mercure, au rythme de la parole.

Au passage, nous signalerons une précaution à prendre avec les valves à mercure ayant subi un transport. Au cours des manipulations, il est fréquent que de minuscules gouttelettes du mercure qu'elles renferment soient allées se déposer sur les électrodes. Il est indispensable d'éliminer ces gouttelettes avant d'appliquer la haute tension et, à cet effet, on alimentera seulement le filament sous la tension de service normale, durant une dizaine de minutes, afin de vaporiser le mercure. Au refroidissement, celui-ci se condensera à la base de l'ampoule et cette mise en service spéciale ne sera plus nécessaire tant que la valve n'aura pas été renversée.

Ajoutons qu'une valve à mercure doit obligatoirement être suivie par une cellule de filtrage à inductance d'entrée. Avec un condensateur d'entrée, la valeur de pointe du courant de charge de ce dernier serait inadmissible pour la sécurité de la valve, en raison de la très faible résistance interne qu'elle présente.

Divers schémas d'amplificateurs B.F. vont suivre. Tous ont été *éprouvés* et sont capables de délivrer aisément les puissances couramment demandées pour la modulation des émetteurs.

1°) Un amplificateur 5,7 watts B.F. (fig. 9-16), et un amplificateur 11 à 17 watts B.F. (fig. 9-17).

Pour ces deux amplificateurs, on ne trouvera pas, dans le commerce, de transformateur de modulation (avec secondaire à prises), pour d'aussi petites puissances. Néanmoins, deux solutions sont possibles : ou bien on bobinera soi-même ce transformateur de sortie et, à cet effet, une documentation complète sera trouvée dans notre livre déjà cité : « *Transformateurs Radio* », ou bien on se tirera d'affaire, de manière facile et économique, en choisissant *dans une même marque* (afin que les enroulements

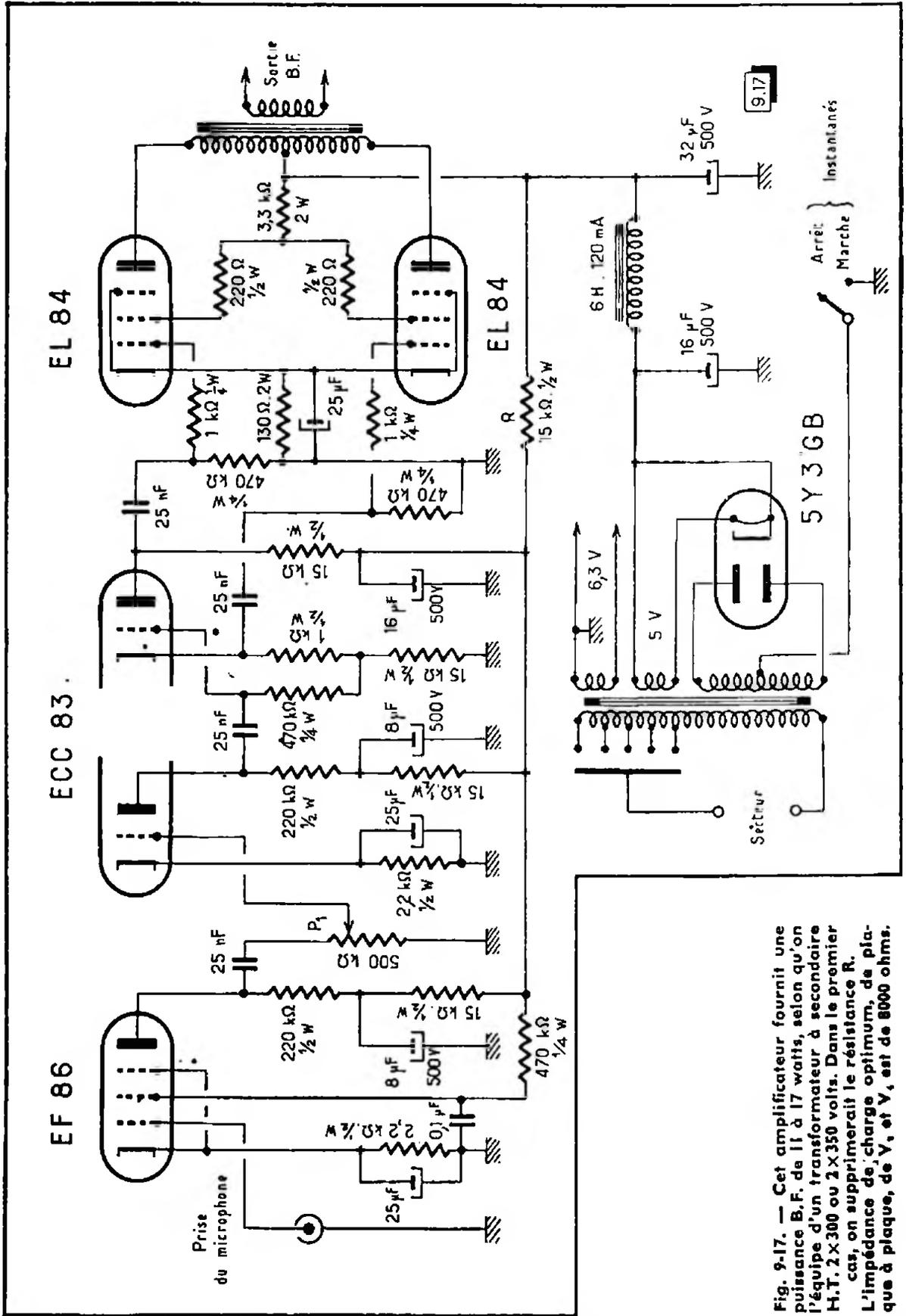
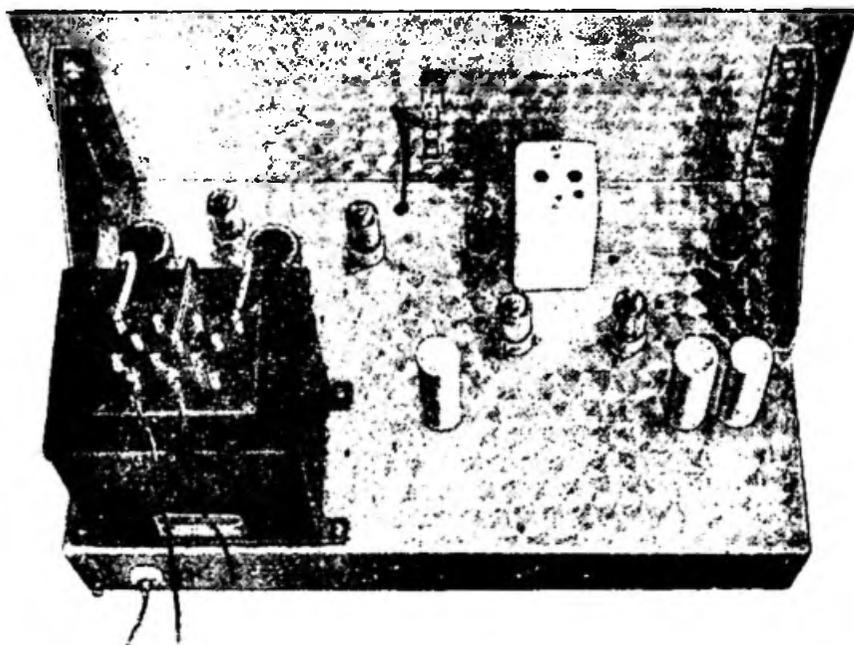
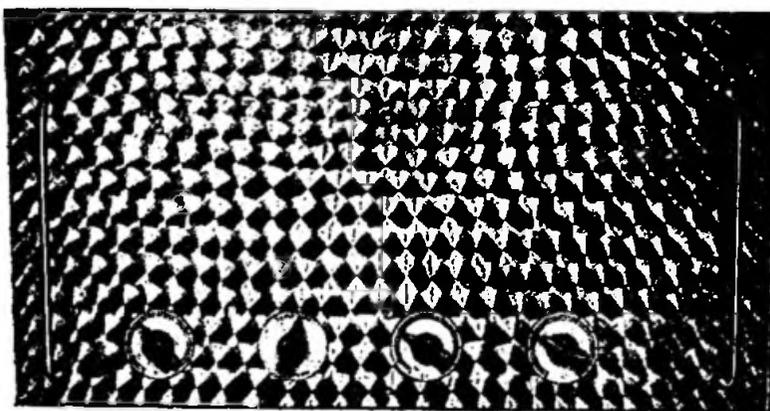


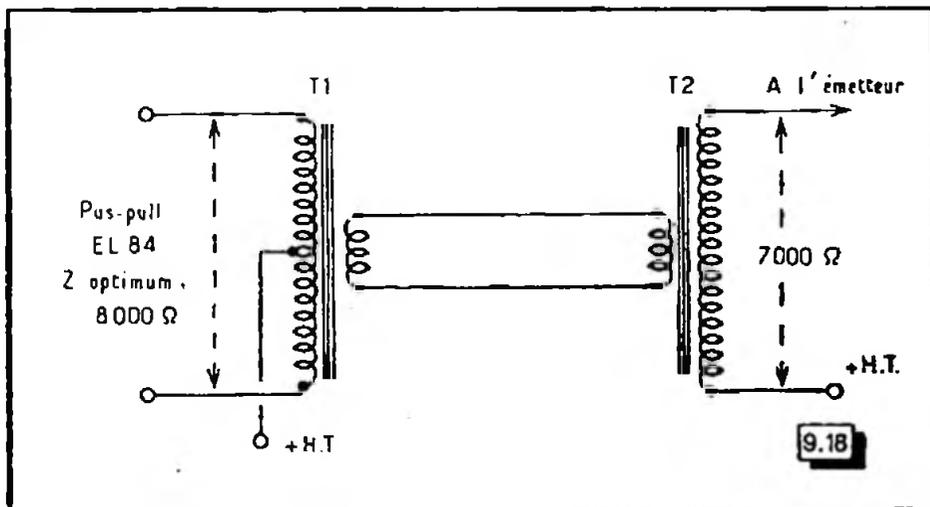
Fig. 9-17. — Cet amplificateur fournit une puissance B.F. de 11 à 17 watts, selon qu'on l'équipe d'un transformateur à secondaire H.T. 2 x 300 ou 2 x 350 volts. Dans le premier cas, on supprimerait le résistance R. L'impédance de charge optimum, de plaque à plaque, de V₁ et V₂, est de 8000 ohms.

Façade du modulateur 100 watts B. F.



Châssis du modulateur 100 watts B.F.

Fig. 9-18. — Aux petites puissances, la solution la plus avantageuse pour réaliser l'adaptation du circuit de sortie du modulateur à celui de l'émetteur est de monter « dos à dos » deux transformateurs de haut-parleur électrodynamique. Il existe dans ces derniers, une gamme d'impédances où l'on peut faire le choix le plus approchant.



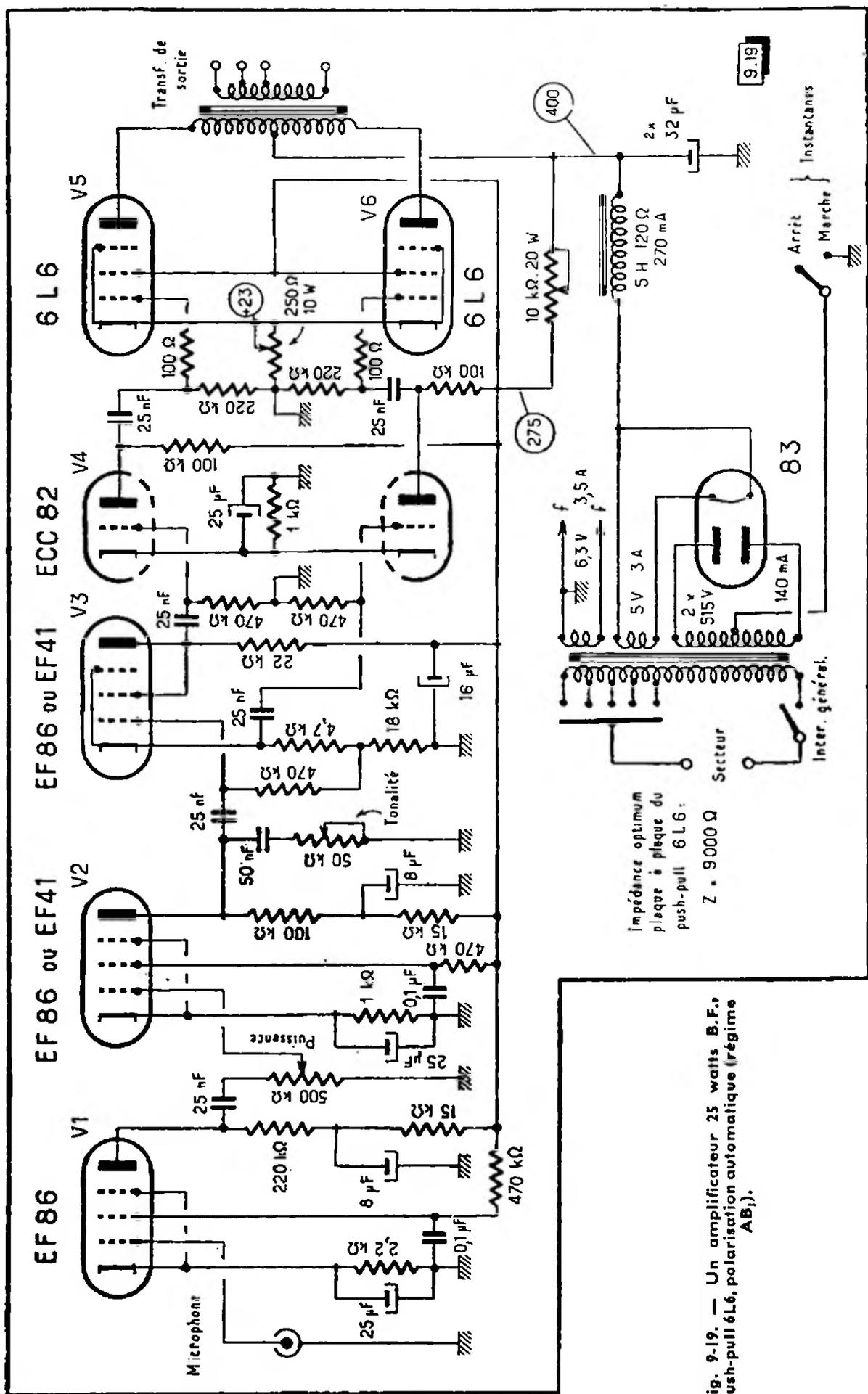


Fig. 9-19. — Un amplificateur 25 watts B.F. Push-pull 6L6, polarisation automatique (régime AB).

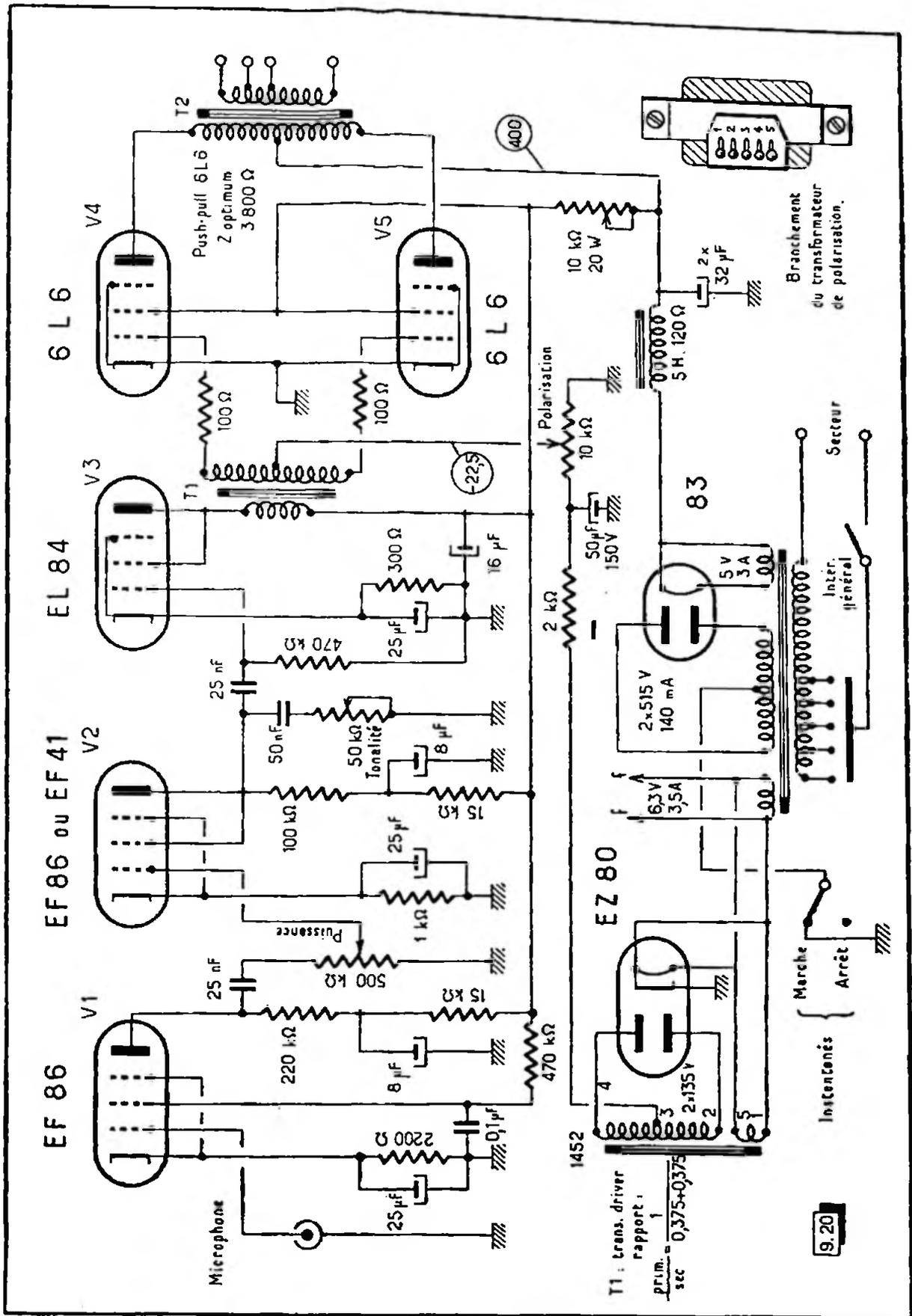


Fig. 9-20. — Un amplificateur 50 watts B.F. Push-pull 6L6, polarisation fixe (régime AB₂).

destinés à l'attaque de la bobine mobile soient prévus pour une même impédance) deux transformateurs destinés au couplage d'une sortie B.F. à un haut-parleur, et en les connectant avec les enroulements à basse impédance reliés entre eux, comme l'indique la figure 9-18. Les « gros » transformateurs de cette sorte sont susceptibles de supporter une douzaine de watts B.F.

Par exemple, dans le cas de l'association d'un push-pull d'EL 84 à un circuit plaque d'émetteur présentant une impédance de 7000 ohms, on prendrait un transformateur avec primaire à prise médiane, type « 8000 ohms, plaque à plaque » pour T_1 et un modèle « 7000 ohms » simple, pour T_2 .

2°) Un amplificateur 25 watts B.F., avec push-pull de 6 L 6, régime AB_1 (fig. 9-19), et un amplificateur 50 watts B.F., avec push-pull de 6 L 6, régime AB_2 (fig. 9-20).

La plupart des transformateurs d'alimentation ne comportant pas de secondaire spécial pour alimenter un redresseur de polarisation, nous avons fait usage du procédé très simple que nous avons conseillé pour l'étage final de l'émetteur (fig. 8-4), aux fins d'assurer une polarisation fixe du push-pull B.F. Cette disposition se retrouvera sur plusieurs des schémas qui vont suivre.

3°) Un amplificateur 65 watts B.F., avec push-pull d'EL 34, régime B (fig. 9-21), et un amplificateur 100 watts B.F. avec push-pull d'EL 34, régime B (fig. 9-22).

Le circuit écrêteur, que nous avons seulement représenté dans le schéma de la figure 9-22, peut évidemment se trouver intercalé dans chacun des autres schémas.

Les impédances du transformateur de sortie

La notion des impédances d'un transformateur de modulation est souvent assez mal comprise. Nous donnerons divers éclaircissements sur la question de l'impédance, au début du chapitre traitant des antennes, pour lesquelles il en sera fait un fréquent usage.

Mais, en ce qui concerne les transformateurs de sortie des amplificateurs, il faudra bien se pénétrer de l'idée que *les impédances notées aux diverses prises ne correspondent à aucune caractéristique physique et immuable du transformateur.*

En fait, il en va de même que pour le transformateur d'alimentation dont le secondaire est marqué 2×300 volts et qui ne délivre les deux fois 300 volts que si l'on applique, au primaire, une tension égale à celle qui figure à la prise utilisée au répartiteur. Le transformateur qui donnera 2×300 volts avec 125 volts sur la prise correspondante n'en fournira plus que 2×240 si la tension du secteur tombe à 100 volts !

En somme, *une seule chose est immuable dans un transformateur : le rapport de transformation, celui-ci étant fixé par le rapport du nombre de tours des deux enroulements.*

Dans le cas du transformateur de modulation, si l'on appelle Z_1 l'impédance de charge optimum de l'étage B.F. final (impédance *plaque à plaque*, pour un push-pull), et Z_2 l'impédance du circuit auquel se trouvera branché le secondaire, le rapport du nombre de tours au primaire, N_1 , au nombre de tours au secondaire, N_2 , sera donné par la formule :

$$\sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} = \frac{N_1}{N_2}$$

Le fabricant du transformateur note, en général, aux prises du primaire de ses transformateurs, des valeurs *correspondant aux impédances de charge optima des lampes usuelles.*

Or, cette notion de l'impédance de charge optimum de la lampe (ou des lampes en push-pull) ne joue surtout que *lorsqu'il est nécessaire de tirer toute la puissance B.F. dont est capable l'étage final de l'amplificateur.*

Il demeure toujours possible d'utiliser, dans de bonnes conditions, un transformateur auquel les impédances indiquées ne correspondent pas aux impédances optima réelles des circuits extérieurs. Par exemple, soit un transformateur pour lequel le fabricant indique un primaire prévu pour un push-pull d'impédance optimum de 3800 ohms, et supposons que la prise secondaire « 8000 ohms » soit reliée à un circuit extérieur présentant cette même impédance. La précédente formule permet de calculer que le

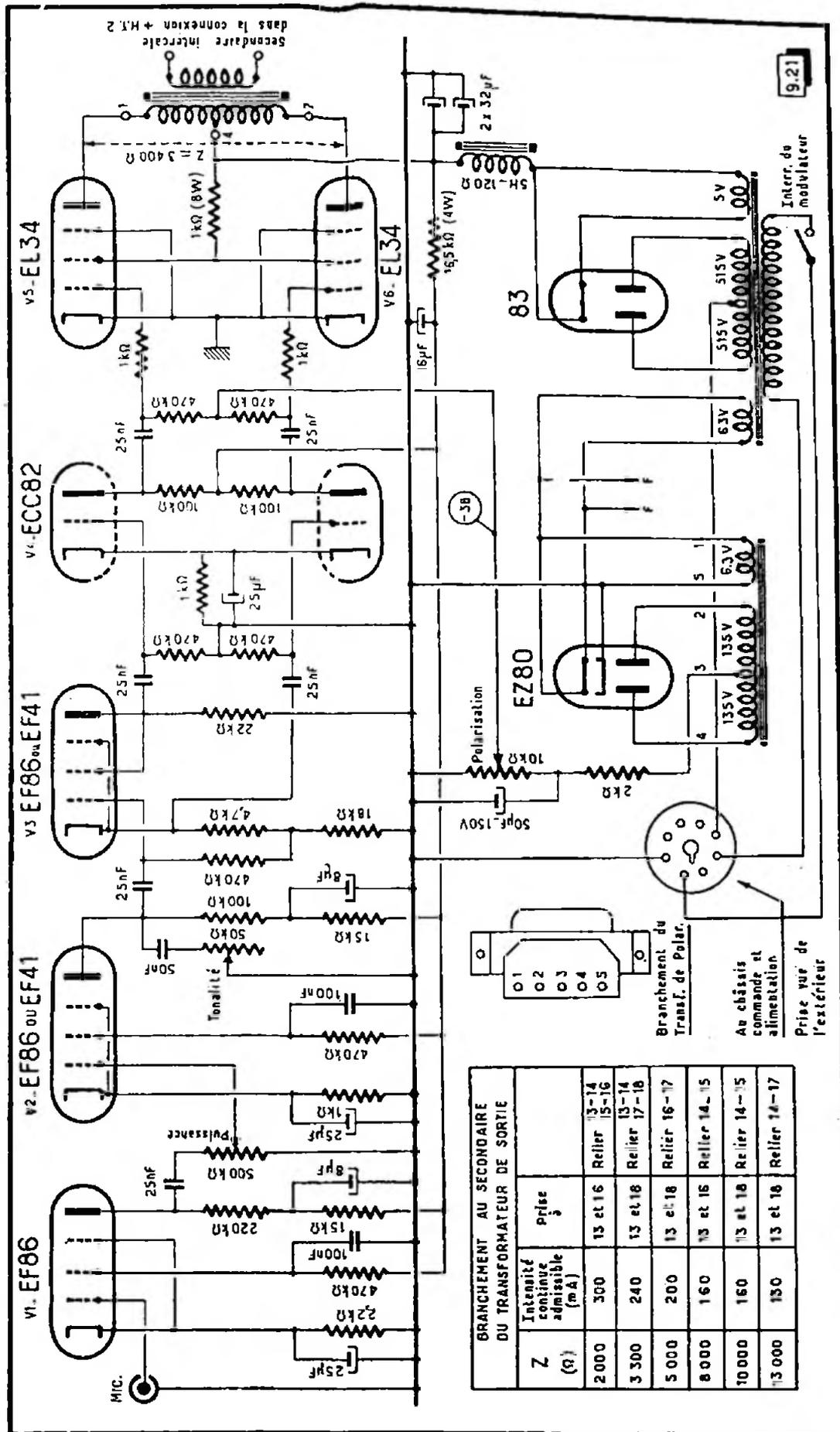


Fig. 9-21. — Un amplificateur 65 watts B.F. Push-pull EL 34, polarisation fixe (régime B). Le raccordement de la prise octale est prévu au châssis d'alimentation de l'émetteur à commutations décrit au chapitre 12.

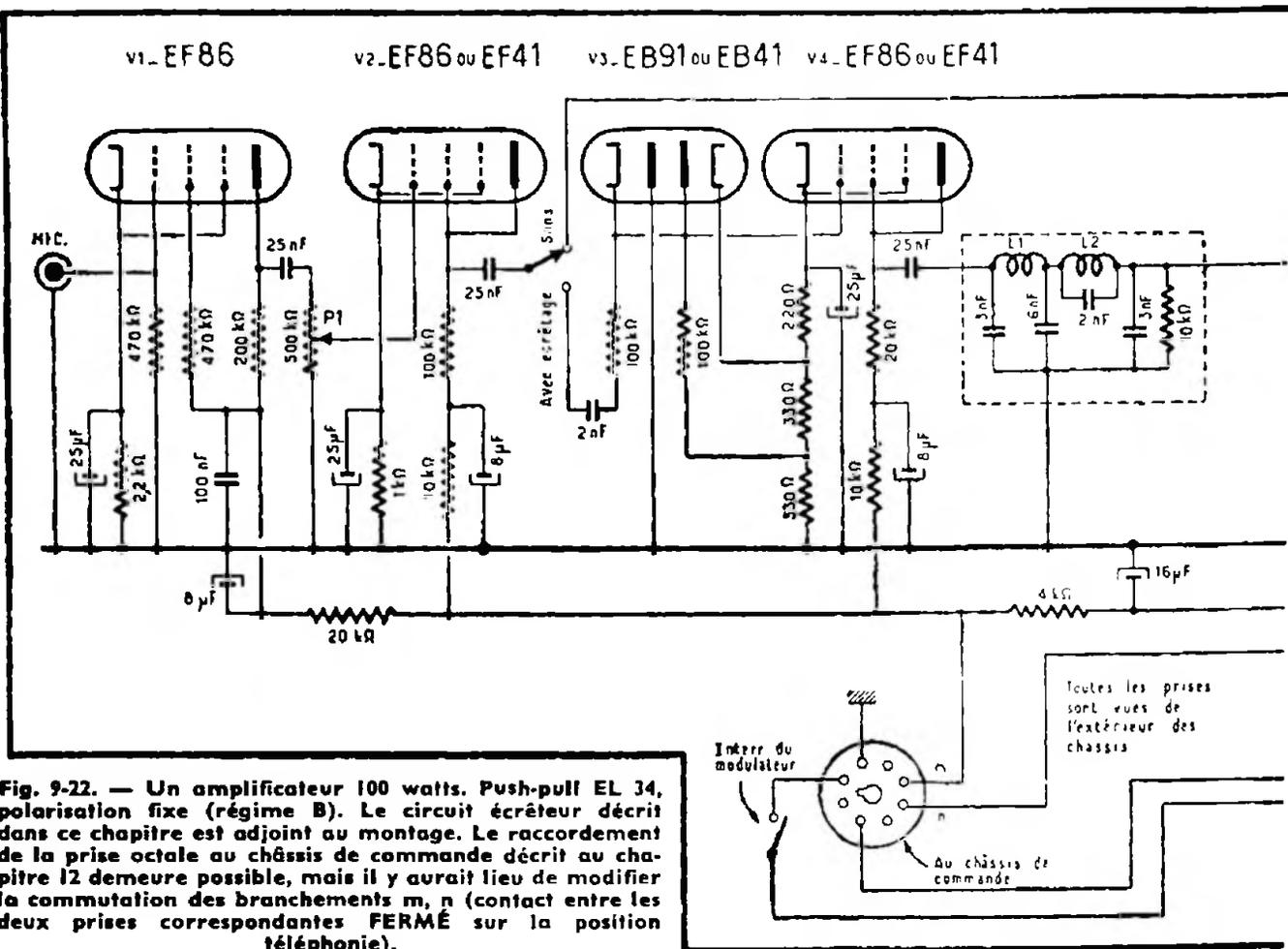


Fig. 9-22. — Un amplificateur 100 watts. Push-pull EL 34, polarisation fixe (régime B). Le circuit écrêteur décrit dans ce chapitre est adjoint au montage. Le raccordement de la prise octale au châssis de commande décrit au chapitre 12 demeure possible, mais il y aurait lieu de modifier la commutation des branchements m, n (contact entre les deux prises correspondantes FERMÉ sur la position téléphonie).

rapport de transformation primaire/secondaire est égal à $\sqrt{\frac{3800}{8000}}$, soit 1/1,45.

Toutes les adaptations équivalentes au même rapport :

$$\frac{1}{1,45} = \sqrt{\frac{3800}{8000}} = \sqrt{\frac{4500}{9500}} = \sqrt{\frac{5000}{10\ 500}} = \sqrt{\frac{6000}{12\ 600}} \text{ etc.}$$

seraient permises sans changer l'emplacement des prises.

Supposons, d'autre part, que nous ayons à adapter à la même charge de 8 000 ohms, un autre push-pull dont l'impédance optimum est de 6000 ohms. Le rapport de transformation serait cette fois de $\sqrt{\frac{6000}{8000}} = \frac{1}{1,15}$.

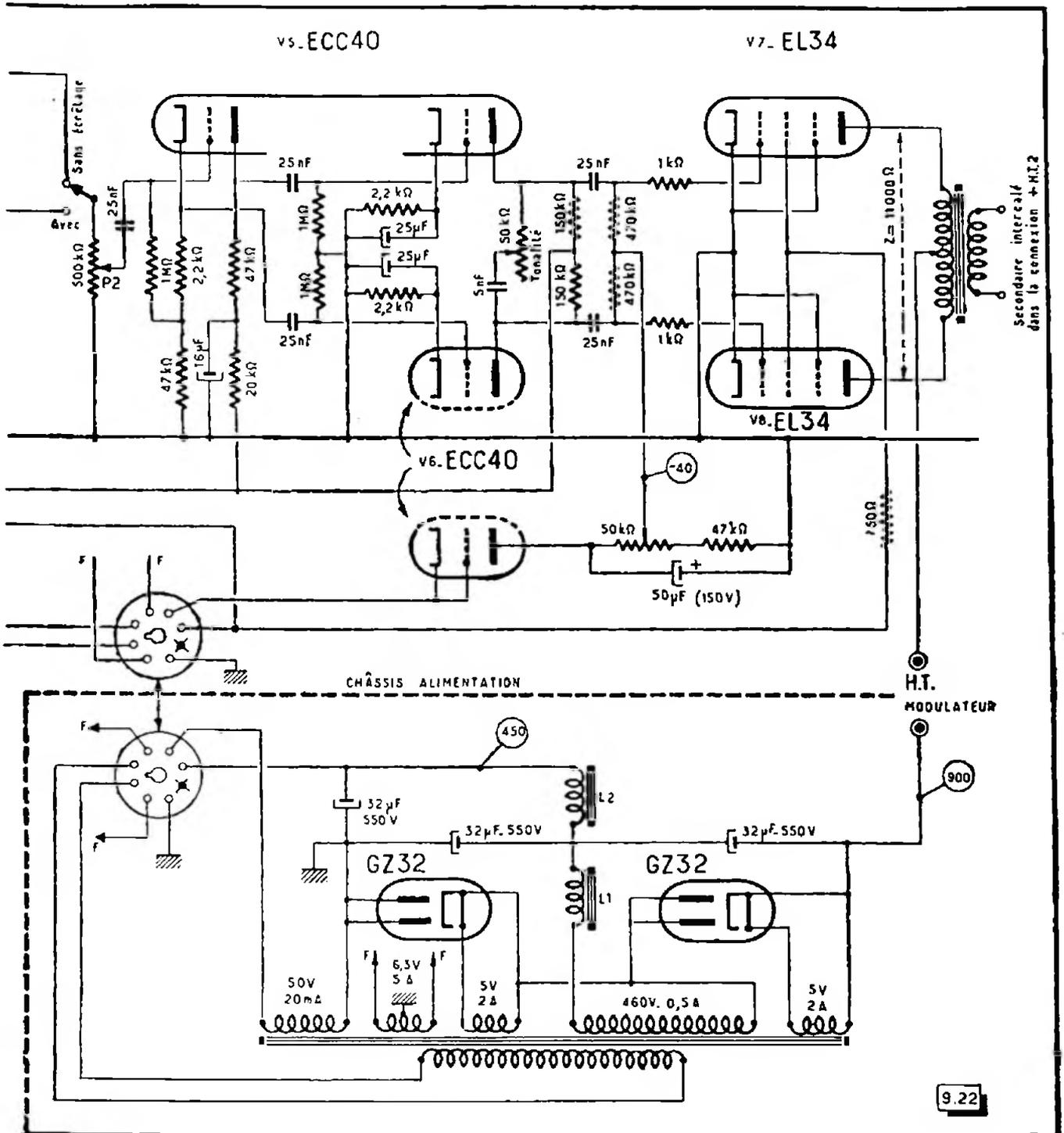
Ce rapport se trouverait respecté sur notre transformateur, entre les impédances 3800 et 5000 ohms, notées sur le boîtier, puisque l'on a :

$$\frac{1}{1,15} = \sqrt{\frac{3800}{5000}}$$

Lorsque l'impédance indiquée par le fabricant, au primaire du transformateur, est notablement inférieure à l'impédance de charge optimum de l'étage final du modulateur, il peut se produire une certaine atténuation sur les fréquences B.F. les plus basses, mais en pratique ce fait passera souvent inaperçu.

Une importante précaution

Un gros risque est à signaler : celui que l'on courrait en faisant fonctionner un amplificateur B.F. dont le secondaire n'est relié à aucune charge. L'absence de celle-ci



équivalent à une impédance infinie et, théoriquement, une autre impédance infinie doit ainsi se trouver réfléchi au primaire du transformateur. Dans la pratique, la valeur de cette dernière impédance n'atteindra pas ce cas limite, mais elle sera quand même *très grande*, d'où l'apparition de *surtensions importantes capables de provoquer des claquages dans le transformateur, et sa mise hors service.*

Si l'on désire essayer un amplificateur B.F., il est obligatoire que le secondaire de son transformateur de sortie soit connecté à une charge d'impédance égale à celle qui se trouve notée à la prise secondaire utilisée. Cette charge peut être une simple résistance de puissance correspondant à la puissance B.F. dont l'amplificateur est capable.

LA MODULATION DE FRÉQUENCE A BANDE ÉTROITE OU N.B.F.M.

(NARROW BAND
FREQUENCY MODULATION)

La modulation de fréquence à bande étroite offre le moyen facile de moduler de façon efficace, et à partir du même appareillage simple, un émetteur dont la puissance de l'étage final peut être quelconque.

Elle n'a ni « qualités » ni « défauts », mais seulement des caractéristiques propres qu'il importe de bien connaître avant de faire son choix. C'est pourquoi nous examinerons tout d'abord les aspects techniques de l'émission et de la réception en N.B.F.M.

Toute modulation de fréquence est soumise aux règles suivantes :

- a) L'onde est définie par une fréquence nominale stable en l'absence de modulation ;
- b) Cette fréquence subit, sous l'effet de la modulation, des « excursions » en plus ou en moins, $+ dF$ et $- dF$, la valeur dF étant liée à l'amplitude de la tension de commande B.F., autrement dit à la force du son transmis ;
- c) Chaque cycle (comprenant $+ dF$ et $- dF$) correspond à une période de cette tension B.F.

Dans une modulation d'amplitude, c'est la profondeur de modulation qui dépend de la force du son transmis et, si l'on ne veut pas surmoduler, il convient de ne pas « crever le support » de l'onde porteuse H.F., c'est-à-dire de se garder de l'utiliser au-delà de son « épaisseur ». Par contre, dans la modulation de fréquence, la seule limite intervenant à l'émission serait que l'excursion $- dF$ n'amène pas la fréquence nominale à zéro... Or, nous tombons ici dans une exagération parfaitement absurde. L'excursion de fréquence sera toujours très petite devant la fréquence nominale et, dans la pratique, aucune gêne n'aura lieu de ce fait à l'émission.

Par contre, à la réception, on conçoit sans peine que les circuits devront présenter une partie de courbe suffisamment plate pour les fréquences comprises entre $F + dF$ et $F - dF$, et c'est plutôt de ce côté qu'interviendrait la limitation de dF .

Mais, ces considérations sur le récepteur ne sont que très générales. L'écoute de la modulation de fréquence évoque l'idée de « circuits spéciaux ». Il faut bien, en effet, *démoduler*, c'est-à-dire faire apparaître une composante B.F. identique à celle qui a provoqué la modulation de fréquence à l'émission.

Or, ces « circuits spéciaux » (étage limiteur, discriminateur...) font défaut dans la quasi-totalité des récepteurs de trafic d'amateur. Dans ce même domaine de l'émission d'amateur, la modulation de fréquence est assez peu employée, et nous pensons que la raison principale se trouve dans un manque de compréhension du procédé, lequel possède tout de même certains avantages et mérite d'être mieux connu.

En l'absence des « circuits spéciaux » auxquels nous venons de faire allusion (et que l'on ne trouve guère que sur les récepteurs destinés à l'écoute des émissions de radiodiffusion F.M. à haute fidélité), la réception de stations modulées en fréquence est possible sur un récepteur ordinaire, mais dans des conditions différentes. Nous allons voir que la modulation de fréquence à *bande étroite* répond surtout à certaines exigences du côté du récepteur, et c'est donc de la question *réception* que nous allons nous occuper tout d'abord, en supposant momentanément le problème résolu du côté de l'émission.

La réception de la N.B.F.M.

Comme il faut bien *démoduler*, c'est-à-dire faire réapparaître la composante B.F. ayant provoqué la modulation de fréquence à l'émission, l'usage des « circuits spéciaux » étant écarté, la « méthode immédiate » chez tout amateur émetteur sera la *démodulation sur un flanc de la courbe de sélectivité du récepteur*.

Voyons de près comment les choses vont se passer. Prenons un générateur H.F. et couplons-le à un circuit accordé (inductance et capacité en parallèle) aux bornes duquel nous connecterons un voltmètre électronique (autrement dit un détecteur associé à un galvanomètre). Nous savons que si l'accord du circuit passe sur la fréquence émise par le générateur, la déviation du voltmètre à lampe atteindra un maximum au moment de cette coïncidence d'accord. Nous n'insisterons d'ailleurs pas sur un fait aussi connu, mais nous formulerons une remarque dont nous allons voir bientôt toutes les conséquences pratiques : *nous aurions obtenu la même courbe si, laissant fixe l'accord du circuit, nous avions fait varier la fréquence du générateur*.

Supposons à présent, que nous réglions ce dernier sur une fréquence nominale F correspondant au point P , milieu d'un flanc de la courbe de résonance (fig. 10-1). Faisons maintenant varier la fréquence du générateur, de $\pm dF$, c'est-à-dire d'une même valeur dF de part et d'autre de la fréquence F . Nous constatons que pour $F - dF$, la tension détectée sera E_1 , et que, pour $F + dF$, elle sera E_2 . Or, nous savons qu'à l'émission, dF est fonction de la tension B.F. modulatrice (et que le nombre de cycles par seconde de la variation $\pm dF$ est égal à la fréquence du son transmis).

Fig. 10-1. — Le récepteur étant légèrement dérégulé, de manière que ce ne soit pas le sommet de la courbe de résonance qui corresponde à la fréquence reçue F , mais que celle-ci tombe au milieu d'un flanc de courbe (point P), on voit que les variations $\pm dF$ de la fréquence nominale se traduiront en variations de la tension détectée.

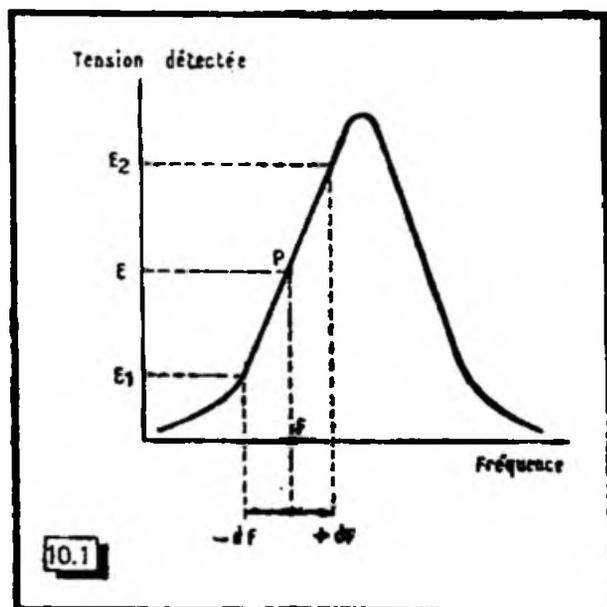
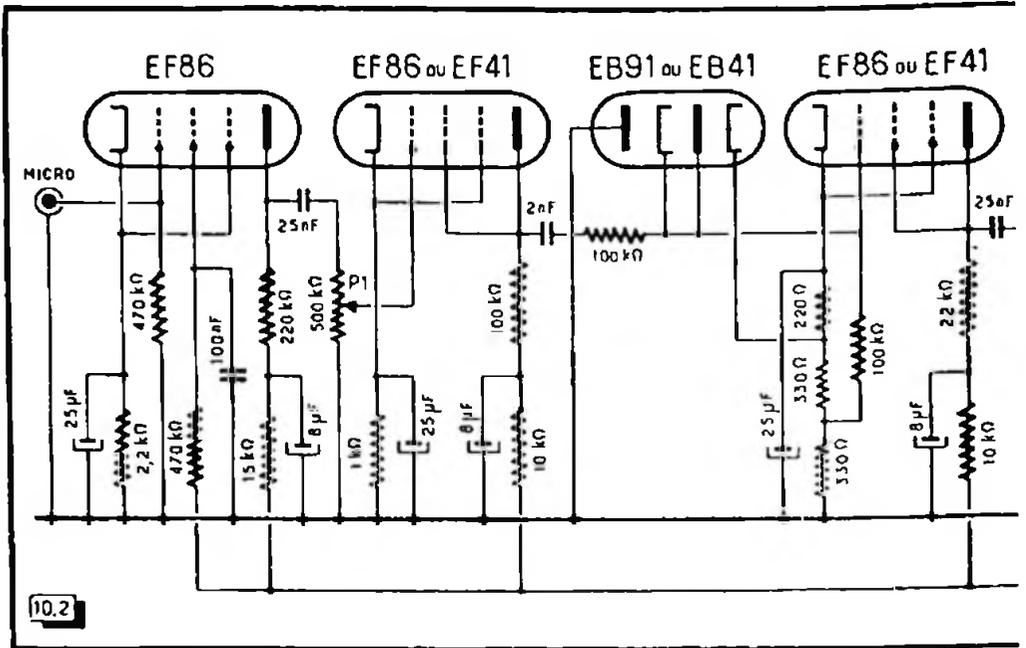


Fig. 10-2. — Schéma de l'ensemble modulateur N.B.F.M. et son raccordement à l'étage pilote V.F.O. (EL 84) de l'émetteur décrit au chapitre 12.



Si, au lieu d'avoir affaire au générateur H.F., nous nous étions trouvés en présence d'une émission modulée en fréquence, tout se serait passé de la même manière et nous aurions relevé, tout comme en modulation d'amplitude, *une courbe enveloppe de la B.F. formée par ces variations de la tension détectée.*

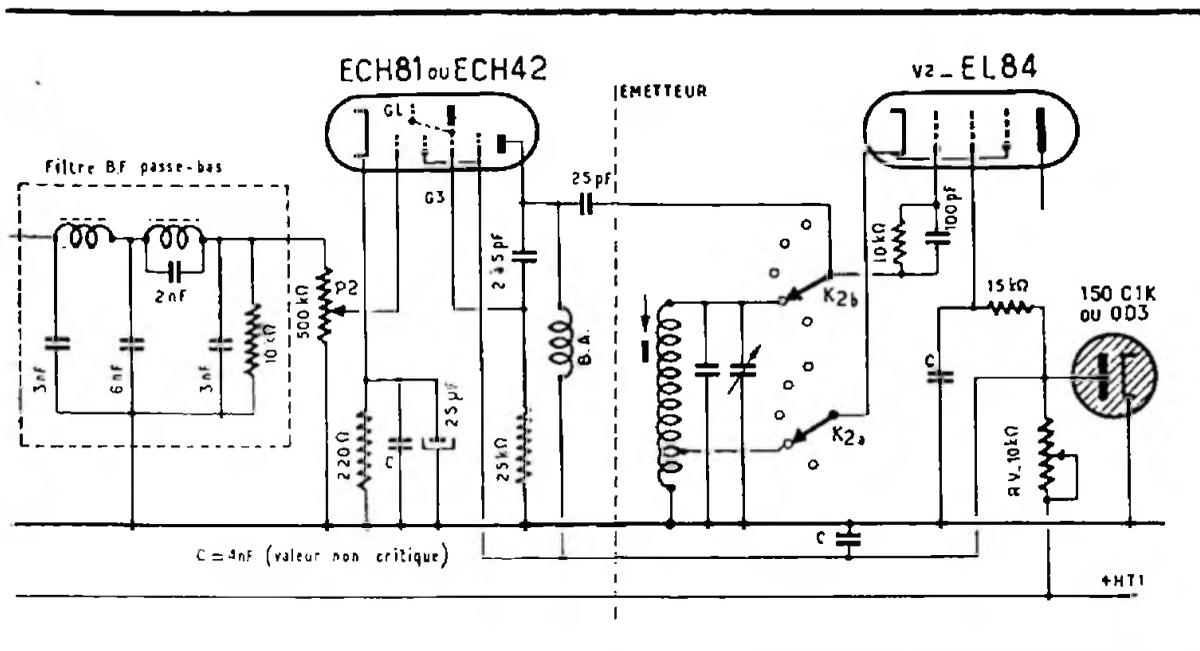
Examinons maintenant quelle excursion de fréquence $\pm dF$ il est possible d'admettre. Nous remarquerons à ce propos que la pratique enseigne que la « physiologie » des récepteurs ne varie guère, d'un appareil à un autre. Au fond, cela n'est pas illogique, car la courbe de résonance *globale* ou, si l'on préfère, *la courbe de sélectivité*, est surtout déterminée par l'ensemble des étages amplificateurs M.F. et, notamment, par ceux qui travaillent sur la fréquence intermédiaire la plus basse, si le récepteur est à double conversion.

En général, on peut admettre que l'ordre de grandeur de la bande passante des récepteurs couramment employés peut être évaluée, en moyenne, à 6 kHz. Un flanc de courbe représenterait ainsi une étendue de 3 kHz, et, *si l'on admet que l'excursion de $F - dF$ à $F + dF$ peut au plus faire passer le point P du coude inférieur de la courbe de résonance au coude supérieur (c'est-à-dire au sommet)*, on saura que dF ne peut excéder 1500 Hz.

Si cette valeur se trouvait dépassée, le point de fonctionnement voyagerait d'une part, sur une fraction quasi horizontale de la courbe, pour $-dF$, tandis que pour $+dF$ il s'en irait redescendre sur l'autre flanc de la courbe... Nous n'avons pas besoin d'insister !

On comprend à présent la raison de l'appellation « modulation de fréquence à bande étroite », si l'on compare ces conditions à celles de la modulation de fréquence utilisée pour les transmissions à haute fidélité, où l'excursion de fréquence dF peut atteindre 75 kHz, sur la gamme d'ondes de 87 à 100 MHz réservée à ce genre de transmissions.

D'autre part, nous venons de voir qu'en présence d'une émission N.B.F.M., l'idéal serait que l'on puisse modifier la courbe de sélectivité du récepteur, de manière que l'excursion maximum de $F - dF$ à $F + dF$ atteigne tout au plus les coudes inférieur et supérieur de ladite courbe. Comme on ne dispose jamais d'un moyen commode pour faire varier *progressivement* la pente de ce flanc de courbe, la seule solution est de réaliser à l'émission *une adaptation moyenne* de l'excursion de fréquence.



Cependant, on peut parfois tomber sur un correspondant possédant un récepteur très sélectif... Il taxera la modulation de mauvaise... et l'opérateur de l'émetteur n'aura que la ressource de tenter une réduction de l'excursion de fréquence.

A l'encontre de la modulation d'amplitude, où l'on peut entendre *très fidèlement* sa propre modulation en s'écoutant sur un circuit muni d'un détecteur diode (diode à filament ou cristal de germanium, ou autre), au point de pouvoir préférer ce contrôle à celui que l'on obtient d'un correspondant, la N.B.F.M. échappe totalement à toute appréciation locale par un moyen simple. Aussi sera-t-on fatalement obligé d'avoir recours aux correspondants. D'un autre côté, ceux-ci seront assez rarement familiarisés avec la N.B.F.M... de sorte qu'il faudra soi-même posséder une parfaite connaissance du procédé pour dégager des indications utiles parmi les contrôles reçus.

D'autre part, avec la N.B.F.M., il n'est plus question de pilotage par quartz. Seul le V.F.O. est à retenir, puisque l'oscillateur devra se trouver modulé en fréquence.

Nous remarquerons encore que le coefficient de multiplication de fréquence des circuits de l'émetteur, du V.F.O. à l'étage final, aura sa répercussion sur l'excursion de fréquence. Par exemple, si l'émetteur fonctionne sur les bandes 7, 14 et 21 MHz à partir d'une même oscillation pilote 3,5 MHz, les coefficients de multiplication seront ainsi respectivement égaux à 2, 4 et 6. Si nous donnons à $\pm dF$ la valeur de ± 1500 Hz envisagée plus haut, nous ne devons pas oublier que cette excursion s'entend *sur la fréquence de l'onde rayonnée*. Pour la bande 7 MHz, l'excursion réelle du V.F.O. ne serait donc plus que de ± 750 Hz; pour 14 MHz il faudrait la réduire à ± 375 Hz, et elle ne serait plus que de ± 250 Hz pour émettre sur 21 MHz. Il est donc nécessaire de repérer expérimentalement, sur le cadran du potentiomètre commandant l'injection de la B.F. dans le système modulateur N.B.F.M., les positions pour lesquelles on obtient ces excursions de fréquence (potentiomètre P_2 de la figure 10-2).

Comment on module en fréquence

Il existe plusieurs procédés pour obtenir une modulation en fréquence. Nous nous sommes demandé s'ils étaient également intéressants, et s'il n'y aurait pas une méthode relativement peu compliquée pour estimer leur comportement.

Les conditions d'une modulation en fréquence correcte étant ainsi définies :

1°) la déviation de fréquence doit être proportionnelle à l'amplitude B.F., autrement dit à la tension appliquée au point où l'on commande la modulation;

2°) cette déviation doit être *symétrique* par rapport à la fréquence nominale de l'oscillation H.F.,

les comparaisons seront faciles en adjoignant successivement à un oscillateur, divers circuits modulateurs N.B.F.M. L'électrode d'entrée de chacun de ces derniers étant tout d'abord mise à la masse, on règle un récepteur de trafic sur l'onde émise et l'on ajuste *au battement nul* son oscillateur destiné à l'écoute de la télégraphie. On connecte alors, entre ladite électrode d'entrée et la masse, un élément de pile 1,5 volts, *d'abord dans un sens, puis en inversant la polarité*. Les deux déviations de fréquence devant être de sens contraire et *égales*, *cette condition se trouve remplie si le récepteur fait entendre la même note dans les deux cas*. On répète ensuite cette expérience en prenant deux éléments de pile. Quand la tension de commande est *doublée*, *la déviation de fréquence doit elle-même devenir double et il en résulte que la note entendue passe à l'octave supérieure*. Il est facile de s'en rendre compte sans être un musicien accompli...

Ces deux séries d'essais permettent de vérifier les deux conditions essentielles énoncées plus haut, c'est-à-dire la linéarité de la modulation en fréquence.

Par ce moyen, nous avons contrôlé le comportement de montages réalisés à partir de schémas divers. Le seul qui nous donna entière satisfaction et se révéla *d'un fonctionnement dépourvu de tout aléa* fut celui de la lampe de réactance, et c'est pourquoi nous n'en recommanderons pas d'autre.

La lampe à utiliser comme lampe de réactance est une hexode, en raison de la présence de *deux grilles de commande accessibles*. Deux types de lampes sont convenables : la triode hexode ECH 81 où l'on négligera l'élément triode puisque la seconde grille de commande offre une sortie séparée, ou bien la triode hexode ECH 42, où l'on atteindra cette seconde grille par l'intermédiaire de la grille de la triode à laquelle elle est intérieurement reliée.

La figure 10-2 représente le schéma complet d'un modulateur N.B.F.M.

Les premiers étages en sont classiques et la présence du système d'écrêtage que nous avons décrit au chapitre précédent y est obligatoire, afin de ne pas dépasser l'excursion de fréquence prévue. De ce fait, nous n'avons pas ajouté ici la commutation « avec ou sans écrêtage ».

La partie nouvelle du schéma se trouve dans la lampe de réactance ECH 81 ou ECH 42.

Pour maintenir la stabilité de la fréquence nominale de l'émetteur, la plaque et l'écran de l'hexode doivent être alimentés sous une tension continue *fixe*. Celle-ci sera donc prélevée sur le tube stabilisateur au néon 150 volts (150 C 1 K ou OD 3). En outre, l'étage pilote V.F.O. de l'émetteur soumet l'anode de la lampe à réactance à une tension H.F., et cette même tension H.F. est appliquée au diviseur formé par le condensateur de 2 à 5 pF et la résistance de 25 000 ohms. Cette très faible capacité offre, à la fréquence délivrée par le V.F.O., une réactance relativement très grande devant la résistance de 25 000 ohms. Les *courants* H.F. dans ce diviseur seront donc décalés de 90° en avant sur la tension H.F. provenant du V.F.O. La chute de tension dans la résistance de 25 000 ohms, autrement dit la tension H.F. appliquée à G_3 , sera donc, elle aussi, décalée de 90° en avant sur la tension H.F. du V.F.O. et, par conséquent, sur celle qui est appliquée à la plaque de l'hexode.

Ainsi, la grille G_3 *commandera* dans ce circuit de plaque hexode, des variations d'intensité qui seront en avance de 90° sur sa tension anodique H.F.

Nous retrouvons bien l'aspect du comportement d'un condensateur (déphasant l'intensité de 90° en avant sur la tension), et la lampe se conduira *comme une réactance capacitive*. *Toutefois, ce comportement sera différent selon la tension à laquelle sera soumise la grille de commande G_1* , et c'est ainsi que nous aurons finalement une réactance capacitive *variable*.

Ainsi, tout se passe comme si le condensateur d'accord du V.F.O. était doublé par une capacité variant elle-même au rythme des tensions B.F. provenant du modulateur.

Evidemment, on comprend sans peine que pour une variation de capacité donnée la variation de fréquence de l'oscillateur, c'est-à-dire l'excursion de fréquence, est d'autant plus importante que le rapport C_{max}/C_{min} est lui-même plus grand.

Cela conduit à rechercher, pour l'accord de chacune des bobines oscillatrices du V.F.O., une valeur de capacité ni trop élevée (ce qui, par ailleurs diminuerait l'amplitude de la tension H.F. délivrée), ni trop faible, pour ne pas altérer la stabilité du V.F.O.

Les caractéristiques de l'étage V.F.O., précédemment décrit au chapitre VII (fig. 7-4), sont telles qu'il est possible de lui adjoindre directement le modulateur N.B.F.M. de la figure 10-2.

Pour le condensateur de 2 à 5 pF, un ajustable *Transco* de 0,7 à 7 pF fera parfaitement l'affaire. Son réglage n'est aucunement critique.

Les réglages de ce modulateur N.B.F.M. se limitent à ceux des potentiomètres P_1 et P_2 , le premier agissant sur le taux d'écrêtage, ainsi que nous l'avons vu au chapitre précédent, et le second sur l'excursion de fréquence dF.

Tout comme dans le cas de la modulation par la plaque, l'étage final d'un émetteur modulé en N.B.F.M. garde son mode de fonctionnement en régime C, c'est-à-dire un rendement en H.F. que l'on peut chiffrer au voisinage de 70 %. Il est encore à remarquer qu'une fois l'étage pilote modulé en N.B.F.M., celle-ci se transmet jusqu'à l'étage final de l'émetteur, sans aucune limitation de puissance pour ce dernier.

Avec la modulation d'amplitude bien réglée, aucune question ne se pose pour la réception... Par contre, nous l'avons dit, avec la N.B.F.M. l'excursion de fréquence à l'émission doit se trouver adaptée aux caractéristiques du récepteur du correspondant... et c'est bien là la plus importante critique à formuler !

D'un autre côté, la N.B.F.M. permet d'économiser l'encombrement du châssis d'un amplificateur B.F. de puissance, le poids (et le prix !) de ses transformateurs d'alimentation et de sortie, ainsi que de l'inductance de filtrage.

La réglementation administrative

Après avoir examiné les questions techniques intéressant la modulation de fréquence, il nous faut citer les dispositions administratives la concernant.

L'excursion de fréquence ne devra pas dépasser ± 3 kHz dans les bandes de fréquence inférieure à 30 MHz, et ± 50 kHz dans celles de 72 et 144 MHz. Dans les bandes centrimétriques allouées aux amateurs-émetteurs, il suffira que la plage de modulation ne déborde pas de la bande utilisée.

UN ÉMETTEUR SIMPLE ET A ÉVOLUTION PROGRESSIVE

Le débutant dans l'émission d'amateur hésite souvent à se lancer dans un montage compliqué. Il fut d'ailleurs un temps où, comme « schéma d'émetteur simple », on conseillait un auto-oscillateur !

Or, l'Administration interdit, depuis bon nombre d'années déjà (et à juste raison !), *les auto-oscillateurs*, c'est-à-dire les montages émetteurs formés d'une seule lampe assurant à la fois la fonction oscillatrice et la délivrance, à l'antenne, d'une puissance H.F. importante.

En effet, la puissance entraîne des pertes, c'est-à-dire l'échauffement de la lampe, des circuits... d'où il résulte des dilatations d'organes, et l'on n'échappe pas à une lente variation de la fréquence d'émission connue sous le nom de « rampage » ou « glissement de fréquence ». Nous avons déjà signalé ce fait, mais il mérite qu'on le garde toujours présent à l'esprit.

Dans le cas de la télégraphie, quand on passe, au rythme des signaux, de l'état de non oscillation à celui d'oscillation, la fréquence peut ne reprendre sa valeur normale qu'au bout d'une fraction de seconde (un peu comme l'aiguille d'une balance dépasse sa position d'équilibre et revient ensuite en arrière au moment où l'on vient de charger le plateau). On dit alors que la note est « piaulée ».

En téléphonie, la modulation d'amplitude d'un auto-oscillateur s'accompagne le plus souvent d'une indésirable modulation en fréquence.

Devant ces inconvénients majeurs, il faut donc admettre que *l'émetteur simple* ne pourra se trouver dispensé de comporter un premier étage fonctionnant en pilote et non couplé à l'antenne. Deux formules modernes existent :

a) Le V.F.O., oscillateur constitué de manière que sa fréquence soit *réglable à volonté*, mais qu'elle soit exempte de variation dans le temps, c'est-à-dire qu'elle ne « rampe » pas;

b) Le pilotage par cristal de quartz.

La construction du V.F.O. n'est pas du ressort d'un débutant et, de plus, un V.F.O. doit être *étalonné*, ce qui dépasse même ses possibilités courantes. Par contre, le pilotage par quartz offre à l'amateur débutant *la certitude* d'émettre sur la fréquence fondamentale du quartz ou sur l'un de ses multiples (harmoniques). L'écart entre ceux-ci sera suffisant pour éviter toute confusion, car nous détaillerons bien les caractéristiques des diverses bobines.

En réservant d'ultérieures possibilités à l'égard de l'adaptation d'un V.F.O., la

solution à retenir par l'amateur-émetteur débutant sera donc celle du pilotage par quartz.

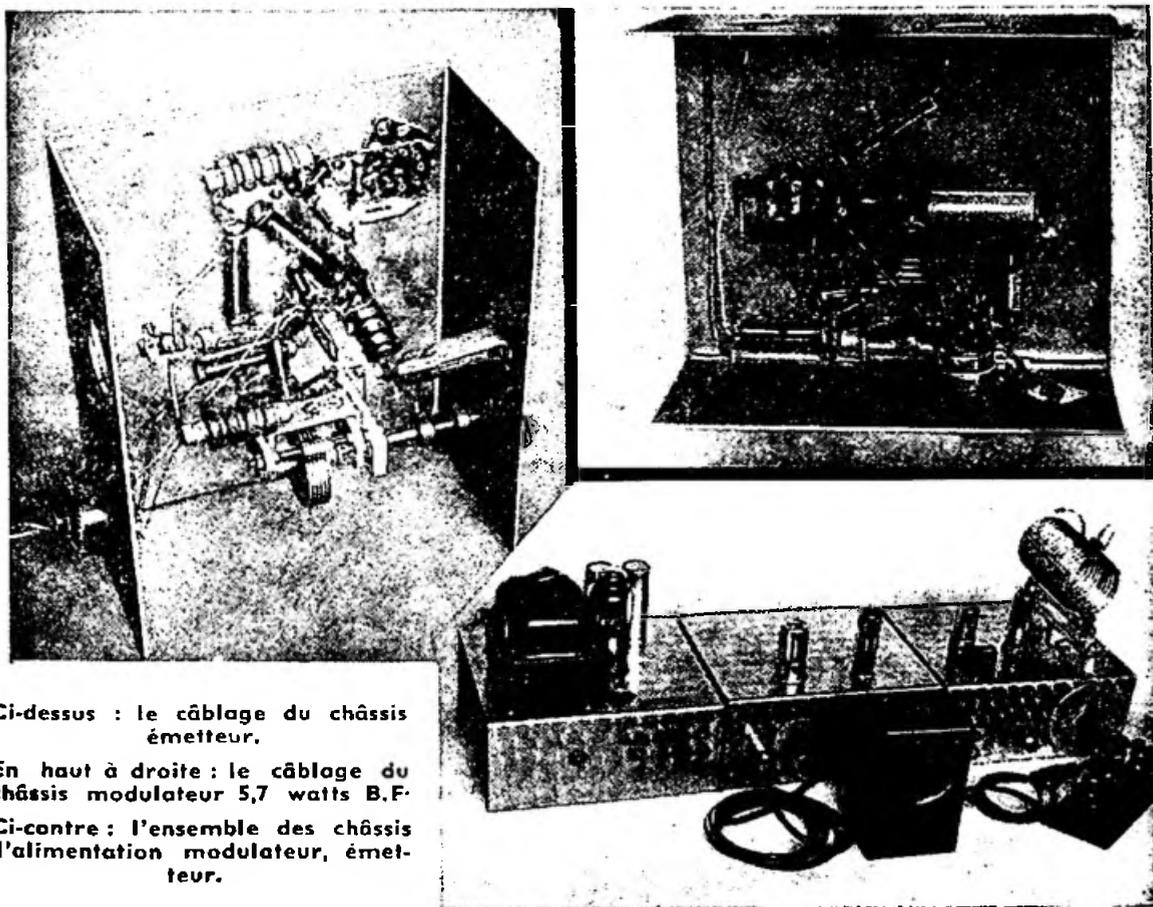
Au chapitre VII nous avons indiqué le schéma de l'oscillateur Pierce, lequel est le plus recommandable. Nous avons signalé aussi qu'à l'aide d'un condensateur ajustable il était permis de rechercher les conditions d'oscillation optima du circuit Pierce. Tout gain étant intéressant sur ce petit émetteur, nous ne laisserons pas cette ressource de côté.

Nous savons que, pour la sécurité du cristal, un étage pilote à quartz ne doit délivrer qu'une très faible puissance, et nous le ferons suivre d'une autre lampe. En général, on « voit » à cette place quelque lampe du type « B.F. finale » capable d'une certaine puissance et dont le prix ne grève pas le budget de l'OM débutant.

Il est certain que pour les « petits étages » d'émetteur, l'EL 84 est *imbattable* avec ses 11 mA/V... Mais, au chapitre VII, nous avons également attiré l'attention de nos lecteurs sur le fait que la grille écran de ces lampes était seulement conditionnée en vue du rôle à remplir en B.F. et qu'elle ne constituait pas un blindage suffisant entre circuits. Or, par chance, l'étage pilote ne comprend ici qu'une bobine d'arrêt dans son circuit de plaque (attaquant la grille de l'EL 84), de sorte que, n'ayant pas de circuit *accordé* associé à sa grille, cette lampe EL 84 ne risquera pas d'entrer en auto-oscillation lorsque son circuit de plaque sera réglé sur la fréquence du quartz en service.

Avec le montage Pierce, le fonctionnement sera possible *sur deux bandes, à partir d'un même cristal*. On aura ainsi la faculté de travailler sur la bande 3,5 MHz en fondamentale, avec un quartz taillé pour une fréquence comprise entre 3500 et 3800 kHz. En accordant le circuit $L_1 CV_1$ dans la bande 7 MHz, l'ensemble fonctionnera en doublage de fréquence, et le même cristal 3,5 MHz permettra d'émettre sur cette nouvelle bande. Dans ce cas, on veillera au choix de sa fréquence entre 3500 et 3575 kHz afin de ne pas sortir des limites de la bande 7 MHz, et plus particulièrement encore, on limitera ce choix entre 3500 et 3525 kHz, si l'on veut se tenir à l'intérieur de la sous-bande réservée à la télégraphie (7000 à 7050 kHz).

De même, un quartz taillé pour la bande 7 MHz (7000 à 7150 kHz, ou seulement 7000 à 7050 pour la sous-bande télégraphie) permettra de trafiquer sur cette bande en



Ci-dessus : le câblage du châssis émetteur.

En haut à droite : le câblage du châssis modulateur 5,7 watts B.F.

Ci-contre : l'ensemble des châssis d'alimentation modulateur, émetteur.

fondamentale, ou sur la bande 14 MHz, en doublage de fréquence. La sous-bande télégraphie s'étendant ici de 14 000 à 14 125 kHz, le choix de la fréquence du cristal serait possible entre 7000 et 7062 kHz.

Ainsi, grâce à deux cristaux, l'un compris dans la bande 3,5 MHz et l'autre dans celle de 7 MHz, il est permis d'émettre sur les trois bandes : 3,5, 7 et 14 MHz.

Le schéma de la figure 11-1 et les photographies de ce premier émetteur sont suffisamment explicites pour nous épargner l'examen de détails superflus.

Un support octal ordinaire recevra, entre deux de ses contacts non consécutifs, les habituels boîtiers de quartz à brochage $2,4 \times 12,35$ mm. Les autres connexions à ce support seront un peu spéciales; on voit qu'un cavalier (formé par un fil de 2 mm replié sur lui-même) prend place entre deux des contacts, afin d'assurer la liaison de la grille de la lampe au condensateur ajustable de 60 pF. De même, une prise de masse est réservée. Ces dispositions trouveront leur utilité lorsqu'on voudra brancher un V.F.O. devant ce petit émetteur.

La bobine d'arrêt B.A.₁ sera de très bonne qualité, ainsi que nous l'avons déjà recommandé pour le circuit Pierce.

La valeur optimum de la résistance de grille de la lampe V₂ se situe vers 100 000 ohms pour un maximum de puissance de sortie.

Quelques remarques sont à faire au passage sur le choix et l'emplacement des condensateurs de découplage de cathode (C₄) et d'écran (C₅) de la lampe V₂; ils seront placés directement entre l'électrode correspondante et la connexion de masse. Pour le condensateur C₅, une valeur de 500 pF est suffisante et nous ne conseillons pas de la dépasser (afin de ne pas dériver inutilement la B.F. à la masse, quand nous en viendrons à la modulation de cet émetteur).

Sur les photographies, on apercevra, au-dessous du support des bobines L₁ (plaque V₂), un trou de 32 mm de diamètre pratiqué dans le châssis; il ne s'agit pas d'une erreur et nous serons heureux de le trouver percé lors de prochains travaux.

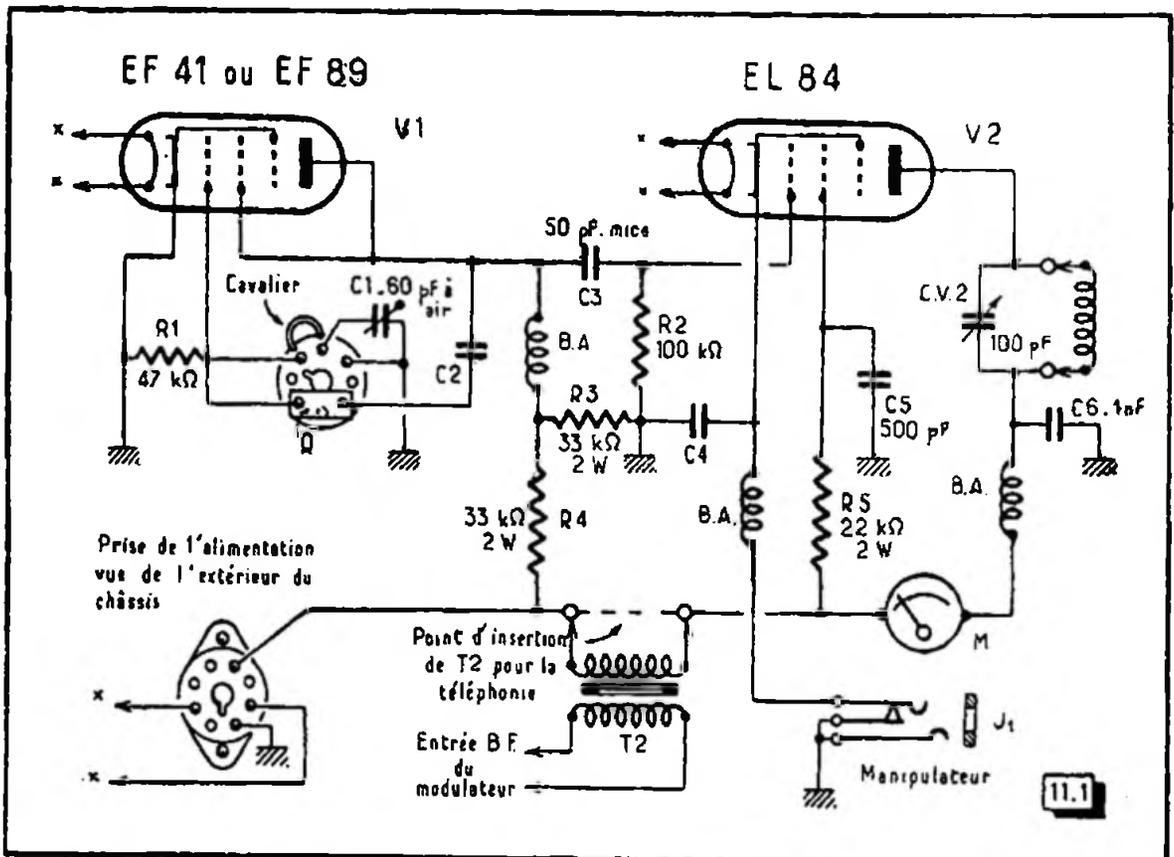


Fig. 11-1. — Schéma du premier émetteur. Le support de quartz (Q) est vu DE L'EXTÉRIEUR, PAR LE DESSUS DU CHASSIS. La valeur des condensateurs AU MICA, C₂, C₃, n'est pas critique et peut être comprise entre 2000 et 4000 pF. Les bobines d'arrêt B.A. seront du type 900 microhenrys, décrit au chapitre 7. En M est noté le point d'insertion d'un milliampèremètre (facultatif) de 0 à 50 ou 0 à 100 mA.

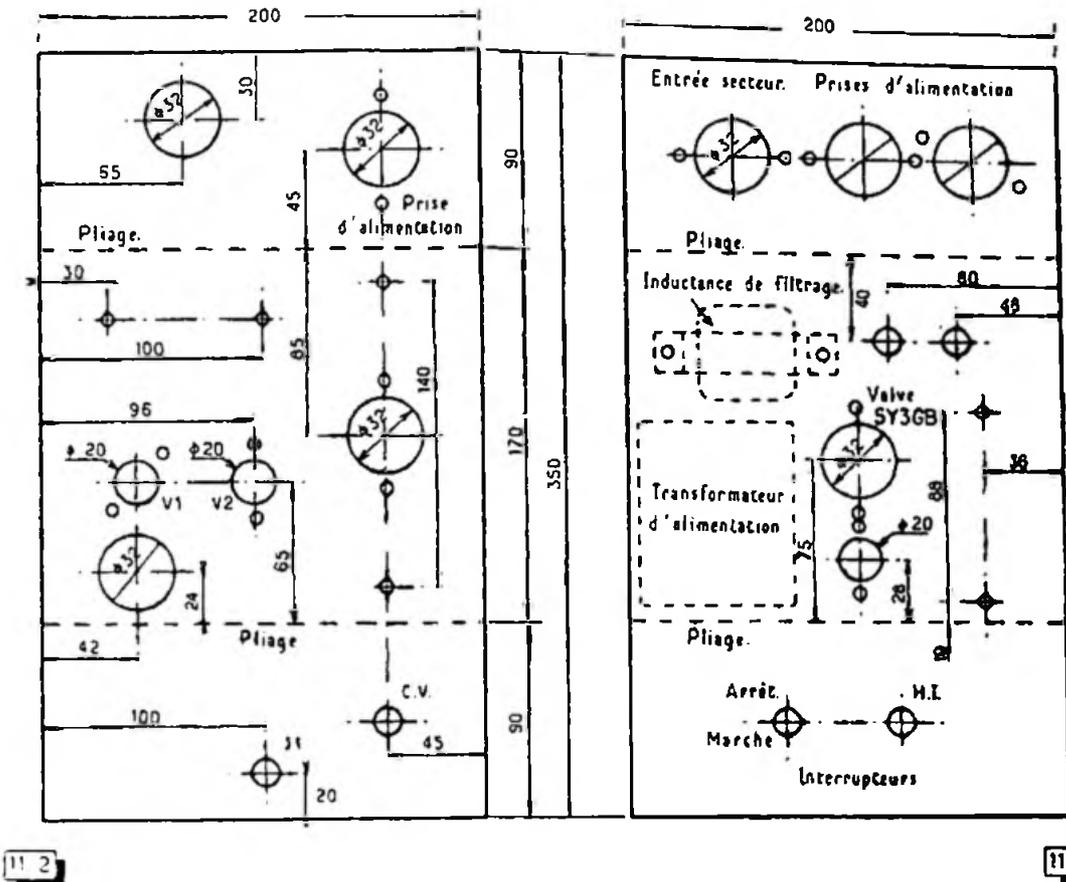


Fig. 11-2. — Cotes essentielles du châssis émetteur.

Fig. 11-3. — Cotes essentielles du châssis d'alimentation.

En raison de la faible puissance de cet appareil (et de son caractère aussi économique que possible), il n'a pas été prévu d'instrument de mesure dans le circuit de plaque de V_2 . Notons d'ailleurs que cette présence serait superflue lors de la future évolution du montage. Mais, si l'on dispose d'un milliampèremètre de 0 à 50 ou de 0 à 100 mA, on pourra fort bien l'installer sur une plaquette métallique auxiliaire et l'intercaler à l'emplacement noté M sur la figure 11-1. Le condensateur variable CV_1 est fixé sur une pièce de Plexiglas, afin qu'il soit isolé du châssis et, pour cette même raison, son axe est commandé par l'intermédiaire d'un prolongateur isolant.

La manipulation de l'émetteur

Le procédé de manipulation le plus intéressant sur ce petit émetteur est celui par coupure du circuit de cathode de la lampe V_2 .

La bobine d'arrêt $B.A._2$ empêche toute « excursion » des courants H.F. dans le cordon de liaison au manipulateur. Le jack J_1 est un modèle à trois lames (ou quatre lames) afin de disposer de contacts auxiliaires capables d'assurer la fermeture du circuit, une fois la fiche enlevée.

La manipulation par coupure de cathode n'offre aucun danger pour cet émetteur à faible puissance. En effet, pour une tension anodique de 350 volts, la tension sur la cathode (manipulateur levé) ne monte pas au-delà de 80 volts (par suite de phénomènes de « charge d'espace »). Cette mesure, ayant été pratiquée à l'aide d'un voltmètre électronique ayant une résistance d'entrée de 11 mégohms, peut être considérée comme valable. La lampe EL 84, étant capable d'admettre 100 volts entre sa cathode et son filament, ne courra donc aucun risque.

La réalisation et le matériel employé

Nous avons vu la réalisation de ce premier émetteur *dans un plan d'ensemble* et sur des châssis de dimensions uniformes afin de permettre leur association ultérieure, lors du développement de l'émetteur. C'est pourquoi nous donnerons les cotes de ces châssis. La figure 11-2 précise celles de l'émetteur.

Les supports des lampes seront avantageusement en stéatite. Les bobines d'arrêt sont du modèle 900 microhenrys décrit au chapitre VII. Les bobines de plaque de la lampe V_2 sont elles-mêmes conformes aux modèles standard pour circuits asymétriques, définies au même chapitre.

L'alimentation

Avant de passer à la mise au point de l'émetteur, il faut bien assurer l'alimentation de ce dernier. Il est donc logique d'intercaler ici la description de ce nouveau bloc.

La réalisation est toujours faite sur un châssis aux dimensions standard (les mêmes que pour le châssis émetteur). Nous ne précisons pas toutes les cotes pour la disposition des organes, les dimensions de ceux-ci pouvant varier quelque peu et rien n'étant critique par ailleurs.

Néanmoins, on prendra soin de pratiquer tous les percages que nous indiquons sur la figure 11-3 et de respecter les places vides. Nous en verrons l'utilité lorsqu'il s'agira d'ajouter un redresseur de polarisation, au cours de futures améliorations.

Le schéma du bloc d'alimentation sera pour l'instant celui que représente la figure 11-4.

Pour le transformateur d'alimentation il sera sage de choisir, d'emblée, un modèle capable de débiter 120 mA, car nous aurons ultérieurement à pourvoir à l'alimentation du modulateur. Le modèle que nous avons employé est un *Vedovelli* NOR 120 E. L'inductance de filtrage est de même marque (LC 2020) 6 henrys, 100 à 115 mA.

Tout est très classique dans cette alimentation, à part le montage de l'inverseur I_2 ; celui-ci établit la haute tension en reliant à la masse le point milieu de l'enroulement H.T. du transformateur; mais sur sa position d'interruption, une résistance de 1000 ohms (2 watts) vient shunter la H.T. Cette « astuce » permet de décharger les condensateurs de filtrage de façon quasi instantanée, afin que la suppression de l'oscillation du quartz suive immédiatement la coupure de la H.T.

Conformément à de précédentes recommandations, le circuit de chauffage des lampes ne présente pas de point de masse sur l'émetteur. Cette liaison, faite sur un seul des deux fils, n'existe que sur le bloc d'alimentation.

Deux prises octal ont été prévues pour la sortie de ce dernier. L'une recevra le bouchon du cordon allant à l'émetteur; l'autre, câblée en parallèle sur la première, attendra le cordon alimentant le modulateur.

Premiers essais

Les branchements entre l'émetteur et le bloc d'alimentation ayant été établis, on placera un quartz sur le support correspondant; supposons, pour fixer nos idées, qu'il s'agit d'un cristal appartenant à la bande 7 MHz. On enfoncera donc la bobine prévue pour cette même bande, sur le support L_1 . Le manipulateur ne sera pas branché au jack J_1 , afin de ne pas introduire, pour le moment, une solution de continuité dans le circuit de cathode de V_2 .

Ayant relié le châssis d'alimentation au secteur et fermé l'interrupteur I_1 , on attendra (une quarantaine de secondes) que les cathodes des lampes soient chaudes. Manœuvrant l'inverseur I_2 afin d'établir la haute tension sur l'émetteur, et couplant la boucle à

ampoule à la bobine L_1 , on tournera le condensateur variable CV_1 . A l'accord de L_1 CV_1 , l'ampoule montrera un maximum d'éclat.

En réalité, il se pourrait que l'on trouve deux maxima, pour deux positions très-voisines de CV_1 , ainsi que nous l'avons déjà signalé au chapitre VII. Ce phénomène disparaîtrait dès que l'émetteur serait couplé à une charge extérieure (c'est-à-dire qu'il ne travaillerait plus « à vide »).

Laissant la boucle à ampoule couplée à la bobine L_1 , nous tournerons le condensateur ajustable C_1 en recherchant toujours un maximum d'éclat de l'ampoule. Le réglage de

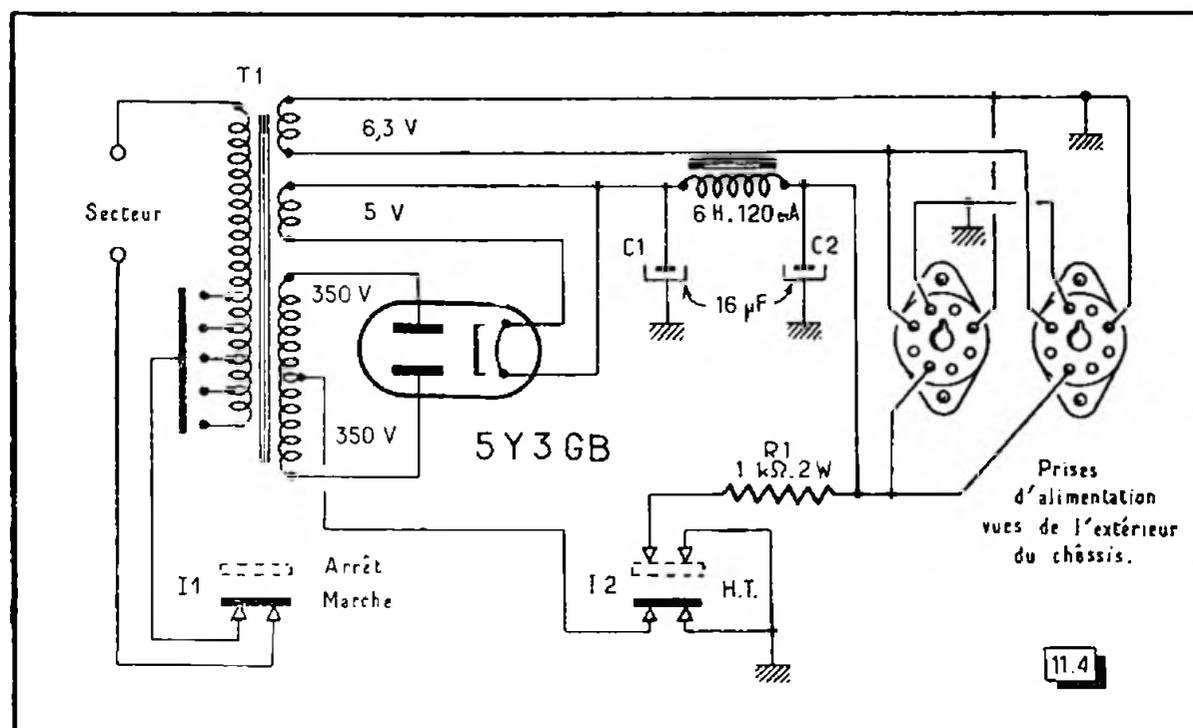


Fig. 11-4. — L'alimentation de l'émetteur. Un transformateur au secondaire H.T. prévu pour 120 mA. ménagera l'avenir.

C_1 n'est pas critique, car il ne correspond pas à un accord ; il assure simplement les meilleures conditions de travail au cristal de quartz, et il ne nécessitera plus de retouche ultérieure.

Il sera dès lors possible d'enfoncer la fiche du cordon du manipulateur dans le jack J_1 . L'ampoule de la boucle s'éteindra et se rallumera ensuite au rythme de la manipulation.

Pour faire travailler l'émetteur en doublage de fréquence (sur la bande 14 MHz, à partir de notre quartz 7 MHz) il suffirait de mettre la bobine 14 MHz en L_1 et de faire l'accord de CV_1 en recherchant toujours le maximum d'éclat à l'ampoule de la boucle.

« Côté chaud »... « côté froid »...

Si, tenant un tournevis par son manche isolant, on en frotte la lame successivement sur chaque spire de la bobine L_1 , on remarquera que l'on tire des étincelles seulement vers l'extrémité de la bobine reliée à la plaque de la lampe V_2 .

Sans chercher à le vérifier (ce qui sera toujours plus prudent !), on admettra que l'épiderme aurait pu « sentir plus ou moins le roussi », avec quelques perceptions correspondantes de chaleur... s'il s'était agi d'un contact avec le doigt. Cela nous situe bien la notion du côté « chaud » : celui relié à la plaque de la lampe, et du côté « froid » : celui qui correspond au circuit d'alimentation H.T.

On sait déjà que *tout couplage à la bobine L_1 (boucle à ampoule, antenne, etc.), sera fait du côté « froid »*. En pratique, de cette manière, le couplage est seulement *inductif* (les effets électrostatiques étant négligeables, en H.F., du côté « froid »).

Les valeurs relevées (tension anodique, intensités, puissance...)

La tension anodique de la lampe V_2 sera de l'ordre de 300 volts en cours de fonctionnement, si le matériel correspond à nos données.

D'autre part, si l'on a pu disposer d'un milliampèremètre pour mesurer l'intensité anodique de V_2 , on devra trouver les valeurs suivantes :

a) lorsque le circuit $L_1 CV_1$ sera hors de son accord : environ 37 mA ;

b) à l'accord de $L_1 CV_1$: environ 3 mA lors du fonctionnement sur la fondamentale et 12 mA en doublage de fréquence.

Quand on couple une antenne à l'émetteur, un « appel » d'énergie se produit et l'intensité anodique de V_2 peut ainsi remonter vers 30 à 35 mA.

La *puissance légale* de l'émetteur étant exprimée par le produit de la tension anodique de V_2 et de l'intensité dans le même circuit, cela nous donne dans le présent cas : $300 \times 0,030$ à $300 \times 0,035$, soit 9 à 10,5 *watts alimentation*.

De cette *puissance alimentation*, une certaine partie est perdue sous forme de chaleur sur la plaque de la lampe et nous pourrions, *grosso modo*, admettre un *rendement en H.F.* de l'ordre de 65 % en fondamentale, et de 50 % en doublage de fréquence. La *puissance H.F.* peut ainsi se trouver chiffrée vers 5 à 7 watts H.F. selon le mode de fonctionnement.

La modulation de l'émetteur

La puissance d'alimentation se situant vers 9 à 10,5 watts, il sera facile d'obtenir les 5,25 watts B.F. indispensables pour une modulation par la plaque et l'écran de la lampe V_2 . Aussi est-il inutile d'envisager une autre méthode de modulation, puisque cette dernière placera ce petit émetteur dans ses meilleures conditions de rendement.

La figure 9-16 a donné le schéma d'un amplificateur B.F. capable de délivrer 5,7 watts. La réalisation en sera faite sur un châssis dont les dimensions seront les mêmes que celles du châssis de l'émetteur.

L'impédance de charge optimum de l'EL 84 finale B.F. est ici de 5000 ohms. Au circuit de plaque V_2 de l'émetteur, on a 35 milliampères sous 300 volts, soit : $300/0,035 = 8600$ ohms environ.

L'adaptation sera résolue en montant « dos à dos » deux *transformateurs de sortie* pour haut-parleur, ainsi que nous en avons indiqué la méthode par la figure 9-18, et cela offrira un couplage par ligne à basse impédance entre les deux châssis. On choisira des transformateurs présentant une section du circuit magnétique de 4 cm^2 . Le premier sera, par exemple, un modèle pour une plaque 5000 ohms à une bobine mobile de 2,5 ohms, et le second, pour une plaque 8000 à 9000 ohms à une bobine mobile de 2,5 ohms.

Le second transformateur prendra place sous le châssis émetteur, inséré dans la connexion + H.T. à l'endroit que précise la figure 11-1.

Les réglages seront identiques à ceux pratiqués pour l'émission en télégraphie.

Bien entendu, la fiche du manipulateur doit être ôtée du jack J_1 afin que le retour de cathode de V_2 à la masse ne soit pas interrompu.

Pour contrôler la modulation, on couplera une boucle à ampoule à la bobine de plaque de l'émetteur. En parlant ou en sifflant devant le microphone, on verra le filament de l'ampoule jeter des éclats traduisant la modulation.

Si l'on a placé un milliampèremètre dans le circuit de plaque de V_2 de l'émetteur, son aiguille restera stable pour une modulation normale ; si elle vient à marquer de

légères variations d'intensité, c'est que l'on commencera à surmoduler. Tandis que l'on réglera le potentiomètre P_1 , on aura la ressource de s'écouter sur un circuit détecteur tel que celui décrit au chapitre XIV et, ensuite, de demander des contrôles aux correspondants.

Pour émettre en télégraphie, il suffira de ramener le potentiomètre P_1 au zéro et d'enfoncer la fiche du manipulateur dans le jack J_1 de l'émetteur.

Premiers résultats

Nous voilà en possession d'un émetteur QRP, c'est-à-dire à faible puissance fonctionnant en télégraphie ainsi qu'en téléphonie. De quelles performances sera-t-il capable ?

Evidemment, un émetteur de 10 watts n'est pas comparable à un émetteur de 50 ou 100 watts, mais ce petit montage peut quand même se comporter *fort honorablement* si l'on dispose d'une bonne antenne située dans un endroit dégagé.

En télégraphie, des liaisons à plusieurs centaines ou même à quelques milliers de kilomètres sont réalisables. En téléphonie, nous recevions, aux premiers appels sur la bande 7 MHz, des contrôles S 7, S 8, à des distances de l'ordre de 500 à 800 kilomètres, sans avoir profité de conditions de propagation exceptionnellement favorables.

On voit que cet émetteur n'est pas un jouet !

Quant à la « bonne antenne » à laquelle nous faisons allusion, le chapitre XIII offrira les moyens de la bien choisir.

L'adjonction d'un V.F.O.

Le pilotage par quartz de ce premier émetteur a donné à l'opérateur débutant une appréciable sécurité morale, aucune crainte de s'égarer sur une fréquence hors bande ne pouvant exister.

Cependant, l'usage aura permis de constater, à diverses reprises, qu'il était regrettable de ne pouvoir déplacer sa fréquence, soit pour échapper à un brouillage, ou simplement pour l'amener sur celle d'un QSO multiple.

A cela, il n'existe qu'une seule solution : le V.F.O., et, comme *bonne solution*, nous ne pouvons mieux conseiller que le V.F.O. de type E.C.O. à grande stabilité que nous avons décrit au chapitre VII (fig. 7-4).

Dans le présent cas, il suffira de le limiter à la seule lampe oscillatrice V_1 , et le couplage à l'émetteur sera fait à la grille de la première lampe (ex-oscillatrice quartz).

Ainsi que nous en avons expliqué la raison au chapitre VII, la lampe finale EL 84 ne pourra pas travailler en amplificatrice H.F. sans risques d'auto-oscillation. Aussi les modes de fonctionnement auxquels il sera sage de se tenir seront les suivants :

Oscillation du V.F.O.	Accord du circuit de sortie l'émetteur
a) L_1 , sur 1,75 MHz	3,5 MHz
b) L_2 , sur 3,5 MHz	7 MHz
c) L_3 , sur 7 MHz	14 MHz

Pour cette dernière gamme, il est évident que l'ensemble formé par L_3 et l'élément correspondant du condensateur variable de V.F.O. ayant été prévu *pour couvrir* (par quadruplage de fréquence) la bande 28 MHz, l'étalement de la bande 14 MHz se trouvera réduit. Mais ce petit inconvénient sera subi en attendant de futures évolutions de l'émetteur.

blocage de grille était apportée par le schéma de la figure 8-4. La place pour le transformateur T et l'ouverture pour le support de la valve EZ 80 ont été prévues sur le châssis d'alimentation du petit émetteur.

Il faut encore alimenter l'anode et l'écran de la lampe 807. Cela nous conduit au montage de la partie H.T. 2 du schéma de la figure 12-3. (Transformateur deux fois 515 volts, valve 5 Z 3, filtrage.) Cet ensemble devrait être installé sur un nouveau châssis séparé.

En outre, il n'est plus possible, avec le nouvel étage final, de se passer d'un contrôle de l'intensité anodique et le milliampèremètre de plaque P.A. est indispensable. Il est également nécessaire de maintenir le courant d'excitation de grille à sa valeur normale (de l'ordre de 3,5 mA, « dosage » réglé à la mise au point par le condensateur ajustable de 40 pF placé dans le circuit de grille 807). Il faut monter deux appareils séparés, ou bien un seul instrument commuté sur des shunts, ainsi qu'il est pratiqué pour l'émetteur décrit au chapitre XII (commutateur K_3).

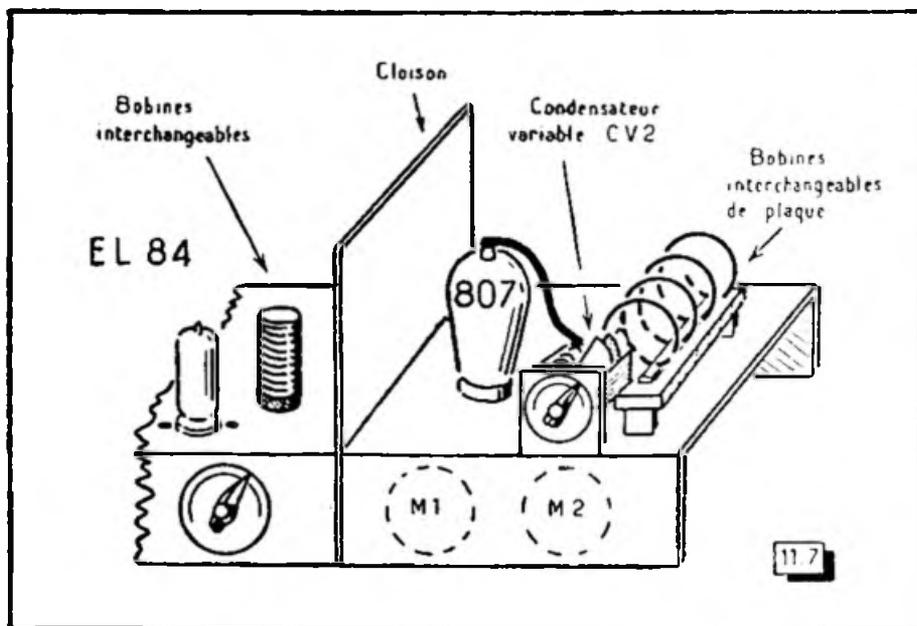


Fig. 11-7. — Une disposition pratique du nouvel étage final.

Nous avons insisté sur l'entière séparation des circuits de grille et de plaque de la lampe 807, afin d'éviter tout risque d'auto-oscillation. L'installation des milliampèremètres (et d'un éventuel commutateur) *sous* le châssis n'est pas en contradiction avec ce que nous recommandons. En effet, d'une part le circuit de grille n'est plus le siège de courants H.F. *après* sa bobine d'arrêt (reliée au circuit de polarisation), et, d'autre part, il en va de même au circuit de plaque, où le condensateur de découplage *monté directement entre la sortie du circuit accordé et la masse* constitue le chemin de passage des courants H.F., la bobine d'arrêt s'opposant à leur « fuite » vers le milliampèremètre M_2 . *Après* les bobines d'arrêt, les circuits de grille et de plaque peuvent voisiner sans inconvénient.

Pour la téléphonie, la modulation serait réalisable par l'écran de la lampe 807, au moyen du même modulateur, mais le secondaire du deuxième transformateur B.F. (T_2) serait, cette fois, intercalé au point X de la connexion d'écran, sur la figure 11-6 et l'on se reporterait aux indications que nous avons données au chapitre IX (fig. 9-7) pour ce genre de modulation.

Sur le plan technique tout est irréprochable, et l'on aura un émetteur capable d'un très bon fonctionnement sur les bandes 3,5, 7 et 14 MHz. La formule de réalisation

par blocs associés est excellente à l'égard de toutes les *libertés expérimentales*, si ces dernières occupent la première place dans l'esprit de l'utilisateur.

Mais il est temps de nous placer au point de vue pratique.

L'ensemble va comprendre :

- un premier châssis émetteur, augmenté de celui du V.F.O.,
- un second châssis pour l'étage final,
- un châssis pour l'alimentation des premiers étages (avec le nouveau redresseur de polarisation),
- un autre châssis pour l'alimentation H.T.₂ de l'étage final,
- un châssis modulateur 5,7 watts (modulation par l'écran).

Cela représente cinq châssis standard, plus celui du V.F.O.... c'est-à-dire un encombrement non négligeable.

D'autre part, si l'on examine la figure 12-3, on voit que l'on se trouve en possession de *tout le matériel* capable de former cet *unique* châssis d'alimentation (à part le commutateur général). Et si l'on considère dans un même esprit la figure 12-1, il saute aux yeux qu'à part les commutateurs K₁, K₂ et la lampe intermédiaire V₃, on a réuni toutes les pièces les plus importantes pour remonter l'émetteur selon cette nouvelle formule.

En dehors d'un aspect net et définitif de l'émetteur, on ne pourra que gagner à tous points de vue en le réalisant : encombrement réduit, commutation des bobines des étages intermédiaires, fonctionnement sur les cinq bandes amateurs de 3,5 à 28 MHz avec un minimum de réglages, etc.

Sur cet ensemble (équipé tout d'abord d'une seule 807 si l'on veut), la modulation par l'écran resterait adaptable en attendant de moduler par la plaque et l'écran.

Quoi qu'il en soit, cette manière de débiter dans l'émission d'amateur aura permis d'en assimiler progressivement les principes, tout en conduisant jusqu'à la réalisation d'un émetteur perfectionné, sans qu'il soit nécessaire d'abandonner du matériel au cours des évolutions ou des transformations de l'ensemble.

UN ÉMETTEUR 50 A 100 WATTS, COMMUTÉ POUR LES BANDES 3,5 - 7 - 14 - 21 - 28 MHz

Au cours des étapes de son évolution, l'émetteur précédemment décrit a permis au débutant de se familiariser avec la technique de l'émission. Cependant, une fois cette période expérimentale franchie, l'amateur-émetteur souhaitera généralement remplacer cette sorte de « banc d'essais » par un montage présentant un aspect plus « professionnel », groupant la suite de ses étages sur un même châssis, offrant des facilités de changement de bande et de réglage, toujours appréciables au cours du trafic, grâce à diverses commutations.

Le châssis que nous allons décrire représente, en réalité, *un aboutissement*.

Il était inutile, en effet, de proposer divers schémas à nos lecteurs, en les conduisant ainsi à renouveler (à leurs dépens), des expériences que nous avons personnellement faites. C'est pourquoi nous ne décrivons que cette *seule* formule d'émetteur, puisque tous les détails en ont été minutieusement étudiés en vue de *cet aboutissement au montage présentant un maximum de qualités* :

- Stabilité en fréquence *immédiate* et *durable*, grâce à notre schéma de V.F.O. ;
- Multiplications de fréquence rationnelles ne donnant pas d'harmoniques gênantes ;
- Commutation unique pour les bobinages des cinq bandes de fonctionnement (sauf pour les bobines de plaque d'étage final) ;
- Réglages d'accord réduits au minimum.

Cet émetteur se montre ainsi le montage rêvé pour qui veut disposer d'un ensemble stable, souple, aux changements de bande rapides.

Il est encore à noter que par suite d'un plan d'ensemble cohérent, la majeure partie des pièces provenant du démontage du précédent émetteur entrera dans la construction du nouveau, dont la figure 12-1 donne le schéma.

Nous y trouvons tout d'abord un étage pilote quartz Pierce (lampe V_1), où le commutateur K_1 procure le choix entre quatre cristaux et le passage sur le pilote V.F.O. (lampe V_2).

Au chapitre VII, ces parties d'émetteur ont d'ailleurs été étudiées, et il a été discuté, en outre, des raisons de notre choix à l'égard des étages multiplicateurs de fréquence (lampes V_3 , V_4) et de leur commutation par K_2 . Ce commutateur K_2 présente quelques particularités. Au circuit de grille de V_2 , la bobine oscillatrice de V.F.O. L_1 , est court-circuitée dès que l'on passe sur la position 7 MHz, mettant L_2 en service. Puis, ce sont

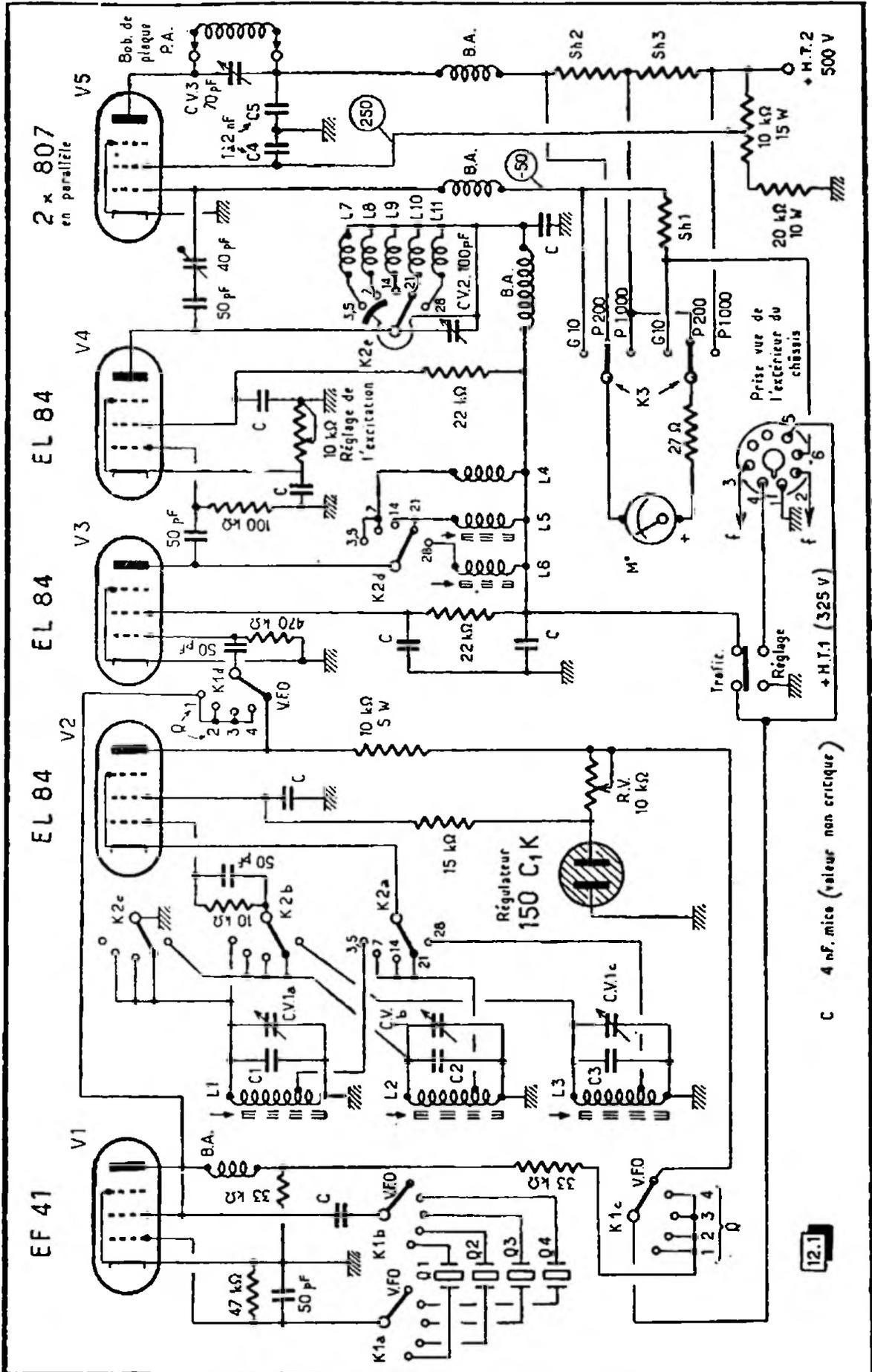
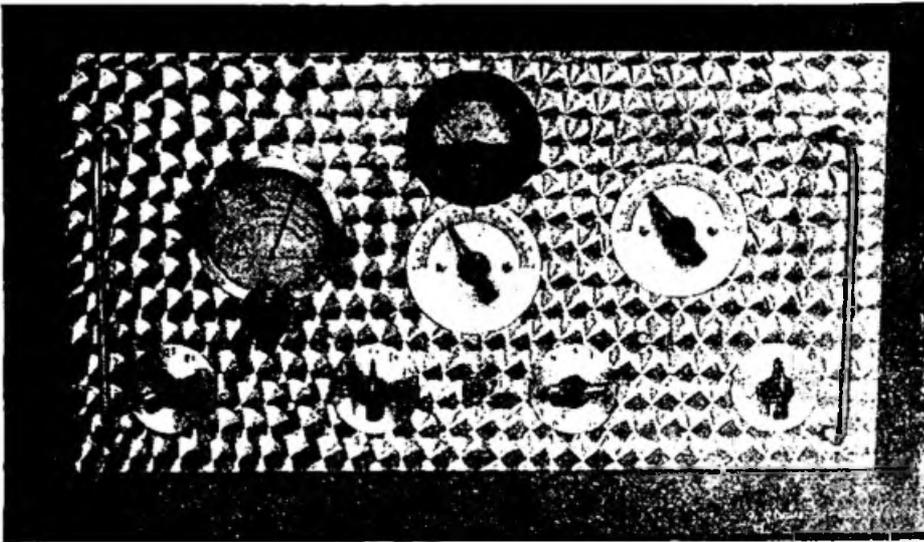


Fig. 12-1. — Schéma de l'émetteur à commutation.



Façade de l'émetteur 50 à 100 watts, à commutations.

L_1 et L_2 qui sont court-circuitées lorsque le commutateur parvient sur la position 28 MHz.

A l'élément commutant les bobines de plaque de V_4 , le secteur de court-circuit intervient avec une position de retard (c'est-à-dire que la bobine 3,5 MHz ne commence à se trouver court-circuitée que sur la position 14 MHz).

D'avant en arrière, K_2 comprend ainsi les commutations suivantes :

- a) cathode lampe V.F.O. V_2 ;
- b) grille lampe V.F.O. ;
- c) circuits aperiodique et à large bande, dans la plaque de V_3 ;
- d) bobines du circuit plaque de V_4 .

Enfin, un stator seul (e) porte des cosses servant de points de fixation aux précédentes bobines.

Cet ensemble un peu spécial profite d'une réalisation irréprochable, tant sur le plan mécanique qu'à l'égard de la qualité des contacts grâce aux ressources offertes par les *boîtes de commutateurs en pièces détachées* de l'Usine Jeanrenaud. L'une de nos photographies montre les détails d'exécution pour les éléments des commutateurs K_1 et K_2 .

Nous avons précédemment appris à reconnaître la forme symétrique ou asymétrique des circuits, au moment de les coupler. Il s'agit ici d'une forme asymétrique, à la plaque de V_4 , comme à la grille de l'étage final. Aussi le couplage aura-t-il lieu par capacité et l'on ne troublera pas le caractère asymétrique de l'étage final en lui adjoignant, éventuellement, une seconde lampe 807 *en parallèle*. Sur les bandes où la puissance alimentation autorisée est de 100 watts, on aura, de la sorte, la faculté d'augmenter le couplage de l'antenne jusqu'au moment où le circuit de plaque P.A. consommera environ 90 watts, afin de ne pas surcharger les deux lampes 807.

Dans le retour à la masse de la connexion de cathode de V_4 se trouve une résistance variable de 10 000 ohms (6 watts). Elle est destinée au réglage de l'excitation H.F. sur la grille de la lampe finale.

Les valeurs des résistances de fuite de grille indiquées aux lampes V_3 (470 000 ohms, 1/2 watt) et V_4 (100 000 ohms, 2 watts, en type moulé réduit) sont celles qui donnent les résultats optima.

Pour deux bandes, on ne réalise qu'un seul doublage de fréquence :

- a) 3,5 MHz, où L_1 oscille sur 1,75 MHz et L_7 - CV_2 donnent l'accord sur 3,5 MHz ;
- b) 7 MHz, où L_2 oscille sur 3,5 MHz, pour obtenir 7 MHz sur L_8 - CV_2 .

Il ne pourrait donc y avoir aucun autre circuit accordé dans chacune de ces deux chaînes, puisqu'il devrait l'être sur la fréquence de sortie et que l'étage comprenant la lampe V_4 entrerait inmanquablement en auto-oscillation, de ce fait. C'est pourquoi

l'élément K_{2b} ne branche qu'une bobine d'arrêt, c'est-à-dire un élément *apériodique* pour ces deux positions.

Sur les positions 14 et 21 MHz, se trouve commuté un circuit à « large bande » constitué par une bobine travaillant avec les seules capacités résiduelles des circuits et de la lampe, l'accord étant contrôlé par une vis magnétique; le circuit est réglé ici au milieu de la bande 7 MHz.

A la position 28 MHz correspond un autre circuit à « large bande », L_6 , accordable vers 14 500 kHz par une vis magnétique.

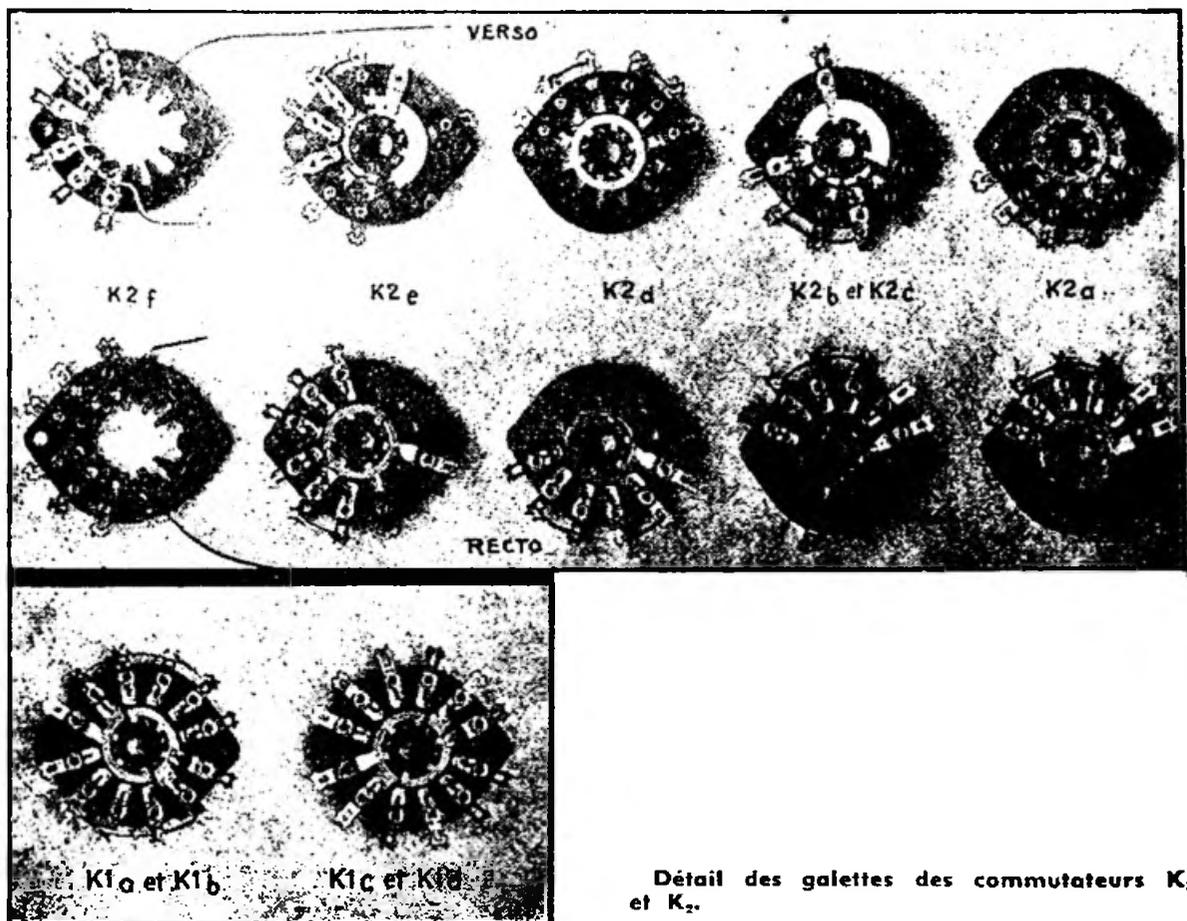
Les caractéristiques de toutes les bobines du V.F.O. et des étages multiplicateurs de fréquence ont été mentionnées au chapitre VII, auquel il suffira de se reporter.

A l'examen de l'élément K_{2c} , côté recto, on peut voir qu'une sixième paillette de contact est réunie à celle de la position 3,5 MHz; elle intervient très simplement pour permettre un montage abaissé de la bobine L_7 , afin de l'écartier de L_8 . La figure 12-2 montre d'ailleurs comment les bobines L_7 à L_{11} sont disposées pour un meilleur espacement.

A l'étage final, la capacité des condensateurs de découplage d'écran et de plaque a été limitée à 1000 pF, afin de ne pas créer de fuite notable à l'égard des fréquences B.F. de la modulation. Pour celui d'écran, une tension de service de 1000 à 1500 volts sera suffisante, mais pour celui de plaque, il sera préférable de prévoir un modèle 5000 volts.

Un seul milliampèremètre est utilisé pour mesurer le courant d'excitation de grille et le courant anodique au P.A. Il serait superflu de disposer d'autres instruments dans d'autres circuits, car ils n'y donneraient aucune indication intéressante.

La commutation du milliampèremètre est obtenue en insérant des shunts fixes dans les circuits où les mesures d'intensité seront à faire, et en commutant, sur ces shunts, un galvanomètre (déviant lui-même à fond pour une intensité inférieure au plus petit des maxima d'échelles prévus). Tant que la tension anodique ne dépasse pas 800 volts,



Détail des galettes des commutateurs K_2 et K_1 .

cette commutation s'opère en toute sécurité, mais il sera quand même bon de faire usage de galettes en stéatite. Bien entendu, on laisse une *position neutre* entre deux positions actives, afin de ne pas provoquer de courts-circuits sur les sources, lors de la manœuvre du commutateur.

La raison d'être de la résistance de 27 ohms placée en série avec le milliampèremètre (un modèle déviant entièrement pour moins de 10 mA), est de former avec le cadre mobile un ensemble d'une valeur de résistance assez grande devant les résistances de contact possibles dans le commutateur. Ainsi, les mesures demeureront toujours exactes au cours du temps.

Le shunt inséré dans le circuit de grille de l'étage final doit être réglé de manière que le milliampèremètre dévie entièrement pour 10 mA. Dans le circuit de plaque sont disposés deux shunts, l'un ajusté pour 200 mA, l'autre pour 1000 mA, à la déviation totale de l'aiguille. Cette dernière sensibilité est utile lors du fonctionnement en télégraphie, car elle permet à l'aiguille du milliampèremètre de n'effectuer que des déplacements de peu d'amplitude sur les signaux Morse, tandis que sur la sensibilité 200 mA, la même aiguille ne cesserait de bondir d'un bout à l'autre du cadran.

Une méthode de confection des shunts est indiquée au chapitre XIV.

Si l'on disposait de deux milliampèremètres aux sensibilités convenables, il serait possible de les installer sur le panneau avant, de part et d'autre et un peu au-dessus du cadran du condensateur variable CV_2 , l'un mesurant le courant de grille P.A. et l'autre le courant de plaque.

Signalons encore la raison d'être de l'inverseur « réglage-traffic ». Lorsqu'on souhaite se placer sur la fréquence de son correspondant, ou simplement situer l'emplacement où sa propre émission s'inscrit sur le cadran du récepteur, l'écoute sur ce dernier serait

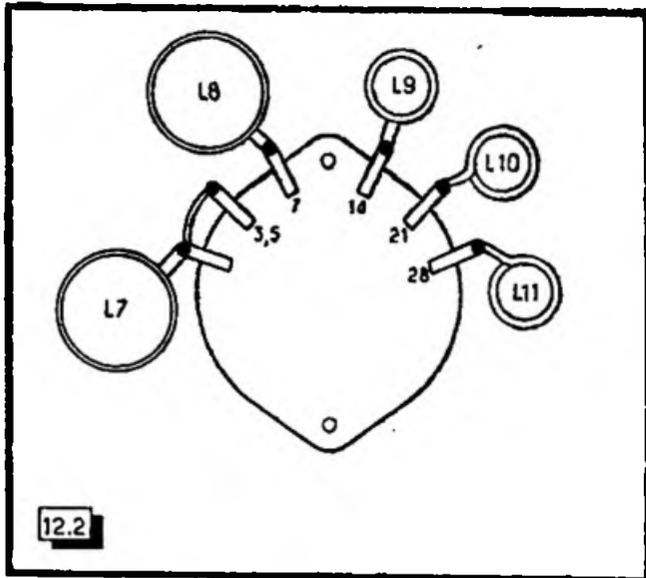
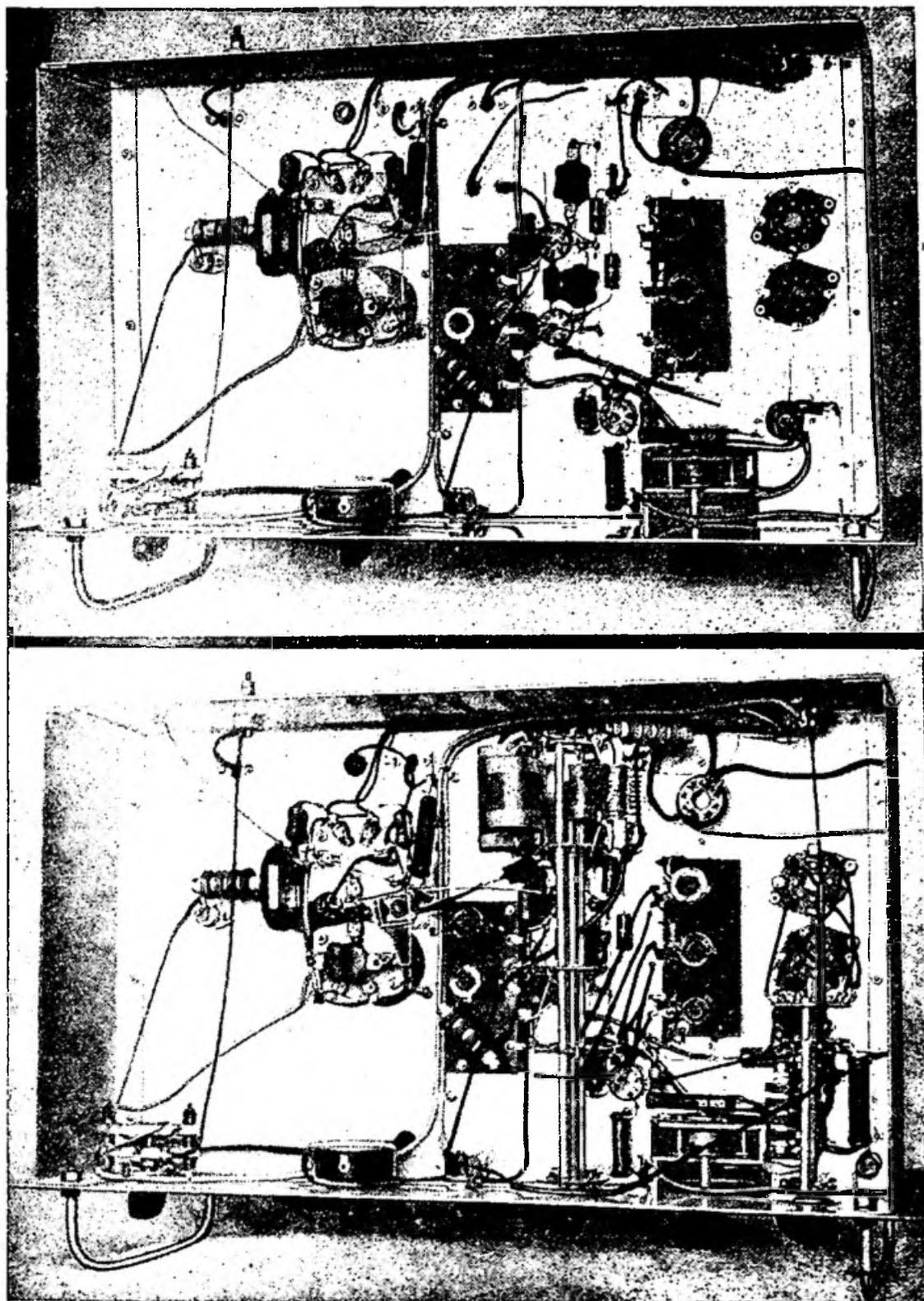


Fig. 12-2. — Les bobines L_7 à L_{11} sont soudées aux deux derniers éléments du commutateur K_2 , en observant la disposition que nous représentons ici.

impossible si l'on mettait l'émetteur en marche dans sa totalité. En effet, le récepteur serait saturé.

C'est ici que se révèle l'utilité de l'inverseur. Sur « Trafic », l'alimentation H.T. des étages pilotes (quartz ou V.F.O.) et des lampes V_3 et V_4 , est assurée normalement. Sur « Réglage », V_3 et V_4 ne reçoivent plus de H.T. tandis que la manœuvre de l'inverseur a provoqué la mise en service du transformateur d'alimentation des petits étages, situé sur un autre châssis. De cette manière, *seul l'étage pilote quartz ou V.F.O. entre en oscillation*, et l'on peut capter cette oscillation (ou l'harmonique convenable) sur le récepteur, sans aucune saturation de ce dernier.

Bien entendu, il convient de ne pas manquer de replacer l'inverseur sur « Trafic », aussitôt le réglage effectué.



Préparation du câblage de l'émetteur, avant la mise en place des commutateurs (en haut) ; le câblage terminé (en bas).

La réalisation de l'émetteur

Les photographies de l'émetteur montrent d'assez nombreux détails concernant sa réalisation pratique. Sur le panneau avant, on voit, de gauche à droite, le condensateur variable du V.F.O. avec son cadran étalonné, le cadran de CV_2 (surmonté du milliampère-

mètre), le cadran de CV_3 ; au-dessous, nous trouvons le commutateur des quatre cristaux de quartz et du V.F.O., le commutateur de bandes, l'inverseur « Réglage-Trafic », la résistance réglable commandant l'excitation, et, enfin, le commutateur du milliampèremètre.

Le panneau avant mesure 480×250 mm. L'encombrement du châssis intérieur est de 440 mm en largeur, 250 mm en profondeur et 90 mm en hauteur. Il est muni d'une plaque verticale, également en aluminium, assurant un blindage entre les premières lampes et l'étage final.

Une première photographie du dessous du châssis a été prise au stade d'une complète préparation *avant la mise en place des commutateurs*. On aperçoit les connexions de chauffage, de masse, les liaisons diverses, les condensateurs de découplage, des fils libres seulement soudés par une extrémité, mais déjà orientés vers la cosse du commutateur à laquelle ils seront ultérieurement reliés, etc.

Une seconde photographie représente le montage entièrement terminé. Tous les supports de lampes sont isolés sur stéatite (le support de la lampe pilote quartz pouvant être de la classe matière moulée à charge minérale). Le démultiplicateur entraînant le condensateur variable du V.F.O. est monté sans volant, car il est préférable de ne pas apporter d'aide à quelque rotation inopinée, toujours indésirable en cet endroit.

Le condensateur variable CV_2 , accordant le circuit de plaque de la lampe V_4 est un modèle 100 pF (interlame prévu pour 500 volts). Celui du circuit de plaque P.A., CV_3 , présente une capacité de 70 pF, et son interlame correspond à une tension de 2000 volts. Tous deux possèdent des lampes à profil « square law ». Ils sont isolés du châssis et commandés par l'intermédiaire de prolongateurs d'axes isolants.

Le circuit de chauffage sera câblé avec deux fils, sans point de masse sur le châssis émetteur. Le condensateur ajustable de 40 pF figuré entre la plaque de V_4 et le circuit de grille de l'étage final est un trimmer au mica, sur socle stéatite, bien visible entre les supports des 807 sur nos photographies. Les supports destinés aux quatre cristaux de quartz sont simplement deux supports « octal » classiques, où deux petits boîtiers peuvent prendre place côte à côte.

Pour les caractéristiques des circuits du V.F.O. et des étages intermédiaires, de même que pour celles des bobines de plaque P.A., il suffira de se reporter au chapitre VII.

Premiers essais et réglages

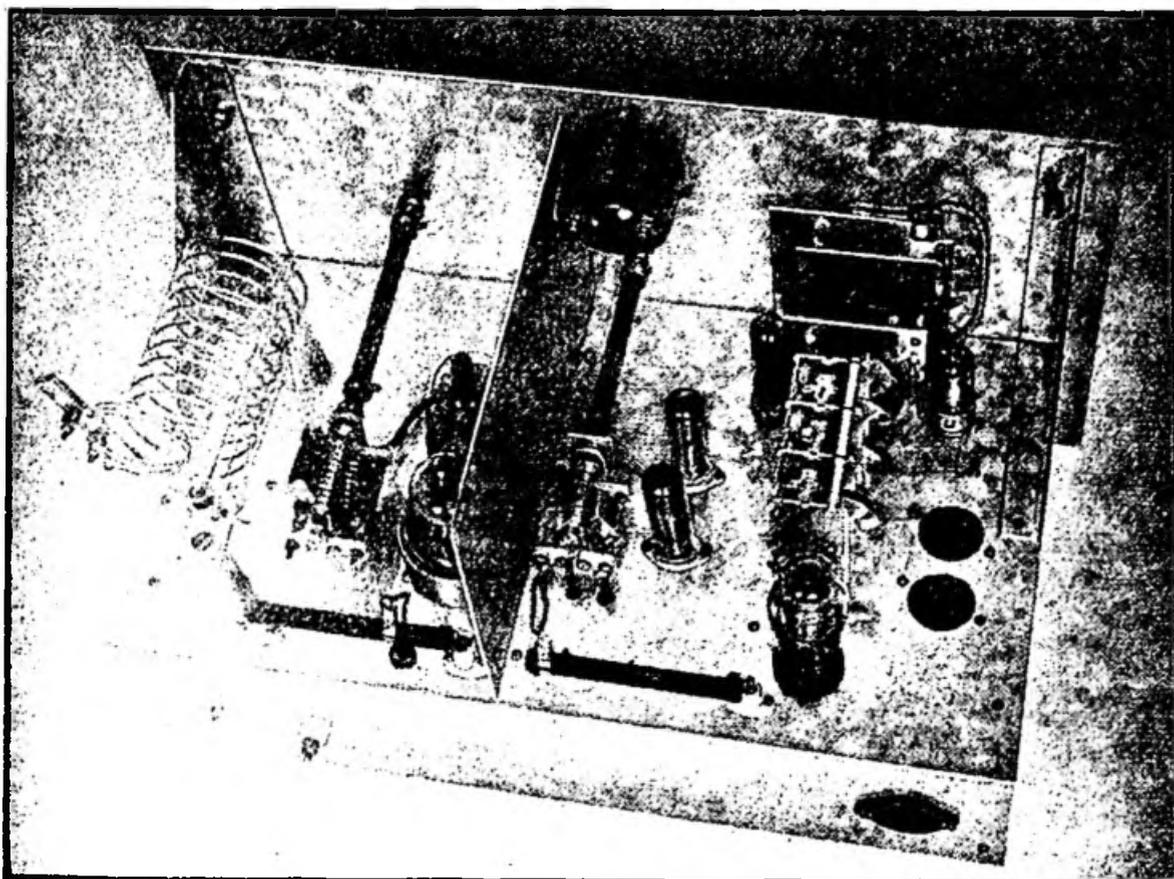
Pour les premiers essais (et nous anticipons sur la réalisation de l'alimentation venant un peu plus loin), on admettra seulement la haute tension sur les premiers étages, jusqu'à la lampe V_4 comprise. La polarisation de l'étage final sera branchée et réglée à une cinquantaine de volts. On commutera le milliampèremètre dans le circuit de grille de l'étage final, et l'on placera le commutateur de bandes K_2 , sur 3,5 MHz, l'inverseur « Réglage-Trafic » étant sur « Trafic ». Si l'on dispose d'un quartz taillé pour cette bande, on placera le commutateur K_1 sur la position correspondant au support de ce quartz.

Le réglage de l'excitation étant aux trois quarts de sa course, on tournera CV_2 . Le milliampèremètre passera par un maximum au moment de l'accord.

On essaierait de même la bande 7 MHz à l'aide d'un cristal taillé pour cette même bande et en plaçant naturellement K_2 sur 7 MHz.

Il est bon, à ce stade, de se préoccuper du « calage » des bandes sur le cadran du V.F.O. On pourra le faire à l'aide d'un récepteur bien étalonné en se méfiant toutefois des réceptions par fréquence image; mais on trouvera au chapitre XIV des renseignements plus complets sur les travaux d'étalonnage.

Tout d'abord, le commutateur K_2 étant placé sur 3,5 MHz, on écoutera l'harmonique 2 de l'oscillation (sur la bande 3,5 MHz), et l'on s'arrangera, en tournant la vis magnétique de L_1 , pour que la bande 3500 à 3800 kHz s'inscrive sur le cadran du V.F.O. en laissant deux marges à peu près égales.



L'émetteur vu par l'arrière.

Ensuite, on agira de même pour la bande 7 MHz (commutateur K_2 sur 7 MHz), de manière à « cadrer » convenablement la bande 7000 à 7150 kHz (ou la fondamentale 3500 à 3575 kHz). On n'aura pas à se soucier des bandes 14 et 21 MHz, puisqu'elles sont obtenues à partir de la même oscillation pilote. Lorsque l'aiguille du cadran du V.F.O. sera sur 7000 kHz, on pointera respectivement, et sans hésiter, 14 000 et 21 000 kHz sur les deux échelles suivantes ; pour 7050 kHz, on notera de même : 14 100 et 21 150 kHz, et ainsi de suite.

En tournant enfin la vis magnétique de la bobine L_3 , le commutateur K_2 étant sur 28 MHz, on « cadrera » également au mieux la bande 28 MHz. Ensuite, les trois vis seront bloquées par un léger point de colle, et il ne restera plus qu'à étalonner le cadran du V.F.O. On aura, comme ressource, l'emploi d'un récepteur bien étalonné, mais l'idéal est de faire battre l'oscillation du V.F.O. avec les harmoniques d'un standard de fréquence à quartz. Ce procédé sera décrit au chapitre XIV et il permettra, en outre, de contrôler l'étonnante stabilité du V.F.O.

Nous en venons maintenant au réglage des circuits à large bande, L_5 et L_6 . A cet effet, on place le V.F.O. sur une fréquence située vers le milieu de la bande 14 MHz. Le commutateur K_2 étant sur 14 MHz, cela va sans dire, on cherche l'accord optimum de CV_2 , indiqué par le passage, par un maximum, de la déviation du milliampèremètre, toujours commuté dans le circuit de grille P.A. C'est alors que la vis magnétique de la bobine L_5 (accordée dans la bande 7 MHz), doit être tournée jusqu'au passage par un nouveau maximum de l'aiguille du milliampèremètre. Le réglage de L_1 sera ainsi définitif et valable également pour la bande 21 MHz.

Plaçant ensuite le commutateur K_2 sur 28 MHz, et ayant réglé le V.F.O. vers 28,8 MHz, on procède de même : accord du condensateur variable CV_2 , puis ajustage de la vis magnétique de L_6 , en cherchant le maximum de déviation au milliampèremètre.

L'une des dernières mises au point est celle du condensateur ajustable de la grille du P.A. (40 pF). On agit sur lui de manière que, la tension d'excitation étant au maximum, le milliampèremètre indique une bonne dizaine de milliampères au moment de l'accord de CV_2 sur les bandes 28 et 21 MHz. Il faudra se méfier que chaque retouche au condensateur ajustable modifie la capacité d'anode de V_4 , et, à chacune d'elles, il faudra rajuster l'accord de CV_2 .

La résistance variable de 10 000 ohms associée au tube régulateur au néon du pilote V.F.O. doit être réglée au maximum de valeur compatible avec un bon allumage stable dudit tube régulateur. On veillera à ne pas omettre ce réglage.

Il ne nous reste plus qu'à commuter le milliampèremètre dans le circuit d'anode du P.A. (sensibilité 200 mA), à placer la bobine de plaque convenable, et à mettre l'étage final en service à son tour par l'application de la haute tension de 500 volts. L'aiguille du milliampèremètre déviara fortement et, en tournant CV_3 , on la verra passer par un minimum au moment de l'accord.

Sans plus attendre, on mesurera la tension entre l'écran et la masse. Le collier du diviseur sera déplacé pour amener cette tension à 250 volts. Le milliampèremètre étant à nouveau commuté dans le circuit de grille du P.A., on réglera le courant d'excitation à 7 mA par la résistance variable prévue à cet effet (pour une seule 807 on le limiterait à 3,5 mA environ).

Il ne reste plus qu'à coupler l'émetteur à une antenne fictive (une ampoule d'éclairage de puissance appropriée, comme nous le verrons au chapitre XIII), si l'on ne possède pas encore d'autorisation, ou à l'antenne dans le cas contraire.

Le condensateur variable CV_3 demeurant sur la position d'accord précédemment déterminée, le couplage sera poussé jusqu'à faire monter l'intensité plaque P.A. à 90 mA, pour une seule 807 (puissance alimentation : $500 \times 0,090 = 45$ watts), ou à 180 mA avec deux 807 (puissance alimentation : $500 \times 0,180 = 90$ watts). Sur les bandes où la puissance d'alimentation autorisée n'est que de 50 watts, on gardera quand même les deux 807 en service, mais on ne couplera l'antenne que jusqu'au point où le courant anodique sera de 100 mA (puissance alimentation 50 watts).

Les alimentations

Ayant commencé cette description par l'émetteur proprement dit, nous avons parlé des alimentations comme si le problème était résolu. Il est évident que cette matière est bien prosaïque, mais elle laisse place quand même, à quelques commentaires utiles.

Les alimentations de notre émetteur comprennent trois parties essentielles :

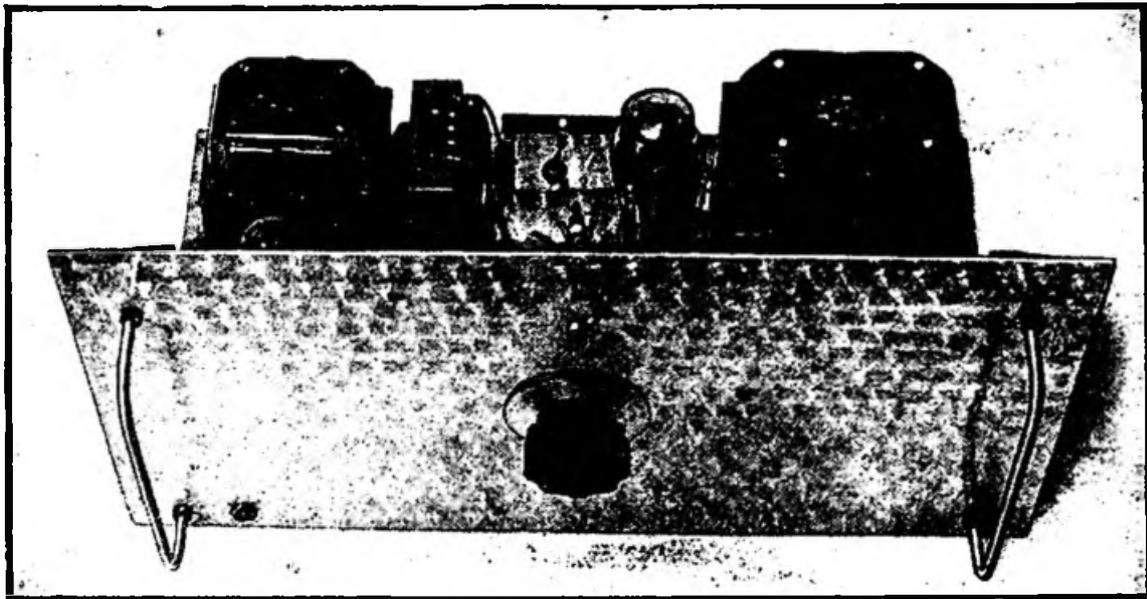
a) Un transformateur assurant l'alimentation anodique des lampes V_1 à V_4 (intensité continue de 80 mA environ, sous une tension de 300 volts), ainsi que le chauffage de toutes les lampes de l'émetteur ;

b) Un redresseur délivrant la H.T. nécessaire à l'étage final (environ 200 mA, sous 500 volts) ;

c) Un redresseur de polarisation fournissant en outre, la tension de blocage de grille, nécessaire pour la manipulation en télégraphie.

La figure 12-3 donne le schéma complet du bloc d'alimentation auquel vient s'ajouter le commutateur général permettant de passer de la position d'attente à l'émission en télégraphie ou en téléphonie. Ce commutateur est réalisé à l'aide de classiques gallettes en stéatite à deux circuits, pour les commandes de H.T., et en bakélite pour la commutation du voyant et le court-circuit du manipulateur ; ce court-circuit est assuré pour toutes les positions qui ne sont pas celle réservée à la télégraphie, de sorte que le manipulateur peut rester branché à demeure au jack correspondant.

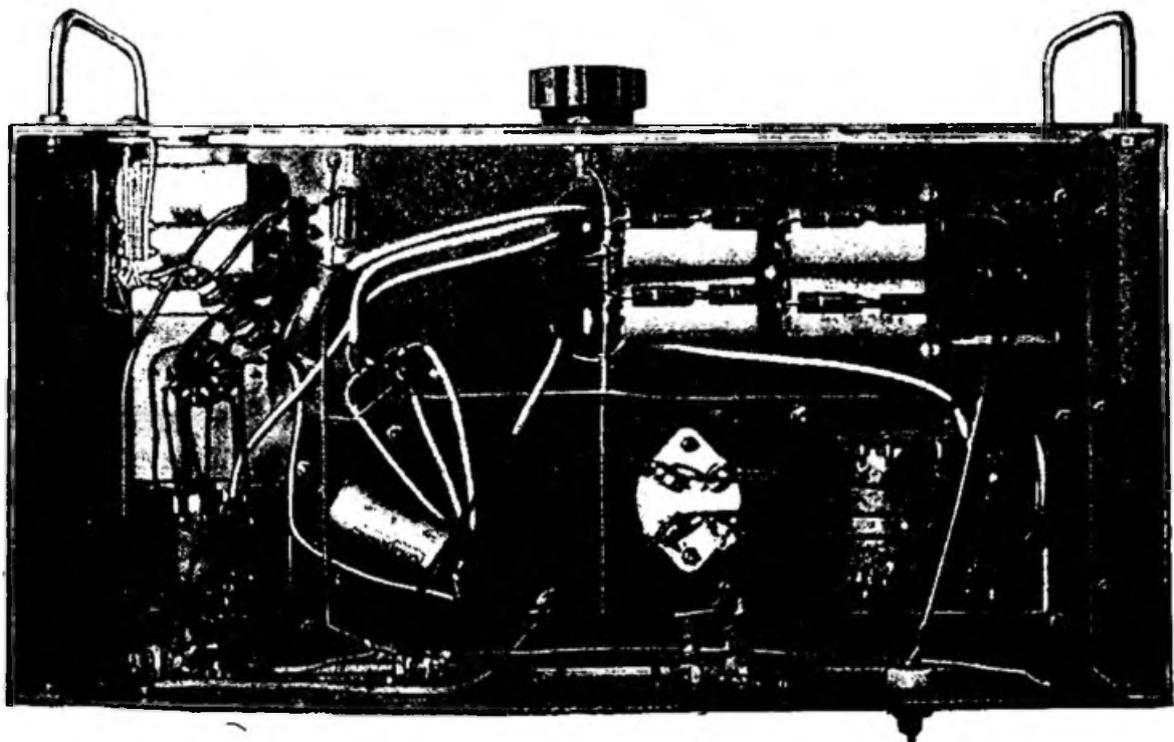
Le circuit réservé au voyant-témoin assure l'allumage de ce dernier sur les deux positions « Téléphonie » et « Télégraphie » pour lesquelles la H.T. de 500 volts est appliquée.



L'alimentation de l'émetteur.



Le câblage de l'alimentation.



La position « Etages intermédiaires » permet de pratiquer commodément les réglages de CV₂, sans que l'émetteur entier soit en fonctionnement.

De la première alimentation, nous n'avons que peu de choses à dire. Le transformateur est un modèle à secondaire H.T. 2×350 volts, 100 à 120 mA. Une seule mise à la masse du circuit de chauffage est faite à l'une des extrémités de son secondaire 6,3 volts. La liaison au châssis émetteur est réalisée à l'aide de bouchons et prises du type octal, ainsi que nous l'avons conseillé au chapitre VI.

L'un des éléments du commutateur général coupe la liaison du point milieu du secondaire H.T. du transformateur à la masse, pour l'interruption de la haute tension. *En parallèle sur cet élément se trouve l'inverseur « Réglage-Trafic » du châssis émetteur.*

Pour l'alimentation 500 volts, le transformateur est un *Vedovelli A 445 200* (2×515 volts), et, du côté du filtrage, une sécurité entière est garantie en employant des condensateurs électrochimiques de 16 microfarads, 550 volts connectés deux à deux en série, à condition d'égaliser les tensions supportées par chacun des condensateurs, au moyen de résistances montées comme l'indique la figure 12-3. Il est bon, en effet, de ne pas laisser cette égalisation s'opérer par les seuls courants de fuite des électrochimiques, lesdits courants pouvant fort bien ne pas demeurer égaux au cours du temps. Les condensateurs précités sont du modèle *à cosses*, sous tube d'aluminium, ce qui permet de les fixer très commodément sous le châssis, à l'aide de cosses relais isolées, sans avoir à se soucier de questions de boîtiers à isoler de la masse, comme ce serait le cas avec des modèles à bloquer par écrou sur le châssis.

Pour la polarisation, la valve est une EZ 80, chauffée sur la ligne générale 6,3 volts, et le circuit est celui que nous avons indiqué au chapitre VIII, figure 8-4. On veillera seulement à bien connecter à la masse l'armature *positive* du condensateur de filtrage 8 microfarads, 550 volts.

La vérification de la valeur de la tension de polarisation doit toujours se trouver effectuée avec l'émetteur en marche, et le courant d'excitation de grille P.A. réglé à sa valeur normale. Nous en avons donné les raisons au chapitre VII (La polarisation).

Pour une ou deux 807, cette polarisation devra se tenir vers -45 à -50 volts.

Certains réalisateurs soucieux de protéger leurs transformateurs d'alimentation croient bien faire en insérant une ampoule de cadran, en guise de fusible, dans la connexion joignant le point milieu du secondaire H.T. du transformateur et la masse. Ce procédé ne va pas sans aléas. Supposons qu'on l'utilise sur un récepteur ; à la mise en fonctionnement, la valve chauffe *progressivement*, les condensateurs se chargent eux-mêmes *progressivement* et le filament de l'ampoule rougit.

Or, si l'on remet le récepteur en service après une interruption de quelques minutes, le même processus *progressif* se renouvelle et rien d'anormal ne se passe. Mais supposons encore, qu'arrêtant le récepteur, nous le remettons sous tension dans les quatre ou cinq secondes qui suivent, la cathode de la valve étant encore chaude. Les condensateurs de filtrage *vont être brutalement rechargés, et le filament de l'ampoule sera volatilisé !*

En pareil cas, l'installateur de l'ampoule se demande souvent ce qui a pu se passer... et, en général, cela se termine par l'adoption d'une ampoule à consommation plus importante, incapable de protéger quoi que ce soit !

Mieux vaut donc ne pas aller au-devant de ces ennuis, et c'est pourquoi les schémas des alimentations de nos émetteurs ne comportent pas d'ampoules intercalées entre le point milieu du secondaire H.T. et la masse.

La modulation

La figure 12-3 mentionne une prise « au modulateur », et nous y avons précisé les liaisons auxquelles elle correspond.

L'émetteur s'accommodera de l'un des modulateurs dont nous avons donné les schémas au chapitre IX, à condition qu'il fournisse au moins 50 watts B.F. dans

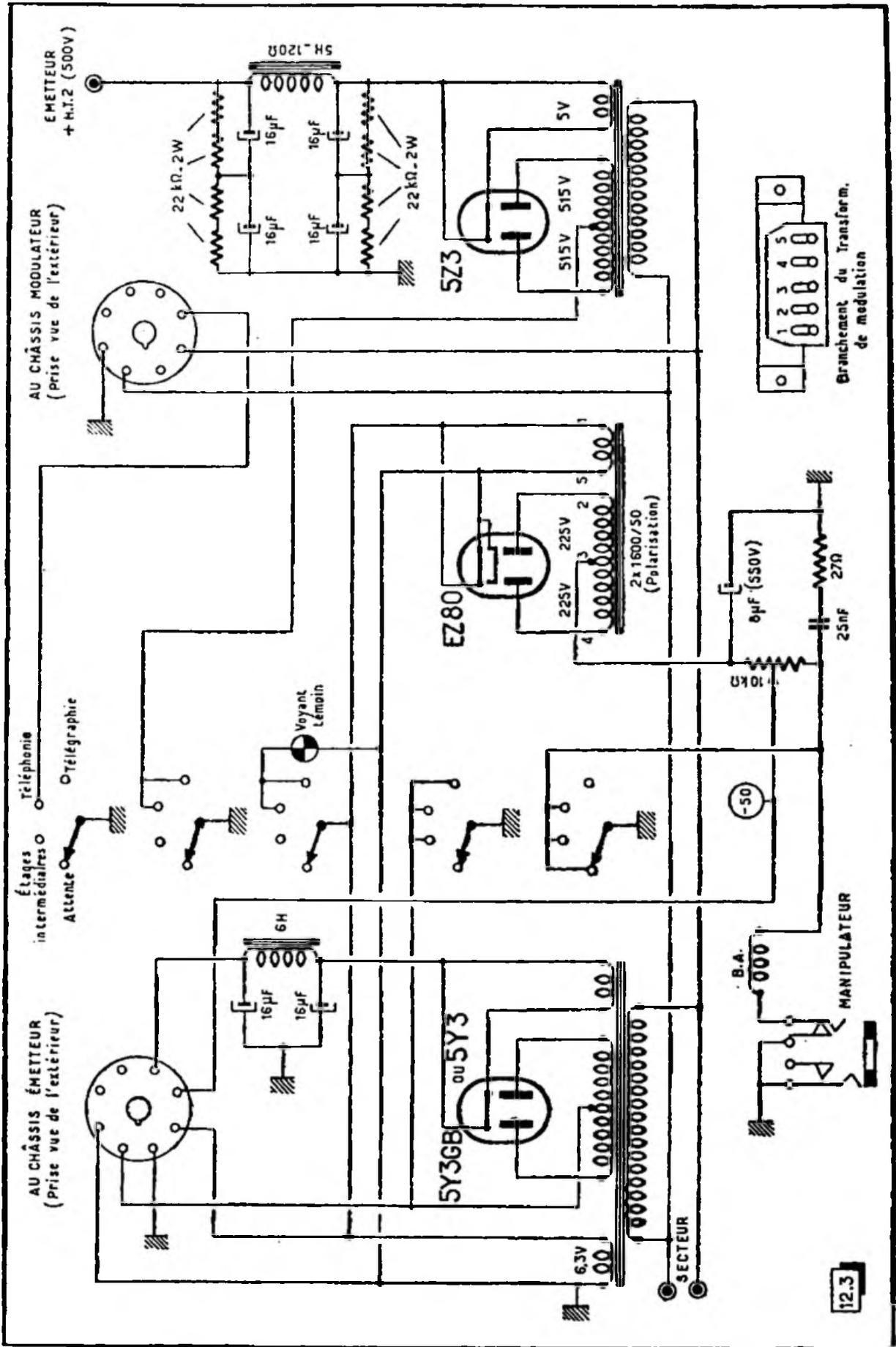


Fig. 12-3. — Schéma des alimentations de l'émetteur et de la commutation générale « Attente - Etages intermédiaires - Téléphonie - Télégraphie ».

le cas où le P.A. comprend deux lampes 807 et l'on profitera de tous les avantages qu'apporte la modulation par la plaque et l'écran.

Pour l'adaptation d'impédances au secondaire du transformateur de modulation, le calcul indique, pour le fonctionnement sous une puissance alimentation de 90 watts (500 volts, 180 mA), une impédance du circuit de plaque P.A., de $500/0,180 = 2777$ ohms, et l'on choisira la prise la plus voisine de cette valeur, étant entendu que les prises utilisées au primaire correspondent bien à l'impédance de charge optimum des lampes du push-pull B.F. *Autrement, on chercherait surtout à satisfaire au rapport de transformation convenable, ainsi que nous l'avons montré au chapitre IX.*

Sur les bandes où la puissance alimentation autorisée n'est que de 50 watts, cette puissance se trouve obtenue en diminuant le couplage d'antenne jusqu'au moment où le courant de plaque P.A. est de 100 mA (puisque $500 \times 0,100 = 50$), et l'impédance de ce circuit anodique passe à $500/0,100 = 5000$ ohms. On pourrait se croire obligé de changer les branchements au transformateur de sortie du modulateur, mais cela n'est pas nécessaire. *L'adaptation n'étant plus correcte, le seul inconvénient est que l'on ne transférera plus le maximum de puissance du modulateur à l'émetteur, mais comme celui-ci ne demande plus que 25 watts B.F. pour être modulé à 100 %, on peut être assuré que cette puissance sera encore largement transmise, en dépit du rendement déficient.*

Les résultats obtenus

Il est difficile de parler de « résultats obtenus » avec cet émetteur. En effet, associé à une antenne correctement établie et réglée, il est capable d'assurer des liaisons en télégraphie et en téléphonie avec le monde entier.

Aussi nous attacherons-nous plutôt à un détail très significatif pour un amateur-émetteur exercé : tout appel lancé entraîne souvent *plusieurs réponses* de stations plus ou moins lointaines. Cette « densité » des réponses obtenues est la preuve des excellentes performances de l'émetteur.

LES ANTENNES

L'antenne est l'« organe de transfert » entre l'émetteur et le « milieu de propagation » des ondes, de même qu'entre ce dernier et le récepteur.

De l'émission à la réception, les propriétés d'une même antenne sont réversibles. Ainsi, toutes les caractéristiques de directivité, d'impédance, etc., manifestées à l'émission par une antenne donnée, se retrouvent-elles inchangées lorsque la même antenne sert pour la réception.

Cependant, avant de rayonner de l'énergie H.F. à distance, la réglementation officielle prévoit que l'émetteur doit être essayé sur une antenne fictive.

L'antenne fictive

Il est d'ailleurs tout à fait logique de pratiquer la mise au point d'un émetteur « en local », sans parfois en imposer à tous les « balbutiements » plus ou moins gênants.

En principe, l'antenne fictive est *une antenne qui ne rayonne pas*. Elle doit se présenter comme une *résistance pure* (sans termes réactifs) où l'on a la faculté de dissiper la puissance H.F. produite par l'émetteur.

Le souci d'obtenir aisément cette « résistance pure », celui d'être en mesure d'y contrôler commodément « ce qui se passe », font que l'on emploie le plus souvent, comme antenne fictive, une ampoule à incandescence. Il est facile, en effet, de la choisir d'un modèle dont la puissance nominale correspond à la *puissance H.F.* que peut délivrer l'émetteur. Aussi, lorsque le filament de cette ampoule est amené à briller de son éclat normal, il devient admissible que l'émetteur lui fournisse *une puissance H.F. de même ordre de grandeur que sa puissance nominale*.

On pourrait songer qu'en intercalant un ampèremètre thermique en série avec l'ampoule, il serait aisé de pratiquer une mesure] d'intensité et de calculer avec précision la puissance H.F., à l'aide de la formule $W = R I^2$. Malheureusement, il existerait ici un très gros aléa : la résistance d'un filament d'ampoule varie de façon notable selon sa température, et il est parfaitement inutile d'aller au-devant de mesures illusoire !

A titre indicatif, une ampoule d'éclairage 120 volts, 60 watts, consomme, à chaud, 0,65 A, ce qui correspond à une résistance de 240 ohms, tandis qu'à froid son filament

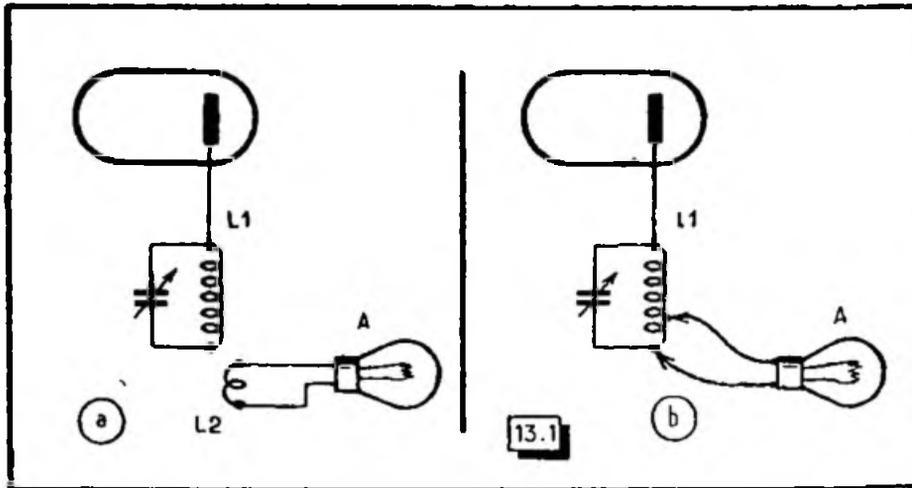


Fig. 13-1. — L'émetteur devant être mis au point sur une antenne fictive, celle-ci sera simplement formée par une ampoule d'éclairage de puissance convenable. Le couplage à l'émetteur en sera pratiqué selon l'une des dispositions a ou b.

ne fait que 20 *ohms*. De même, pour une ampoule de cadran 6,5 V, 0,1 A, dont la résistance à chaud est évidemment de 65 *ohms* (loi d'Ohm), la mesure à froid donne environ 25 *ohms*.

Cette idée de mesure étant écartée, l'ampoule demeure très intéressante, car son filament ne présente pratiquement pas de self-induction et, d'autre part, les variations de son éclat traduisent de manière visible celles du comportement de l'émetteur. Aussi demeurera-t-elle la plus commode des antennes fictives pour les amateurs.

Son couplage à l'étage final de l'émetteur s'opérera selon l'une des deux méthodes de la figure 13-1, soit, comme en *a*, grâce à une bobine L_2 de quelques tours, couplée à la bobine L_1 , du « côté froid » de celle-ci, soit par branchement direct à cette bobine, comme en *b*, au moyen d'une pince crocodile fixée à l'« extrémité froide » de L_1 , tandis que l'autre pince est déplacée jusqu'au moment où l'émetteur, correctement chargé, atteint les conditions de travail prévues. (Dans le premier cas, on aurait joué sur le nombre de tours de la bobine L_2 et sur son couplage à L_1 .)

La résistance des ampoules d'éclairage étant relativement grande, il arrivera, dans certains cas, que l'émetteur ne puisse se trouver chargé au maximum prévu, en dépit de l'augmentation du couplage. Le fonctionnement sur antenne fictive n'étant que temporaire, il n'y aura pas lieu de se tracasser inutilement sur ce détail.

D'autre part, dans le cas où l'on voudrait effectuer *une mesure* de la puissance H.F. délivrée par l'émetteur, il existe une méthode capable de fournir des résultats exacts. Opérant dans un endroit peu ou non éclairé, on place, auprès de l'ampoule formant l'antenne fictive, un *posemètre à cellule au sélénium* utilisé pour la photographie, et l'on repère la déviation de son aiguille. Sans rien déplacer, on débranche les fils allant à la bobine L_2 (fig. 13-1 *a*), ou les deux pinces crocodile (fig. 13-1 *b*), pour les connecter à une source de courant à tension réglable (du genre « Alternostat » par exemple) sur laquelle on agit pour retrouver la même déviation au posemètre. Il suffit de mesurer (avec des instruments ordinaires) la tension efficace E appliquée à la lampe, l'intensité efficace I passant dans son filament; la puissance calculée par le produit $E I$ est équivalente à la puissance H.F. de l'émetteur.

L'impédance

Comme nous allons faire un fréquent usage de la notion *d'impédance* au cours de ce chapitre et du suivant, nous pensons qu'il est bon de lui consacrer quelques explications.

On sait que tout conducteur apporte une « gêne » au passage du courant électrique, cette gêne étant *sa résistance*. Cette dernière, lorsqu'elle est *pure*, intervient d'une manière

identique à l'égard des courants continus ou alternatifs ; dans le cas de ceux-ci (fig. 13-2) l'intensité demeure *en phase* avec la tension appliquée, et l'on remarquera spécialement sur la représentation vectorielle (en *c*) que le vecteur intensité *I* tourne (selon le sens trigonométrique, c'est-à-dire dans le sens inverse de celui des aiguilles d'une montre) sans se dissocier du vecteur tension *E*. En courant continu comme en courant alternatif, la « gêne » apportée par la *résistance pure* du circuit est : $R = E/I$ (loi d'Ohm).

Or, il existe d'autres éléments provoquant des « gênes » d'autre nature au passage des courants *alternatifs* : les bobines et les condensateurs. On sait que tout fil conducteur, même rectiligne, baigne dans son propre champ magnétique. Aussi, toute variation du courant dans ce fil provoquera une variation du champ, laquelle induira dans le fil, un courant tendant à s'opposer à la « variation-cause » (loi de Lenz). Ainsi, le courant induit sera de sens opposé au courant initial lors de l'établissement ou de la croissance de ce dernier, mais il sera de même sens au moment de sa rupture ou de sa décroissance. Ce phénomène porte le nom de self-induction, et l'on accroît l'ampleur de ses manifestations en enroulant le fil sur lui-même, sous forme d'une bobine.

Lorsqu'un tel enroulement (supposé dépourvu de résistance proprement dite) est soumis à une tension alternative (fig. 13-3), l'intensité qui le traverse est décalée d'un quart de période (donc de 90°) en arrière sur la tension.

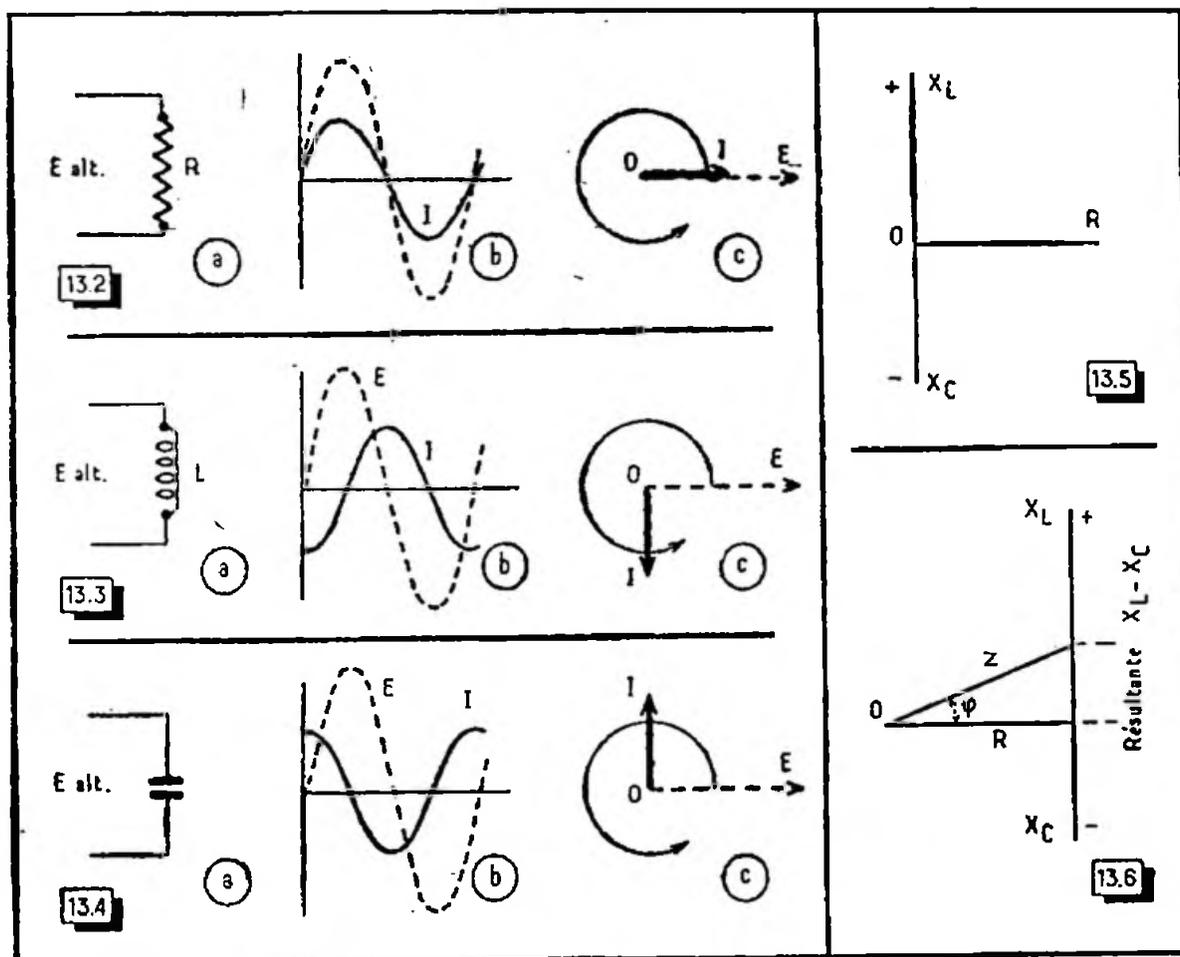


Fig.13-2. — Dans une résistance pure, l'intensité demeure en phase avec la tension.

Fig. 13-3. — Une inductance dépourvue de résistance ohmique décalerait exactement l'intensité de 90° en arrière de la tension.

Fig.13-4. — Un condensateur a la propriété de décaler l'intensité de 90° en avant sur la tension.

Fig. 13-5. — Lorsque la résistance *R*, ainsi que les réactances *X_L* et *X_C* sont simultanément présentes dans un circuit, elles se situent dans leur représentation graphique, comme l'indique cette figure.

Fig. 13-6. — Un calcul graphique de l'impédance *Z* est faisable en portant sur l'axe *X* la résultante de la soustraction pratiquée entre *X_L* et *X_C*, et, sur un axe rectangulaire, la valeur de *R*. On obtient *Z* par l'hypoténuse du triangle rectangle dont *R* et *X* sont les autres côtés. Cette construction donne aussi l'angle de déphasage ϕ .

Les propriétés du condensateur sont différentes : il ne permet aucun passage au courant continu ; seuls les courants alternatifs le traversent, mais il provoque lui-même un déphasage situant cette fois l'intensité un quart de période *en avant* sur la tension, ainsi que le montre la figure 13-4.

La « gêne » apportée au passage du courant alternatif, par l'un ou l'autre de ces éléments pris individuellement, se nomme *réactance*.

Pour une bobine (dont on suppose la résistance proprement dite nulle), la réactance inductive est définie par : $X_L = L \omega$, avec L en henrys et $\omega = 2 \pi F$ (F étant la fréquence du courant alternatif), tandis que l'on a pour la réactance de capacité : $X_C = 1/C \omega$, avec C en farads.

On nomme ω la *pulsation*. (Celle-ci a pour analogie mécanique la *vitesse angulaire*.)

Il faut encore se rappeler qu'une self-induction ou une capacité pures peuvent être *soumises à une tension et laisser passer une intensité sans consommer aucune puissance*, du fait du déphasage de 90° entre les deux premiers termes. Cela confirme bien l'idée de la « gêne » apportée par la réactance, puisque celle-ci est capable de conduire jusqu'à l'*annulation de la puissance* dans le circuit.

Dans la pratique, *une résistance* se trouve présente, en même temps que la réactance. Aussi le déphasage créé par l'ensemble devient-il inférieur à un quart de période, et la « gêne » provoquée par l'ensemble au passage d'un courant alternatif prend le nom d'*impédance*. On désigne celle-ci par Z .

Il est à retenir (fig. 13-5), que les effets des « gênes » réactives de self-induction X_L (positive), de capacité X_C (négative) sont exactement *de sens opposé*. On est donc en droit de soustraire la plus petite de la plus grande, si elles sont toutes deux présentes. Par contre, la « gêne » apportée par la résistance pure R doit se trouver inscrite sur un axe orienté à 90° du précédent.

De même qu'en mécanique, la résultante (en force et direction) de deux forces, orientées selon deux axes différents, est trouvée par le tracé de la diagonale du parallélogramme dont les deux forces composantes forment deux côtés adjacents, c'est l'*hypothénuse* du triangle rectangle — dont les grandeurs des « gênes » R et X (résultante) constituent les deux côtés — qui figurera l'*impédance* Z et définira l'angle de déphasage φ (fig. 13-6).

$$\text{On a ainsi : } Z = \sqrt{R^2 + X^2}.$$

Dans le cas particulier où $X_L = X_C$, le terme X s'annule, et l'hypothénuse Z du triangle vient coïncider avec R . Ce cas est celui de la *résonance* d'un circuit accordé, où la seule « gêne » apportée au passage du courant se limite à celle de la *résistance proprement dite*.

L'impédance d'une antenne

Un conducteur tendu horizontalement, isolé en ses extrémités M, N , est capable de *vibrer électriquement en demi-onde*, ainsi que le représente la figure 13-7. Il existera un *ventre d'intensité* au milieu de l'antenne, tandis que *deux nœuds d'intensité* se situeront aux extrémités M et N .

Si l'émetteur délivre une puissance H.F., W , à l'antenne et que l'on place un ampèremètre H.F. au point A , on relèvera une déviation I en ce ventre d'intensité.

Nulla raison n'existe pour que la classique relation $W = R I^2$ ne soit pas satisfaite ici, mais, si, connaissant W et I , on tente de calculer R , on trouvera une valeur *anormalement forte*, disons même démesurément grande, devant la résistance propre du fil. L'explication réside dans le fait que l'antenne n'est plus un *circuit oscillant fermé*, tel un habituel circuit accordé, mais un *circuit oscillant ouvert*, fait pour *rayonner* cette énergie H.F.

Une comparaison très satisfaisante est celle-ci : Imaginons un haut-parleur monté dans une enceinte *vide d'air*. Sa membrane ne subira pas la « gêne » apportée à ses déplacements par l'air en contact, d'ordinaire, avec elle, mais la physique nous a enseigné que nulle transmission sonore n'aura lieu dans le vide... Donc, si l'atmosphère habituelle crée une « gêne » aux mouvements de la membrane, *cette « gêne » est profitable* car elle

correspond à l'accouplement de la membrane au milieu de transmission, et c'est grâce à elle que le transfert d'énergie s'opère.

Or, nous avons dit au début de ce chapitre que l'antenne était l'« organe de transfert » entre l'émetteur et le « milieu de propagation » des ondes électromagnétiques. La résistance *anormalement élevée* que nous avons calculée ($R = W/I^2$) correspond ainsi à une semblable « gêne profitable », nommée *résistance de rayonnement* dans le cas de l'antenne d'émission. Bien entendu, cette résistance R n'est pas matérielle ; elle est

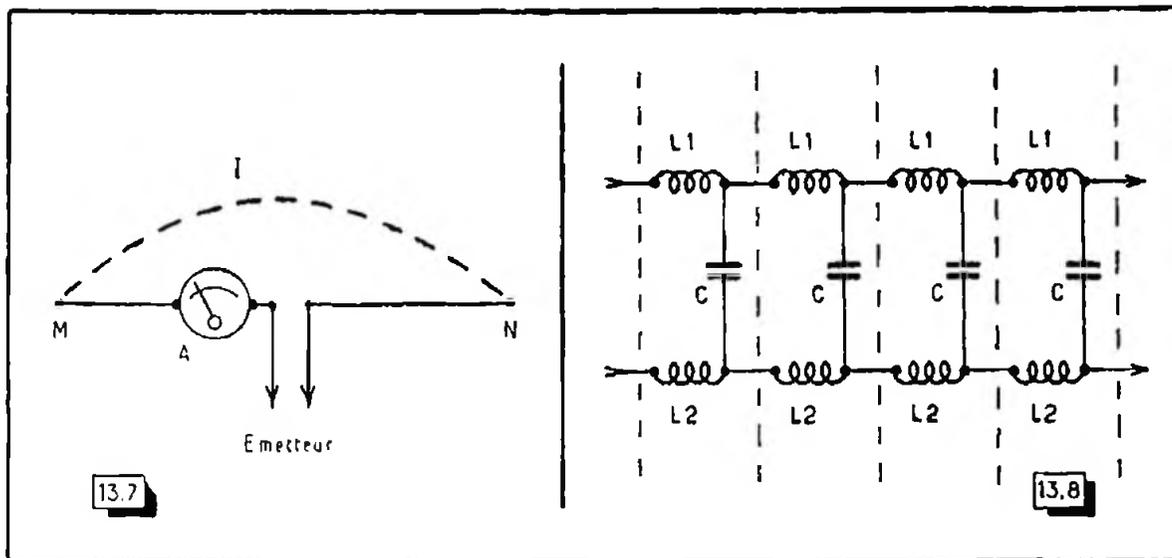


Fig. 13-7. — Dans une antenne demi-onde, un ampèremètre H.F. inséré au milieu du conducteur, mesure l'intensité au ventre de courant.

Fig. 13-8. — Si l'on imagine une ligne à deux conducteurs partagée en tronçons élémentaires, chacun de ceux-ci possède une inductance L (égale à $L_1 + L_2$) et une capacité C . Ces deux valeurs ne dépendent que des caractéristiques physiques de la ligne.

seulement celle qui satisfait la relation $W = R I^2$ en présence d'une puissance H.F. W fournie à l'antenne et d'une intensité I mesurée en un ventre d'intensité.

D'autre part, comme il serait inexact de parler de « rayonnement » pour une antenne réceptrice, et, comme le terme *résistance de rayonnement* admettant implicitement l'annulation des termes réactifs ($X_L - X_C = 0$, sur la figure 13-6), n'est vrai que dans le cas d'un mode d'accord exact de l'antenne sur la fréquence de travail, on préfère l'appellation générale d'impédance de l'antenne, un peu comme on cite le « réseau de courbes » d'une lampe, bien que très souvent ces courbes soient utilisées dans leurs parties rectilignes.

L'impédance caractéristique

Si l'on considère une ligne formée de deux fils parallèles et qu'on la débite mentalement en tronçons égaux, on admettra que chacun de ceux-ci présente pour chaque fil une inductance L et, entre fils, une capacité C (fig. 13-8), en désignant par L la somme des inductances L_1 et L_2 des deux fils d'un tronçon.

Supposons que dans un « tronçon-unité de longueur » la capacité C soit initialement chargée sous une tension V . L'énergie qu'elle renferme est égale à $C V^2/2$, mais sa décharge dans l'inductance L du tronçon va transformer cette énergie électrostatique en une énergie électromagnétique $L I^2/2$. En négligeant les pertes, on peut écrire : $C V^2/2 = L I^2/2$, d'où l'on tire :

$$V^2/I^2 = L/C \quad \text{et} \quad V/I = \sqrt{L/C}$$

Le rapport de la tension à l'intensité H.F. exprimant l'impédance, nous avons finalement : $Z_0 = \sqrt{L/C}$, Z_0 étant l'impédance caractéristique de la ligne.

Ainsi, Z_0 , étant liée aux valeurs de L et de C par unité de longueur de la ligne, ne dépend que des caractéristiques physiques de celle-ci : diamètre des conducteurs et distance entre eux, ainsi que de la constante diélectrique de l'isolant qui les sépare.

Parmi les matières traitées au chapitre XIV (calculs à la règle), on verra qu'il est facile de calculer Z_0 . Cependant lorsque l'on a affaire à une ligne dont les conducteurs ne sont plus séparés par l'air, la valeur de la constante diélectrique est souvent incertaine. Aussi mieux vaut-il procéder à *une mesure* pour laquelle on trouvera, au même chapitre XIV, le schéma d'un *impédancemètre* pour antennes et lignes.

On remarquera, en outre, que, pour N tronçons du câble, l'inductance et la capacité deviendraient *chacune* N fois plus grande, *mais que leur rapport L/C n'en serait pas changé*, ce qui démontre bien que l'impédance caractéristique Z_0 est une valeur invariable pour un câble donné, *quelle que soit la longueur de celui-ci*.

Les lignes de transmission à ondes stationnaires

Il est inutile d'insister sur le fait que l'antenne d'émission doit être *dégagée* des obstacles environnants, afin de bien rayonner. En général, il sera logique de ne pas laisser rayonner l'antenne *dans sa totalité*, mais, au contraire, de la scinder en une *partie rayonnante*, à laquelle on assurera le *meilleur dégagement possible*, et en une *ligne de transmission* dont le rôle essentiel sera justement de *ne pas rayonner* l'énergie H.F. au cours de tous les trajets intérieurs ou encaissés où elle serait perdue.

Le propre d'une ligne à ondes stationnaires est de *vibrer* en présentant une *répartition fixe* de ventres et de nœuds sur sa longueur. On conçoit que cela n'est possible que pour *certaines relations nettement définies entre la longueur de l'onde et celle du conducteur*.

Le plus simple des modes de vibration d'un conducteur unique est celui *en demi-onde*. Il est analogue à celui (visible) d'une corde tendue entre deux supports. Les ondes stationnaires y déterminent (fig. 13-9) un ventre *d'intensité* au milieu O du conducteur, et deux nœuds aux extrémités M et N , tandis qu'en ces dernières existeront deux maxima *de tension* (de sens opposé) et que celle-ci s'annulera au milieu O du fil.

Nous retiendrons qu'il se manifeste un point d'impédance relativement faible en O et deux points d'impédance élevée en M et N . D'autre part, rien ne s'opposera au rayonnement du conducteur MN .

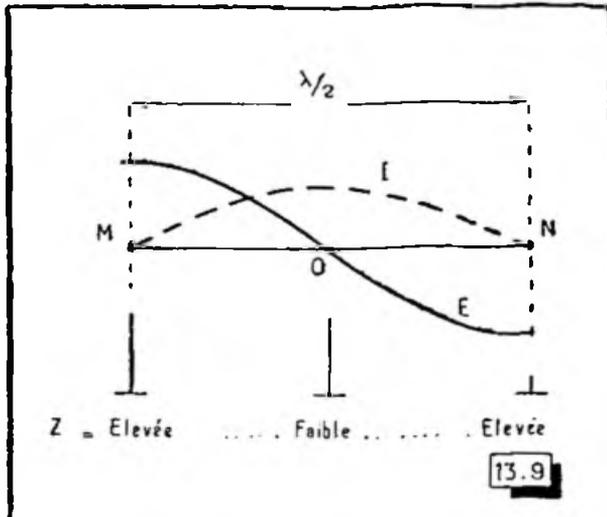
Replions à présent le fil MN sur lui-même pour former deux conducteurs parallèles OM et $O'N$ (fig. 13-10). En chaque point de la ligne, les tensions H.F. existant sur OM et $O'N$ vont être *égales, mais de sens contraire*. *Leurs effets extérieurs s'annuleront et la ligne ne rayonnera pas.*

Cette disposition est dite ligne accordée en quart d'onde.

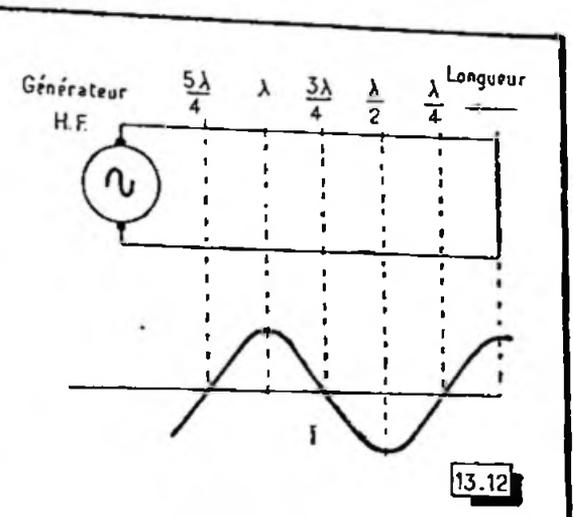
Par ailleurs, l'une de nos précédentes remarques demeure valable : la ligne taillée pour vibrer en quart d'onde ($\lambda/4$), offre une impédance *élevée* entre ses extrémités MN et une impédance faible en $O O'$ (où l'on peut effectuer un branchement en supprimant la liaison électrique directe de la figure 13-10). Cependant, du fait de l'absence de rayonnement de cette ligne, le terme *résistance de rayonnement* de l'antenne demi-onde disparaît et l'impédance en $O O'$ en est d'autant plus réduite.

Entre les points $O O'$ et MN , on rencontre ainsi toutes les valeurs intermédiaires d'impédance et, à ce titre, le même dispositif prend le nom de *transformateur quart d'onde*. Entre ses extrémités, il permet l'adaptation correcte de deux impédances Z_1 et Z_2 telles que l'on ait : $Z_0^2 = Z_1 Z_2$, Z_0 étant l'impédance caractéristique précédemment définie.

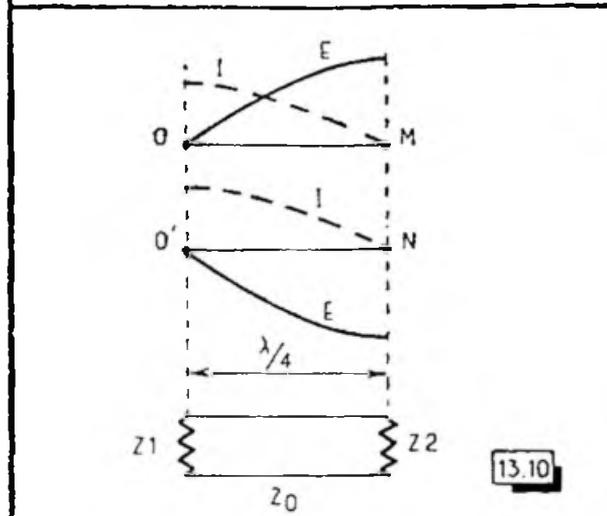
Un autre cas particulier parmi les lignes à ondes stationnaires est celui de la ligne *demi-onde*. Supposons que nous accolions par leurs extrémités à basse impédance ($O O'$) deux lignes quart d'onde, nous obtenons de la sorte une ligne vibrant en $\lambda/2$, ainsi que le montre la figure 13-11. L'ensemble se comporte à la manière de deux *transformateurs d'impédance* équivalents, montés en sens inverse, de sorte que leurs effets s'annulent et que *toute impédance purement résistive, connectée à l'une des extrémités de la ligne, se reflète avec une valeur égale à elle-même, à l'autre bout de cette ligne demi-onde*. Il en serait de même pour une ligne ayant pour longueur un *multiple entier* de $\lambda/2$.



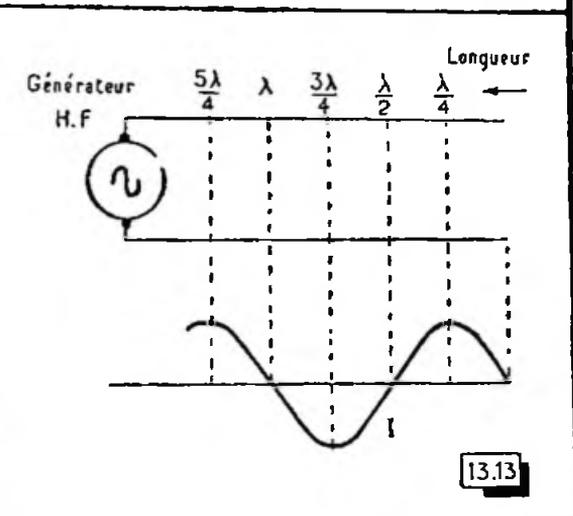
13.9



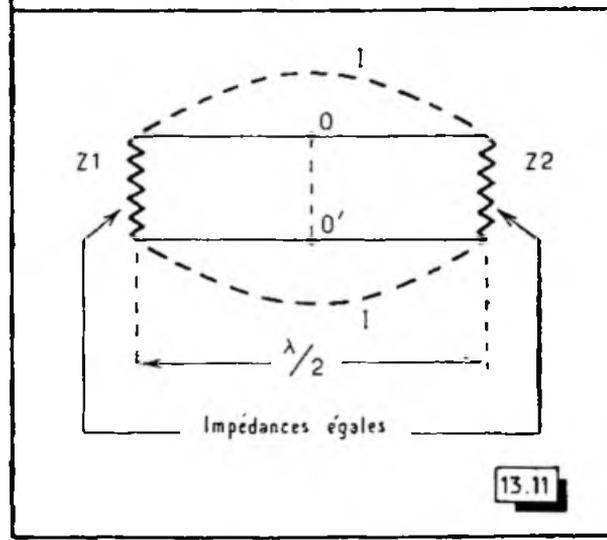
13.12



13.10



13.13



13.11

Fig. 13-9. — Répartition de la tension, de l'intensité et de l'impédance, au long d'une antenne demi-onde.

Fig. 13-10. — En repliant une antenne demi-onde sur elle-même, on forme UNE LIGNE QUART D'ONDE et celle-ci peut encore devenir un TRANSFORMATEUR QUART D'ONDE.

Fig. 13-11. — La ligne demi-onde est formée par deux lignes quart d'onde connectées « dos à dos ».

Fig. 13-12. — Formation d'ondes stationnaires sur une ligne court-circuitée à son extrémité opposée à celle du générateur.

Fig. 13-13. — Comportement de la même ligne, ouverte à son extrémité.

Les antennes d'émission vibrent toujours *en ondes stationnaires*, nous examinerons plus loin comment on leur connecte les lignes de transmission à ondes stationnaires; mais qu'il nous suffise, dès à présent, de noter que les deux répartitions d'ondes (sur l'antenne et sur la ligne) *devront se prolonger mutuellement*.

Il nous reste à considérer le cas des lignes relativement longues devant la longueur d'onde. Imaginons une telle ligne alimentée d'un côté par un générateur H.F., et *court-circuitée à l'autre bout* (fig. 13-12). *A ce court-circuit ne peut que correspondre un ventre d'intensité*, et des ondes stationnaires s'établiront (grâce à l'énergie réfléchie en bout de ligne) selon le tracé de la même figure 13-12.

Par contre, si l'extrémité de la ligne opposée au générateur est ouverte, seul un nœud d'intensité y sera viable et, toujours à partir de ce bout libre, s'installera le régime indiqué par la figure 13-13.

Enfin, on ne devra pas se soucier de questions d'impédance caractéristique avec une ligne à ondes stationnaires, car celle-ci y est continuellement variable d'un point à un autre. N'en prenons comme preuve que l'emploi de la ligne quart d'onde en transformateur d'impédance. On se souciera seulement d'établir une répartition d'ondes stationnaires correcte au long de la ligne.

L'écartement des deux fils ne répondra qu'à des soucis d'isolement en dépit des intempéries et à des préoccupations mécaniques à l'égard des balancements provoqués par le vent.

Les lignes à ondes progressives

Les répartitions d'ondes stationnaires étant susceptibles de faire apparaître des tensions élevées aux endroits où sur les deux fils siègent deux ventres de tension (de signes opposés), ainsi que des intensités assez grandes aux ventres d'intensité, une ligne un peu longue introduira fatalement des pertes. C'est pourquoi l'on use aussi des lignes à ondes progressives.

Dans leur conception idéale, celles-ci transportent uniquement des ondes progressives, c'est-à-dire pour lesquelles on imaginerait (à la vitesse de 300 000 km/s) une translation des tracés sinusoïdaux (tension et intensité en phase) d'un bout à l'autre de la ligne, sans apparition d'aucune onde stationnaire.

Ces conditions sont théoriquement satisfaites si la ligne relie deux impédances purement résistives, chacune ayant une valeur égale à l'impédance caractéristique de la ligne.

En pratique, les choses n'iront pas sans un bon nombre de vérifications sur lesquelles nous reviendrons en examinant les antennes usant de ces lignes, ainsi qu'au chapitre réservé aux mesures.

Si Z_0 est l'impédance caractéristique de la ligne de transmission, et Z_r l'impédance de l'antenne au point de couplage, il ne se produira pas, en principe, de réflexion d'ondes en ce point si $Z_r = Z_0$. Toutefois, le caractère de résistance pure de Z_r sera toujours difficile à obtenir sur la fréquence de résonance de l'antenne et il le perdra fatalement hors de cet accord, de sorte que l'on ne pourra éviter la présence d'une certaine part d'ondes stationnaires sur la ligne. Le rapport Z_r/Z_0 ou Z_0/Z_r , la plus grande des deux valeurs étant placée au dividende afin que le quotient demeure supérieur à l'unité, définit le rapport d'ondes stationnaires sur la ligne.

Ainsi, la mise au point d'une ligne de transmission à ondes progressive est-elle susceptible de nécessiter bon nombre de mesures et de réglages. Si l'on ne se plie pas à cette discipline, la ligne peut fort bien déterminer des pertes supérieures à celles que provoquerait une ligne à ondes stationnaires de même longueur.

De l'émetteur à l'antenne

Il est d'importance capitale qu'un choix correct soit fait pour le circuit de sortie de l'émetteur, la ligne de transmission éventuelle (ou feeder) et l'antenne proprement dite. Les diverses formes de ces éléments ne sont pas toujours susceptibles d'une association convenable et c'est la raison pour laquelle il nous a semblé bon de ne pas les dissocier en les examinant.

Ainsi que nous l'avons déjà vu au chapitre VII, en étudiant les modes de couplage entre étages, une notion à garder constamment présente à l'esprit lorsqu'on doit accoupler deux circuits, est celle de leur caractère symétrique ou asymétrique.

C'est ainsi que pour la partie rayonnante de l'antenne, nous classerons parmi les systèmes symétriques, tous ceux qui comportent une attaque médiane par une ligne à

deux fils. Un cas spécial sera celui de l'antenne Zeppelin; bien qu'excitée en bout, ses deux feeders resteront symétriques.

Par contre, les antennes du genre Marconi, Hertz-Windom, « long fil », etc., sont asymétriques.

Du côté des lignes de transmission, le classement est peu compliqué : celles qui possèdent deux fils identiques et parallèles sont évidemment symétriques. Les autres ne le sont pas, à commencer par le câble coaxial, dont les deux conducteurs (un fil axial et une gaine tubulaire) n'ont rien de comparable entre eux; et l'on commet une faute lorsque l'on connecte, à la coupure d'une antenne doublet (symétrique), un ordinaire câble coaxial (asymétrique).

Au circuit de sortie de l'émetteur, diverses combinaisons sont possibles et nous allons passer en revue les modes de couplage que chacune d'elles autorise.

Tout d'abord, nous avons l'étage final comprenant deux lampes symétriques. La figure 13-14 y précise les trois procédés viables :

a) Branchement direct d'une ligne à deux fils symétriques aux points P et P', eux-mêmes symétriques par rapport au milieu de la bobine (une seule prise détruirait la symétrie);

b) Couplage inductif d'une ligne symétrique par introduction d'une bobine dans l'espace médian de celle du circuit anodique;

c) Une ligne asymétrique, couplée dans les mêmes conditions, ne détruirait nullement la symétrie de l'étage final.

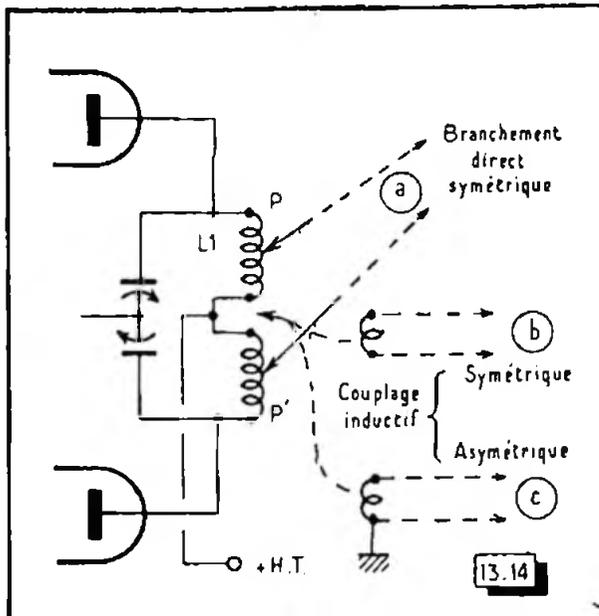


Fig. 13-14. — Un étage final SYMÉTRIQUE et les modes de couplage possibles.

Fig. 13-15. — Un étage final ASYMÉTRIQUE et les modes de couplage qu'il admet (toujours du « côté froid » de la bobine L₁).

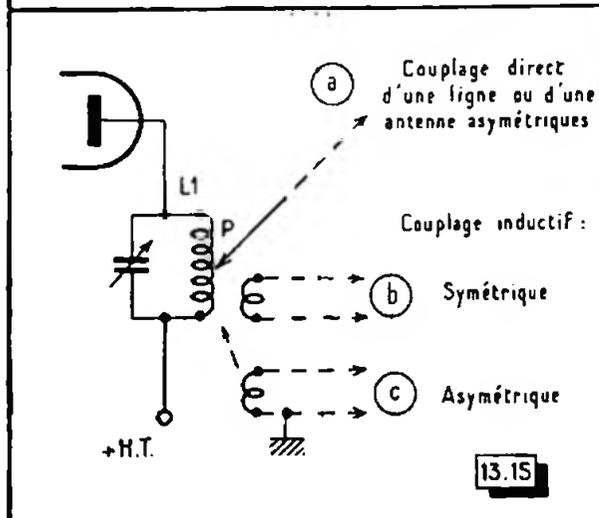
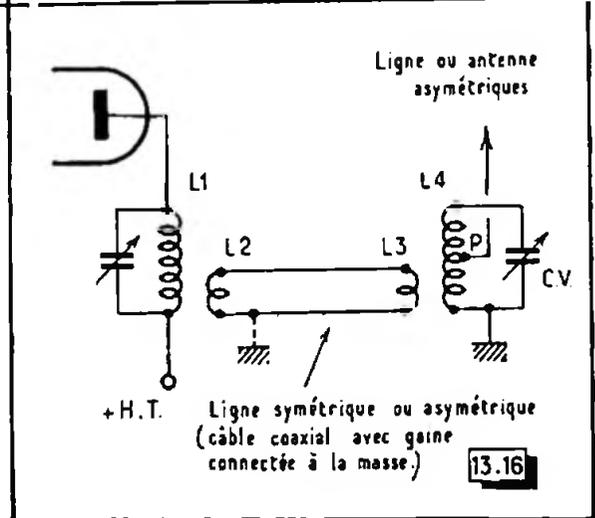


Fig. 13-16. — Passage de l'étage final à une antenne asymétrique au moyen d'un circuit accordé auxiliaire.



Dans le cas d'un étage final *asymétrique* (fig. 13-15), le *couplage direct* (a) ne serait valable que *selon le mode asymétrique*, c'est-à-dire pour une *ligne monofilaire* ou une *antenne asymétrique*.

Le couplage inductif serait réalisable comme précédemment, dans les cas *b* et *c*, en veillant toutefois à bien effectuer le couplage du côté « froid » de la bobine L_1 .

Si l'on devait passer d'un étage final symétrique (fig. 13-14) à une antenne asymétrique, ou encore écarter le *branchement direct* d'une telle antenne au circuit de la figure 13-15, il faudrait le faire au moyen d'un *circuit auxiliaire*, tel que l'indique la figure 13-16. Ce dernier serait évidemment accordé sur la fréquence d'émission, et les conditions les plus favorables seraient recherchées en agissant sur la position de la prise P (choix de la meilleure adaptation d'impédance pour la ligne monofilaire ou l'antenne), et sur le couplage de L_2 à L_1 ou de L_3 à L_4 , pour le « dosage » de la puissance H.F. transmise.

A ce circuit, on peut reprocher, en ce qui concerne le réglage d'adaptation d'impédance, la progression *par bonds* de la prise P sur la bobine L_4 . Une progression continue est obtenue avec le circuit figuré en 13-17; la valeur de la réactance capacitive de CV_2 (que l'on cherchera à égaliser avec l'impédance de la ligne monofilaire ou de l'antenne) sera d'autant plus faible que la capacité de CV_2 sera plus grande, étant entendu que, durant les réglages, l'accord de ce circuit de couplage est maintenu en agissant sur CV_1 à chaque fois que l'on change la capacité de CV_2 , de manière que *la capacité résultante* de ces deux condensateurs associés en série demeure celle qui satisfait l'accord du circuit sur la fréquence d'émission.

En général, on prendra des condensateurs variables de l'ordre de 250 à 300 pF, si l'on doit pratiquer l'adaptation sur des impédances de valeurs assez diverses. Mais si l'on ne prévoit que l'adaptation à des impédances faibles, il est intéressant de monter une capacité plus petite en CV_1 , et plus forte en CV_2 .

Il est encore à remarquer que l'on ne changerait pas le fonctionnement du circuit de la figure 13-17 en le modifiant selon la figure 13-18, cette nouvelle disposition autorisant un montage mécanique de CV_1 et CV_2 avec l'une des armatures à la masse.

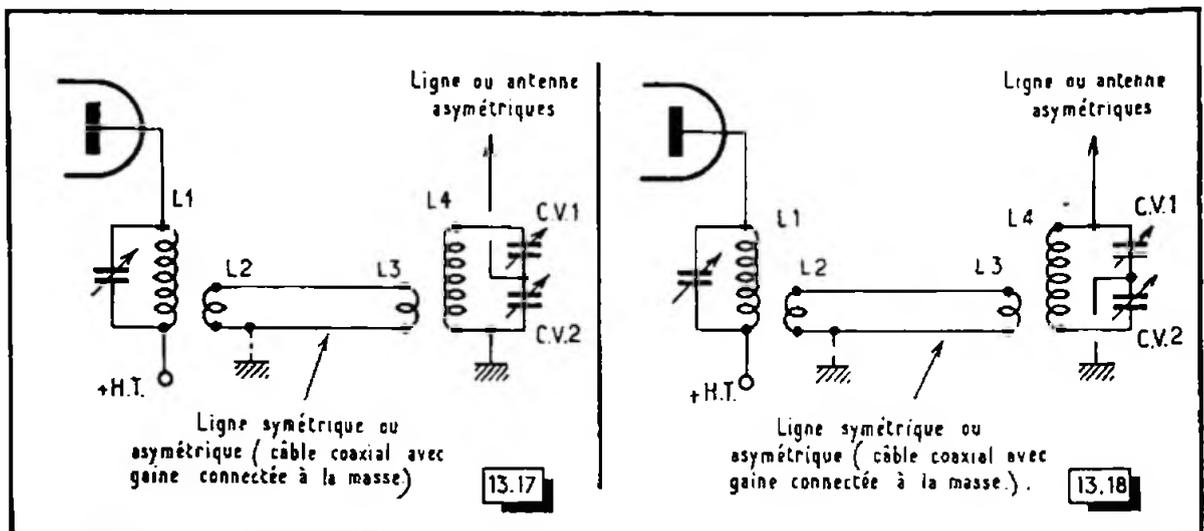
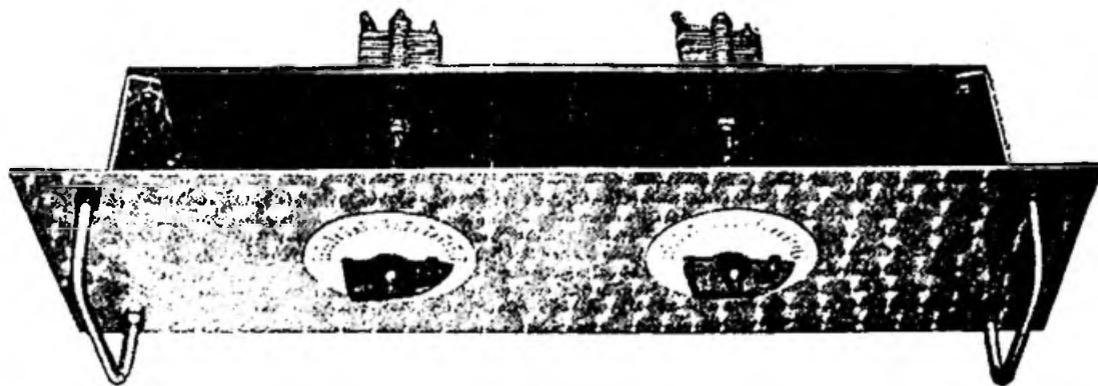


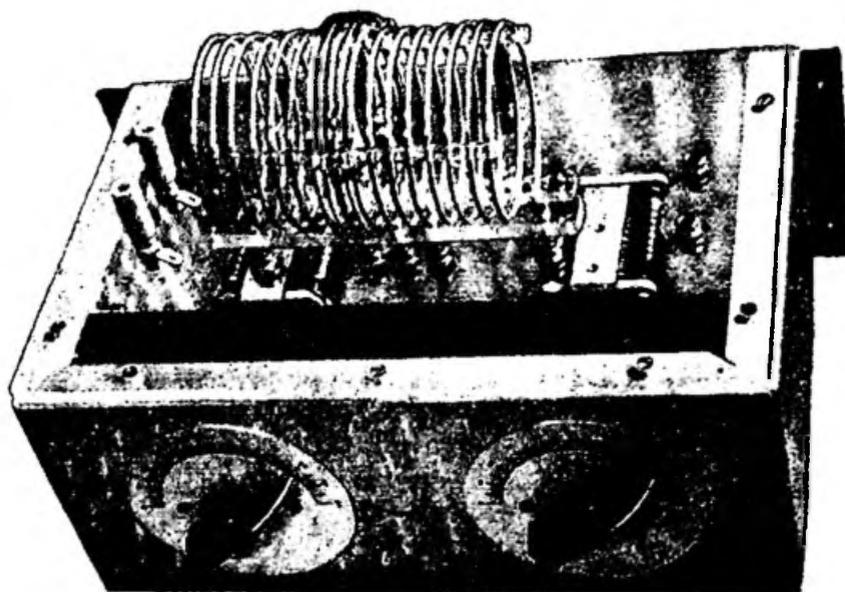
Fig. 13-17. — Le couplage de la ligne ou de l'antenne est obtenu ici par le « diviseur capacitif » que forment CV_1 et CV_2 .

Fig. 13-18. — Cette nouvelle disposition du précédent circuit permet de mettre à la masse les axes de CV_1 et de CV_2 , facilitant ainsi leur montage mécanique.

La figure 13-18 nous conduit à présent, de façon très naturelle, au « circuit en pi » (dit encore « circuit Jones » ou « circuit Collins ») auquel on prête couramment des « vertus magiques »... à commencer par celle « de permettre l'association de l'émetteur à n'importe quelle ligne ou à n'importe quelle antenne ». Beaucoup de choses fausses ont été dites, écrites et faites à ce propos. Aussi convient-il de remettre ces choses à leur place exacte.



Un coupleur d'antenne ordinaire.



Un coupleur universel pour lignes accordées.

Nous aurons une idée claire de ce qu'est *réellement* le « circuit en pi » (analogue au « filtre Collins »), en examinant la figure 13-19. D'une part, nous voyons en *a* que l'ensemble L, CV_1, CV_2 , n'est autre qu'un circuit accordé *en parallèle* par la capacité résultant du groupement *en série* de CV_1 et CV_2 . De multiples combinaisons de ces deux condensateurs seront capables de donner la valeur nécessaire à l'accord sur la fréquence d'émission. Mais, d'autre part, nous savons que chacun des condensateurs CV_1 et CV_2 présentera, selon la valeur utilisée, une certaine *réactance capacitive*, $X_C = 1/C\omega$. Grâce à la variation du rapport susceptible d'être ainsi déterminé entre X_{C_1} et X_{C_2} (fig. 13-19*b*), l'ensemble X_L, X_{C_1}, X_{C_2} , se présentera comme une sorte de *transformateur d'impédance à rapport variable*, devant les impédances Z_p et Z_a qu'il convient d'adapter.

Les réglages des « circuits en pi » se pratiquent ainsi. Dans le cas de la figure 13-18, on accorde tout d'abord le circuit de plaque P.A. (minimum de courant de plaque), et on lui couple modérément la bobine L_2 . Puis, CV_2 étant à mi-course, on tourne CV_1 . L'accord du circuit L_1, CV_1, CV_2 , se traduit par un maximum de l'intensité de plaque P.A. Modifiant quelque peu le réglage de CV_2 , on rétablit l'accord par CV_1 en notant la valeur du nouveau maximum de courant plaque P.A. De retouche en retouche, on cherche ainsi le plus élevé de ces maxima et l'on termine en agissant sur le couplage de L_2 à L_1 afin de charger correctement l'émetteur.

Dans le cas de la figure 13-19, ayant encore placé CV_2 à mi-course, on applique la tension anodique au P.A. L'accord n'étant pas réalisé, l'intensité de plaque P.A. prend une valeur élevée. Aussi doit-on s'empresse de tourner CV_1 , afin de trouver cet accord (minimum de courant anodique). Il est entendu que ce minimum ne sera pas négligeable,

puisque l'antenne rayonne déjà de l'énergie et charge l'étage final. Toutefois, ce même minimum traduisant l'accord ne correspondra sans doute pas à la charge correcte de l'émetteur. Aussi, décalant légèrement CV_2 pour rétablir aussitôt l'accord par CV_1 , s'efforcera-t-on de faire croître ce *minimum* jusqu'au réglage pour lequel la puissance prévue sera atteinte.

Nous noterons au passage que le circuit de la figure 13-19 exige une alimentation en parallèle (bobine d'arrêt et condensateur C au mica, de l'ordre de 1000 pF, capable de tenir la H.T. appliquée), et nous avons signalé au chapitre VII les inévitables pertes qu'entraînait cette disposition. De plus, il ne faudra jamais oublier que cette forme de « circuit en pi » est asymétrique, et qu'en dépit des « propriétés universelles » qui lui furent attribuées (simple preuve d'incompréhension !) il demeurera impossible de la coupler valablement à une ligne symétrique. Il conviendra donc de n'en faire emploi qu'à bon escient, comme nous le verrons plus loin.

Aussi sera-t-il plus sage de terminer l'émetteur par la classique disposition de la figure 13-15 (ou celle de la figure 13-14), à partir desquelles nous avons vu que tous les modes d'adaptation de lignes ou d'antennes étaient possibles, même celui avec « circuit en pi » auxiliaire (fig. 13-18), tout en bénéficiant d'une souplesse de réglage plus grande que dans le cas de la figure 13-19, grâce au dosage de la puissance H.F. qu'autorise la variation du couplage entre L_1 et L_2 .

Un cas spécial, rencontré dans la pratique, est celui de l'amateur-émetteur qui ne peut mener une ligne de transmission accordée au travers de plusieurs pièces, couloirs, etc., entre son point de pénétration dans l'immeuble et la station, ou encore de celui qui, pour certaines facilités de réglage, préfère terminer à telle longueur donnée une ligne accordée, sans pouvoir placer l'émetteur à cette terminaison.

Une bonne solution consiste à faire aboutir la ligne accordée à un « coupleur d'antenne » et à pratiquer une liaison par ligne à basse impédance (et à ondes progressives), donc de longueur quelconque, entre l'émetteur et le « coupleur d'antenne », celui-ci procurant en outre, la symétrie que réclame la ligne accordée. L'ensemble se présente selon la figure 13-20.

L'émetteur étant réglé de son côté, l'accord du coupleur sera contrôlable sur place en présentant une boucie à ampoule devant la bobine L_4 .

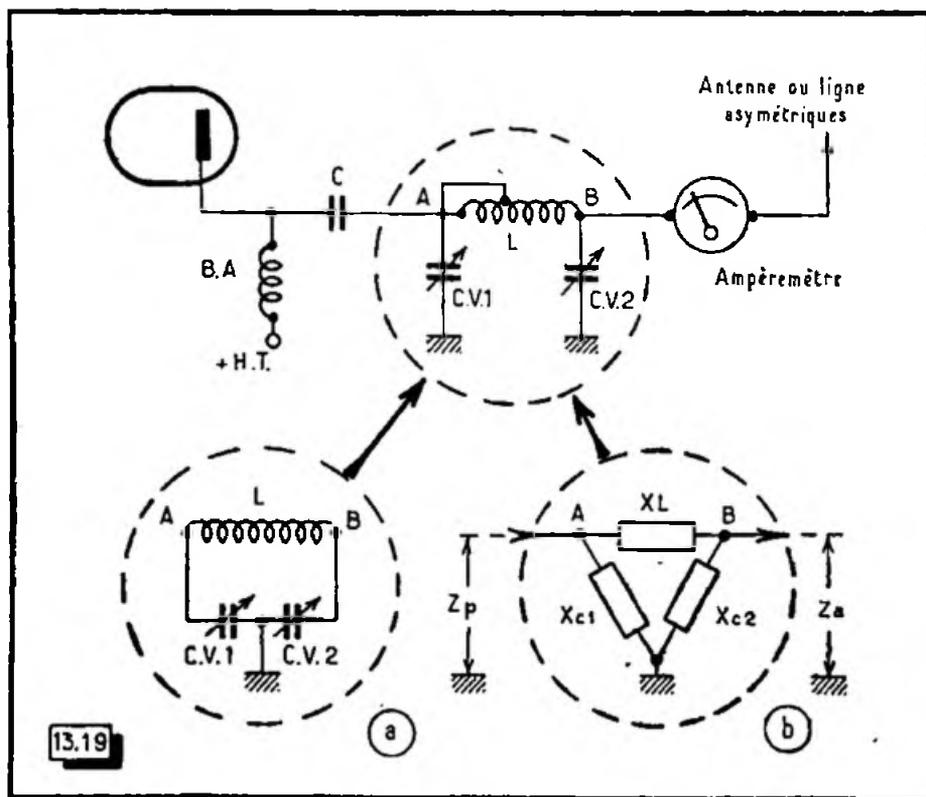


Fig. 13-19. — Le « circuit en pi », tel qu'il se présente et dont le texte expose le fonctionnement et les possibilités RÉELLES.

Les diverses bobines accordées mentionnées au cours de ce paragraphe sont de caractéristiques semblables à celles qui ont été conseillées au chapitre VII, pour le circuit de sortie de l'émetteur.

L'antenne Marconi

L'antenne Marconi, la plus simple de toutes, n'est autre qu'un conducteur *vertical* relié à la terre à sa partie inférieure (où l'on intercale le dispositif de couplage à l'émetteur).

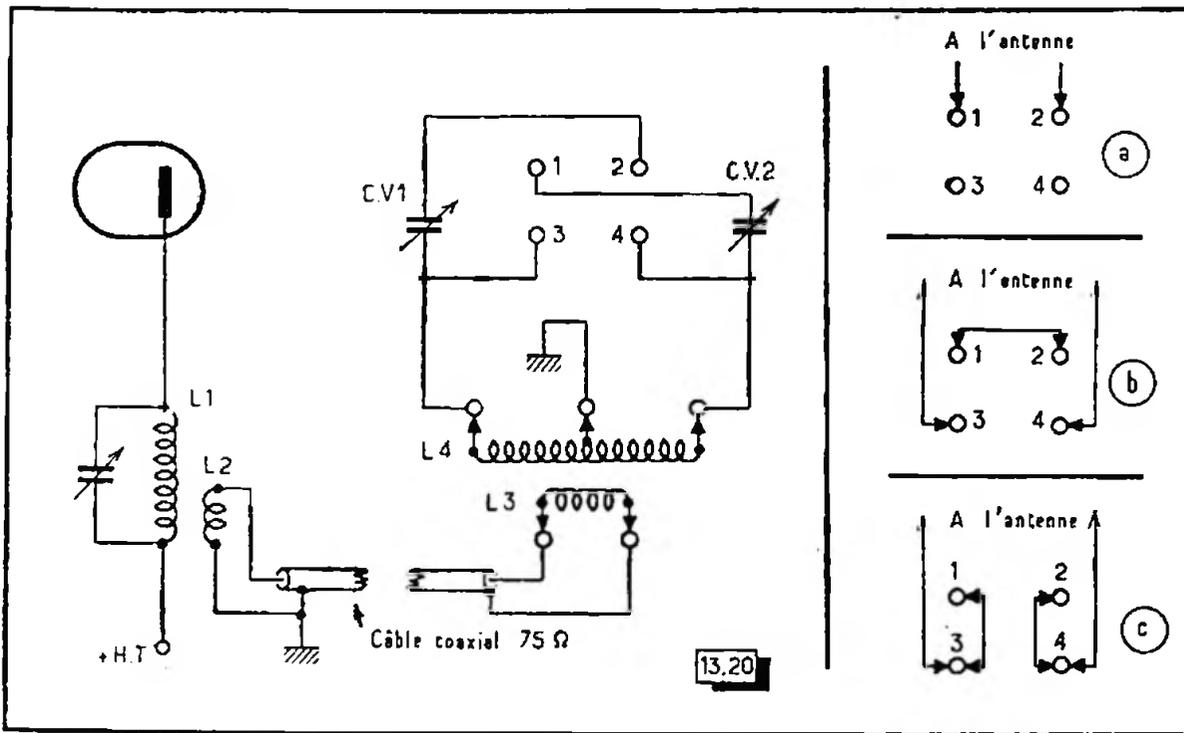


Fig. 13-20. — Schéma d'un coupleur d'antenne pour lignes A ONDES STATIONNAIRES. Selon les bandes exploitées, les condensateurs CV₁ et CV₂ pourront être chacun de 100 à 250 ou 300 pF. Un système à quatre douilles autorise divers modes d'accord: a) en série; b) en parallèle, avec une faible valeur de capacité, CV₁ et CV₂ étant en série; c) en parallèle, avec une capacité plus grande, CV₁ et CV₂ étant en parallèle. Les bobines sont celles dont les caractéristiques ont été définies au chapitre 7.

En général, on la fait vibrer selon le mode *quart d'onde* ($\lambda/4$), que représente la figure 13-21. D'autres répartitions d'ondes stationnaires seraient possibles selon les *multiples impairs* de $\lambda/4$ (fig. 13-22), mais la hauteur de l'antenne s'en trouverait notablement augmentée, au point d'en rendre la réalisation pratique impossible.

Un moyen d'accroître artificiellement la hauteur de ce genre d'antennes est d'en terminer la partie verticale par un développement horizontal. La figure 13-23 montre que pour une telle «antenne en T», la courbe de l'intensité s'établit comme si la hauteur était B T.

Revenant à la figure 13-21, nous ferons les remarques suivantes :

a) Cette antenne vibre toujours avec un nœud d'intensité (et ventre de tension) en son sommet, tandis que l'on trouve un ventre d'intensité (et nœud de tension) à son point de contact avec la terre. Cela ne laisse place qu'à ceux des autres modes de vibration remplissant les deux mêmes conditions, c'est-à-dire aux seuls multiples *impairs* de $\lambda/4$;

b) L'antenne doit trouver son image électrique dans le sol, et cette condition n'a chance d'être satisfaite que si ce dernier est bon conducteur. Aussi, ce type d'antenne fonctionnera mal au-dessus d'un sol sec (sablonneux, rocheux), à moins d'établir une terre artificielle en enterrant du grillage métallique autour de l'antenne ou en tendant, au-dessus du sol, un réseau de fils (que l'on nomme contrepoids). Dans les deux cas, il faut garnir une surface dont le rayon est de l'ordre de $\lambda/4$ à $\lambda/2$;

c) L'antenne ne peut être excitée correctement qu'au niveau du nœud de tension, situé lui-même à sa base (fig. 13-21). Aussi le fonctionnement ne sera-t-il correct que si l'émetteur se trouve tout près du sol. Situé plus haut, sa masse serait soumise à des tensions H.F. capables de provoquer de multiples phénomènes anormaux (instabilités diverses, retours de H.F. dans le modulateur, avec amorçages de hurlements en téléphonie, picotements aux doigts en touchant les panneaux métalliques, etc.);

d) L'antenne rayonne depuis le sol, ce qui exclut son usage dans tous les cas où elle n'est pas entièrement dégagée, autrement dit si elle doit accomplir un certain trajet à l'intérieur d'un immeuble;

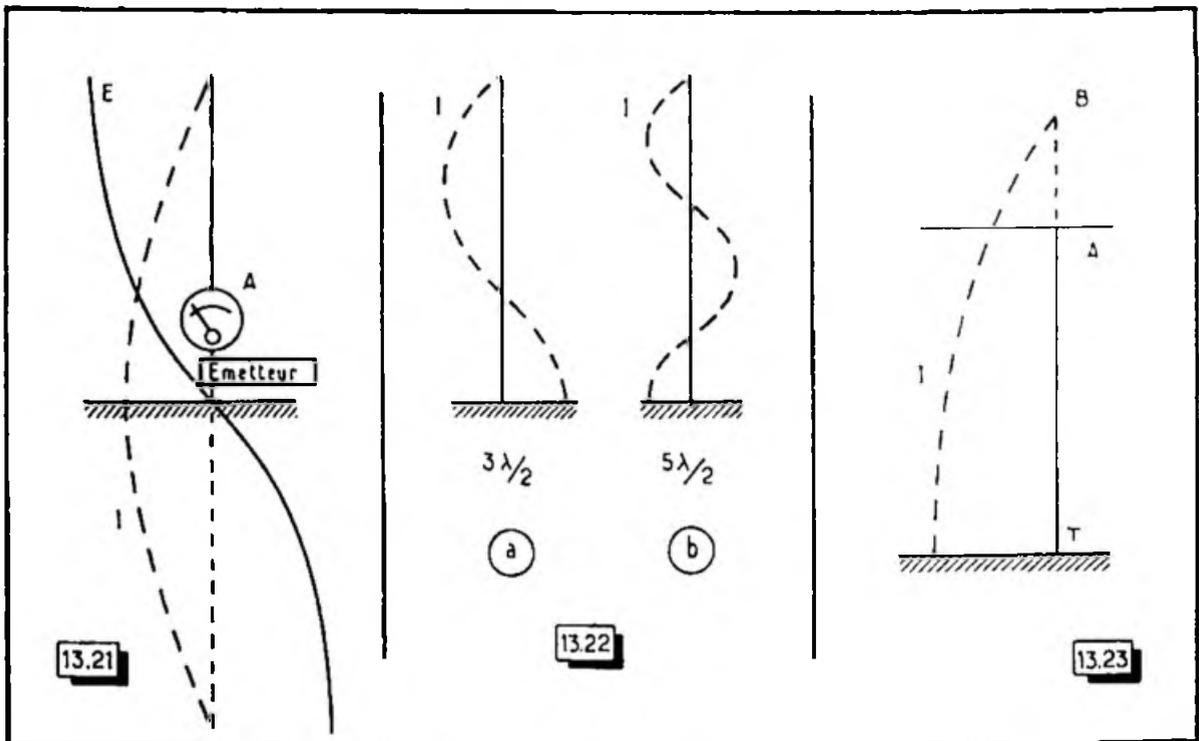


Fig. 13-21. — L'antenne Marconi dans sa vibration en quart d'onde. Le sol, au-dessous d'elle, doit être très bon conducteur afin de lui donner une « image électrique » satisfaisante.

Fig. 13-22. — Les modes de vibration selon un nombre IMPAIR de quarts d'onde, sont seuls possibles avec l'antenne Marconi.

Fig. 13-23. — L'adjonction d'un développement conducteur au sommet de l'antenne (antenne « en T ») procure un accroissement artificiel de la hauteur de celle-ci.

e) L'impédance à la base de l'antenne, à la fréquence de résonance (les termes réactifs étant ainsi annulés, et seule demeurant une impédance purement résistive), est de l'ordre de 36 ohms.

L'association de l'antenne à l'émetteur se trouvera réalisée dans des conditions saines, soit selon la figure 13-15a, où l'on fera varier le *couplage direct* en déplaçant la prise P sur la bobine, soit encore à l'aide du « coupleur en pi » de la figure 13-18 (ou encore du « circuit en pi » de la figure 13-19, si l'on admet les pertes dues au mode d'alimentation en parallèle).

Cette dernière solution est celle que l'on adopte généralement pour les émetteurs mobiles (montés sur voiture, entre autres), équipés d'une antenne verticale (antenne « fouet »). L'ensemble opérant, en général, hors des agglomérations ou loin des obstacles immédiats, la question du dégagement de l'antenne ne se pose plus.

Un ampèremètre H.F. sera valablement inséré en A (fig. 13-21), au départ de l'antenne et l'on en recherchera, évidemment, la déviation maximum ;

f) Au point de vue de la *directivité*, on conçoit sans peine que l'antenne verticale n'en présente aucune, dans le plan horizontal.

L'antenne « ground plane »

L'antenne « ground plane » est une sorte d'antenne verticale quart d'onde accompagnée de son « sol artificiel ». Cela permet de l'élever au-dessus des obstacles environnants, afin que ceux-ci n'absorbent pas l'énergie H.F. rayonnée, tout en profitant d'un rayonnement se situant peu au-dessus de l'horizontale, ce qui favorise à la fois les liaisons à courte distance, ainsi que le trafic en DX.

La figure 13-24 en schématise la réalisation. On y voit l'élément quart d'onde vertical et un groupe de quatre conducteurs horizontaux ($\lambda/4$), formant le sol artificiel. La longueur réelle de ces divers brins $\lambda/4$ peut être calculée par la formule :

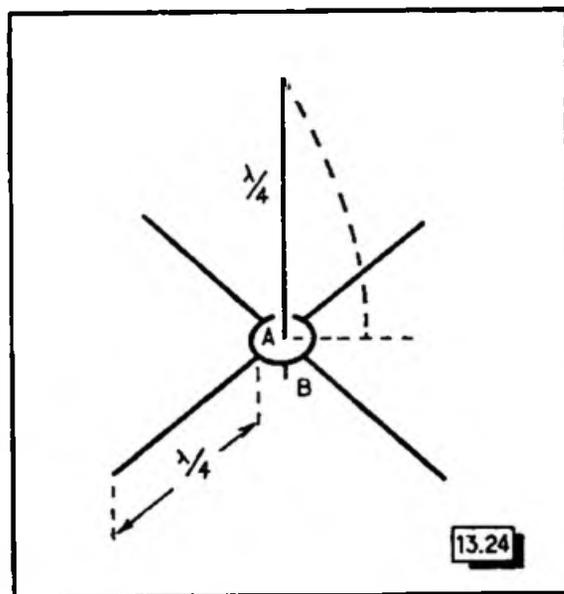
$$L(\text{mètres}) = 71/F(\text{MHz})$$

Cette antenne est alimentée entre les points A (base du brin vertical) et B (jonction des brins horizontaux), où l'impédance est de l'ordre de 36 ohms, comme pour une antenne Marconi.

Nous n'avons aucune peine à reconnaître qu'il s'agit d'un système *asymétrique* ; mais l'impédance de 36 ohms va poser quelques petits problèmes d'adaptation, auxquels nous pourrions faire face selon l'un des procédés suivants :

a) Abaisser au-dessous de l'horizontale les quatre brins inférieurs, jusqu'au moment où l'impédance d'antenne remonte vers 52 ohms, ainsi que nous le verrons au chapitre suivant (mesures à l'aide de l'impédancemètre). L'adaptation est alors correcte avec un câble coaxial 52 ohms (asymétrique). L'autre extrémité de ce dernier est associée à l'émetteur selon l'une des figures 13-14c, 13-15c, 13-18 ou 13-19 ;

Fig. 13-24. — Principe de l'antenne « ground-plane ».



b) Connecter entre les points A et B de l'antenne ($Z = 36$ ohms) et un classique câble coaxial 75 ohms, une *section d'adaptation quart d'onde* (ou *transformateur quart d'onde*). Au prochain chapitre, nous verrons (« Ajustement des transformateurs quart d'onde à l'aide de l'impédancemètre d'antenne »), comment de tels ensembles doivent être réglés (pour leur longueur et pour leur impédance caractéristique). Mais, l'antenne « ground plane », *asymétrique*, admettant ici un transformateur quart d'onde *lui-même asymétrique*, celui-ci serait réalisable sous forme d'une *ligne coaxiale en gros tubes*. Si l'impédancemètre

offre le contrôle par la mesure, nous verrons encore au prochain chapitre (« Calculs à la règle ») comment sont aisément calculables les diamètres des conducteurs d'une telle ligne coaxiale.

D'autre part, nous avons traité, au début de ce chapitre, des propriétés de la ligne quart d'onde utilisée en transformateur d'impédance et nous savons que $Z_0^2 = Z_1 Z_2$. Les impédances à adapter étant ici de 36 et 75 ohms, l'impédance caractéristique Z_0 de la section coaxiale $\lambda/4$, devrait être de $\sqrt{36 \times 75} = 52$ ohms.

Un morceau de câble coaxial 52 ohms serait également utilisable, à condition de l'ajuster à $\lambda/4$, ainsi que la méthode en sera exposée à propos de l'impédancemètre d'antenne (car il faut tenir compte du *facteur de vitesse* du câble).

Les méthodes de couplage de la ligne de transmission 75 ohms à l'émetteur demeureront les mêmes que dans le précédent cas.

L'impédancemètre sert, en outre, au contrôle de la fréquence de résonance (et au réglage éventuel de la longueur) de l'élément vertical $\lambda/4$.

Du côté pratique, il est évident que l'antenne « ground plane » forme un assemblage mécanique aux dimensions risquant de devenir gênantes lorsque la fréquence s'abaisse. Aussi, cette forme d'antenne est-elle surtout réservée aux fréquences supérieures à 14 MHz. En V.H.F. elle sera une excellente antenne omnidirectionnelle rayonnant surtout au voisinage du plan horizontal.

L'antenne « long fil » (« long wire »)

Ainsi que son nom l'indique, cette antenne est un *long fil* horizontal (ou sensiblement tel), dont l'une des extrémités est reliée à l'émetteur.

Souvent, ces antennes sont établies un peu au hasard... et couplées à l'émetteur par un simple branchement direct (fig. 13-15a). Souvent aussi, on ajoute quelques mètres de fil quand le fonctionnement ne semble pas correct...

Ces antennes sont parfois intéressantes par le fait que leur longueur relativement étendue permet d'y « placer » un nombre de demi-ondes assez élevé, cela déterminant l'apparition de lobes de rayonnement plutôt étroits, où se concentre l'énergie H.F. émise. (Encore faut-il que les lobes ainsi déterminés correspondent à des directions intéressantes.)

Dans ces conditions, l'antenne « long fil » fonctionne à la manière des antennes Marconi, avec toutes les sujétions que cela entraîne : nécessité d'un sol très bon conducteur au-dessous de l'antenne, nécessité de situer l'émetteur *près du sol*, si l'on ne veut pas souffrir des inconvénients d'une mise sous tension H.F. de ses châssis au cas où, de par la longueur du fil de terre, une répartition d'ondes stationnaires les placerait en un ventre de tension.

La solution rationnelle au problème de l'alimentation de cette antenne serait celle d'une ligne accordée, branchée en extrémité, tout comme pour l'antenne Zeppelin que nous étudierons plus loin.

La longueur du brin rayonnant L serait alors calculée pour un nombre entier N de demi-ondes. Toutefois, en raison de l'« effet d'extrémités » (présence des isolateurs terminaux) ne s'exerçant qu'à chaque bout de l'antenne, la longueur réelle serait déterminée par la formule :

$$L_{(\text{mètres})} = \frac{150 (N - 0,05)}{F (\text{MHz})}$$

L'antenne demi-onde

En raison de son caractère *matériel*, un fil tendu horizontalement au-dessus du sol vibrera sur une onde légèrement plus grande que le double de sa longueur. C'est

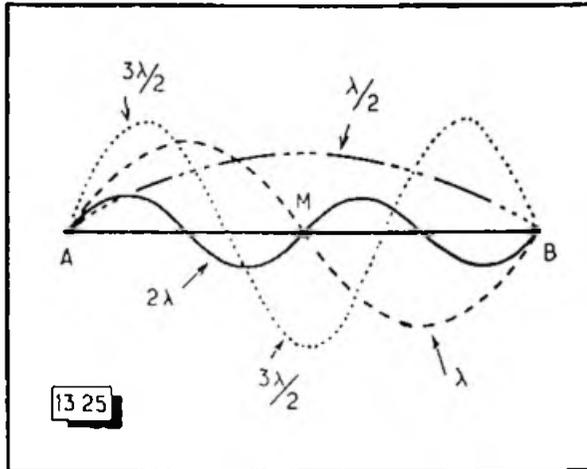
pourquoi la longueur L de la classique antenne $\lambda/2$ (fig. 13-9), sera donnée par la formule :

$$L(\text{mètres}) = 143/F(\text{MHz})$$

Cette formule est également valable pour les lignes de transmission à ondes stationnaires, dont les fils sont espacés de 10 à 15 cm.

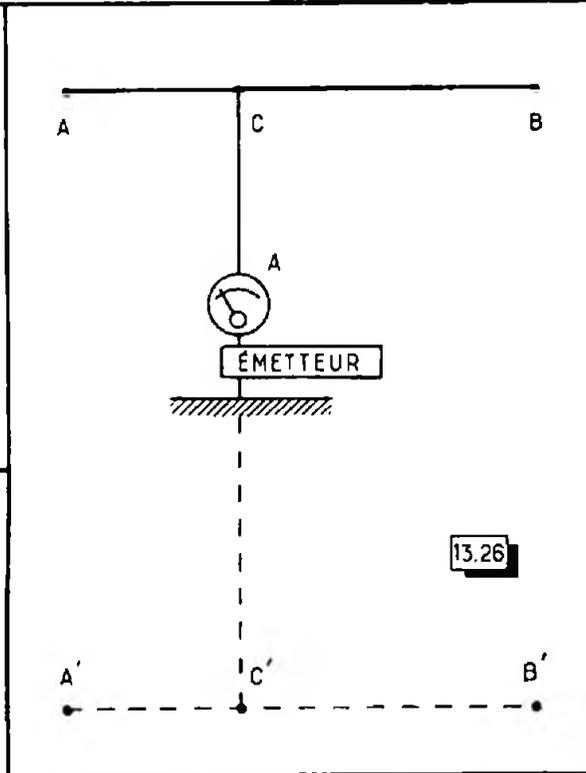
L'antenne demi-onde forme la base de divers systèmes rayonnants, ne différant que par leur mode d'alimentation en H.F.

La vibration en $\lambda/2$ n'est pas la seule qui lui soit possible. Toutes les répartitions d'ondes auxquelles correspondent deux nœuds d'intensité respectivement situés à chacune des extrémités du fil, y sont viables : $\lambda/2$, $2\lambda/2$ (ou λ , onde entière), $3\lambda/2$, $4\lambda/2$, etc. (fig. 13-26).



13 25

Fig. 13-25. — L'antenne demi-onde peut également vibrer en $2\lambda/2$, (c'est-à-dire en onde entière), en $3\lambda/2$, en $4\lambda/2$, (ou 2λ), etc.



13.26

Fig. 13-26. — Principe de l'antenne Hertz-Windom. La prise C doit être établie au tiers de A B.

Cependant, le procédé d'alimentation en H.F. de l'antenne peut se montrer incompatible avec certains de ces modes de répartition, ainsi que nous allons le voir pour l'antenne Hertz-Windom.

L'antenne Hertz-Windom

Cette antenne comprend un brin rayonnant demi-onde alimenté par l'intermédiaire d'un feeder monofilaire branché *en son tiers*, afin d'obtenir le meilleur comportement sur plusieurs bandes (fig. 13-26).

Une image électrique de l'antenne se forme dans le sol, et celui-ci doit être *bon conducteur* pour que des anomalies de fonctionnement ne se manifestent pas.

En principe, le feeder travaille en ondes progressives, avec une impédance caractéristique de l'ordre de 600 ohms ; il doit s'écarter du brin rayonnant en formant, autant que possible, un angle droit avec lui, et cela sur une longueur au moins égale à $\lambda/4$. L'impédance présentée par le brin rayonnant au tiers de sa longueur est, théoriquement, de l'ordre de 600 ohms.

Mais, en réalité, on ne peut jamais éviter la présence d'ondes stationnaires sur le feeder *asymétrique*, dont le couplage à l'émetteur s'opère le plus souvent *directement* selon la figure 13-15a ou bien à partir de l'un des schémas 13-18 ou 13-19.

Ainsi qu'on le verra au chapitre suivant (« Les utilisations des « grid-dip »), les mesures effectuées sur cette antenne dévoilent ses résonances multiples, y compris celles en « antenne en T », et, comme l'on monte généralement un ampèremètre H.F. au point A de la figure 13-26, la déviation la plus spectaculaire de son aiguille sera généralement recherchée lors des réglages des condensateurs variables du « circuit en pi ».

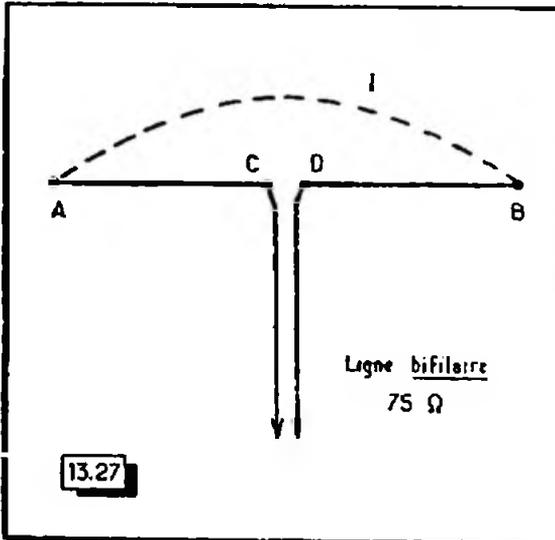


Fig. 13-27. — Antenne demi-onde alimentée par ligne bifilaire 75 ohms. Cette antenne ne peut vibrer qu'en demi-onde.

Supposons que le comportement de l'ensemble soit correct, l'impédance du feeder travaillant réellement en ondes progressives étant de 600 ohms, et qu'une puissance de 30 watts H.F. soit transmise à l'antenne. L'intensité H.F. dans le feeder sera : $I = \sqrt{W/Z} = \sqrt{30/600} = 0,22$ A environ.

Mais, en tournant les dits condensateurs variables, on trouvera bien, sans s'en rendre compte, le moyen de déterminer *un mode de travail de l'ensemble en « antenne en T »*. L'impédance à la base passant, de ce fait, à 36 ohms environ, on aura pour la même puissance H.F. : $I = \sqrt{30/36} = 0,91$ A environ, et la préférence sera donnée instinctivement à ce comportement, puisqu'il est plus agréable de voir l'aiguille de l'ampèremètre H.F. dévier à 0,9 plutôt qu'à 0,2 ampère !

Ainsi, l'ensemble rayonnera depuis la sortie de l'émetteur. Si le feeder est dégagé, tant mieux (et cela modifiera parfois la directivité de l'aérien) ; s'il ne l'est pas, l'énergie H.F., quittant l'antenne dans sa partie encaissée, sera irrémédiablement perdue !

Au point de vue du fonctionnement multibande, la figure 13-25 montre que le point C (tiers de A B), correspond aussi au tiers (à partir de M) d'une demi-période de la sinusoïde représentant la vibration en λ (et l'on vérifierait le même fait pour $4\lambda/2$, c'est-à-dire 2λ). Mais à l'égard de la répartition $3\lambda/2$, on constate que le feeder se trouve connecté au brin rayonnant *en un nœud d'intensité, de sorte que nul fonctionnement n'y est possible.* En d'autres termes, si l'antenne est taillée en $\lambda/2$ pour la bande 7 MHz, elle sera utilisable sur celles de 14 et 28 MHz, mais non sur 21 MHz.

Le QRM BCL

L'un des devoirs de tout amateur-émetteur est de ne pas apporter de gêne aux réceptions de radiodiffusion, chez les auditeurs voisins.

Or, toutes les antennes faisant intervenir une prise de terre dans le trajet des courants H.F. ont souvent la propriété de disperser ces derniers (par la terre, par les canalisations...) aux alentours de la station, et d'y provoquer de nombreux cas de brouillages.

Les antennes du type Marconi, en T, long fil avec couplage direct à la bobine du circuit final de l'émetteur, Hertz-Windom, entraînent donc fréquemment l'apparition de cet ennui.

C'est pourquoi l'on aura intérêt à donner d'emblée la préférence à un autre système d'antenne *ne comprenant pas de prise de terre dans la distribution des courants H.F.*

L'antenne demi-onde alimentée par feeder à ondes progressives

Lorsqu'une antenne demi-onde est coupée en son milieu (fig. 13-27), il apparaît, entre ses points C et D, une impédance (purement résistive, puisque par hypothèse, l'accord en $\lambda/2$ est réalisé), égale à 72 ohms. (Cette valeur varie quelque peu selon la hauteur de l'antenne au-dessus du sol.)

Une adaptation correcte aura lieu en connectant aux points C et D, une ligne *bifilaire* 75 ohms (cet article existe dans le commerce).

Par contre, l'antenne étant *symétrique*, on ferait une erreur en connectant, en C D, un câble coaxial 75 ohms, lequel est *asymétrique*.

Du côté de l'émetteur, la ligne *bifilaire* serait à brancher à l'une des bobines de couplage des figures 13-14b ou 13-15b, afin que la *symétrie* demeure, et l'on essaierait pour ces bobines, 2, 3, 4 tours de fil, de manière à charger correctement l'étage final.

D'autres procédés d'alimentation par ligne à ondes progressives d'une antenne demi-onde existent, telle « l'adaptation en T » de la figure 13-28, mais nous ne nous étendrons pas sur eux, car ils ne permettent eux aussi à l'antenne qu'un unique mode de vibration en demi-onde, alors que tout amateur-émetteur en souhaite, à juste raison, le fonctionnement multibande.

Ce ne sera qu'à titre documentaire, et pour confirmer les principes d'adaptation entre éléments symétriques et asymétriques, que nous envisagerons le cas de l'emploi, avec une antenne demi-onde, d'une ligne faite en câble coaxial 75 ohms. Le branchement selon la figure 13-27 ne serait pas convenable et il faudrait pratiquer une adaptation dite « en gamma » (fig. 13-29), laquelle n'est, au fond, qu'une moitié du « T » de la figure 13-28. La recherche de la position de la prise P, ainsi que le réglage d'un éventuel condensateur variable CV, destiné à l'annulation d'une composante réactive (fig. 13-29b), sont à pratiquer expérimentalement, en essayant d'annuler l'énergie H.F. réfléchiée dans la ligne. Nous en trouverons le moyen au chapitre suivant, en étudiant l'impédancemètre.

A l'émetteur, la ligne coaxiale ne peut aboutir qu'à un dispositif de couplage *asymétrique* (fig. 13-14c, 13-15c, 13-18 ou 13-19), mais il faut bien se pénétrer de cette vérité que le « circuit en pi » n'apporte que l'adaptation du circuit de sortie de l'émetteur

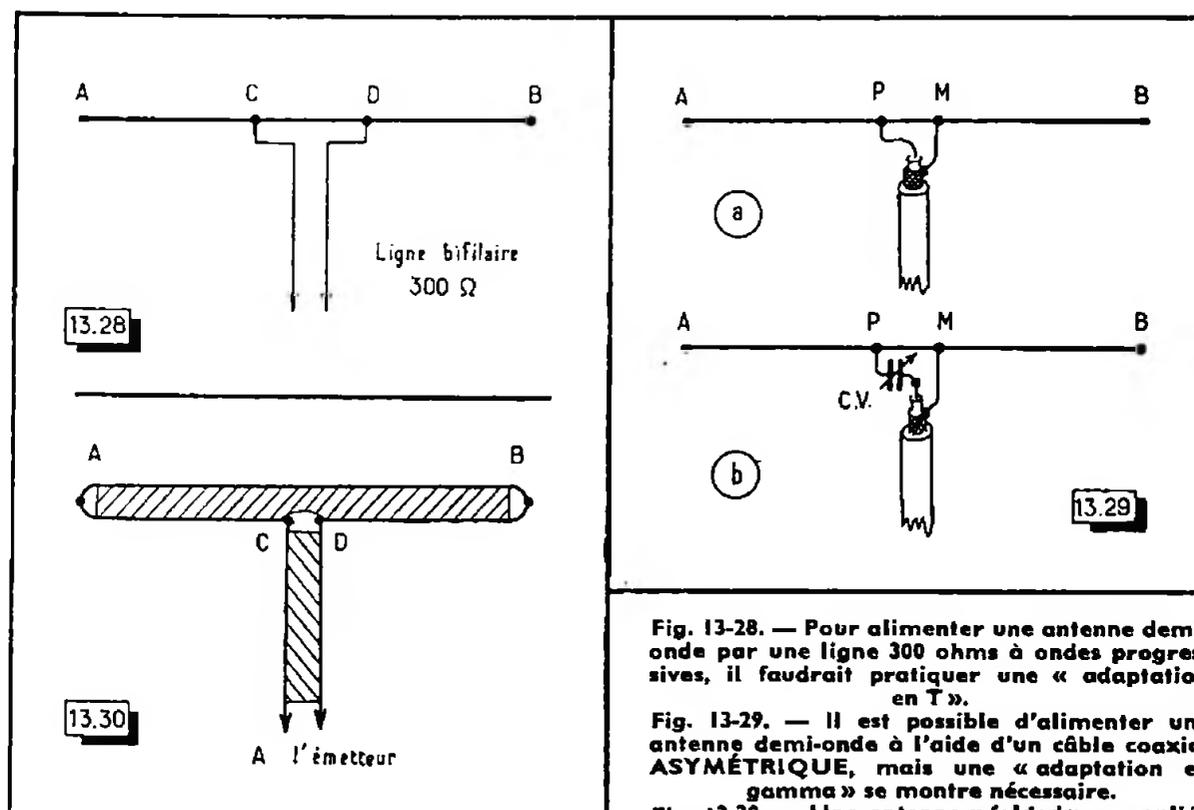


Fig. 13-28. — Pour alimenter une antenne demi-onde par une ligne 300 ohms à ondes progressives, il faudrait pratiquer une « adaptation en T ».

Fig. 13-29. — Il est possible d'alimenter une antenne demi-onde à l'aide d'un câble coaxial ASYMÉTRIQUE, mais une « adaptation en gamma » se montre nécessaire.

Fig. 13-30. — Une antenne « folded » ou repliée est aisément réalisable en utilisant du feeder plat 300 ohms.

à l'impédance caractéristique de la ligne, sans jamais corriger les conséquences d'une mauvaise adaptation de la ligne à l'antenne ou d'une mauvaise liaison (asymétrique-symétrique) au niveau de celle-ci.

L'antenne « folded » ou repliée

Cette antenne est encore désignée sous le nom de « trombone » quand elle est faite (principalement pour les V.H.F.) d'un tube métallique recourbé sur lui-même.

Mais si, pour les bandes de 3,5 à 28 MHz, elle a pour elle l'avantage d'une réalisation facile, l'inconvénient de la limitation au travail *monobande* demeure.

En effet, cette réalisation est commode, en usant de *feeder plat* 300 ohms, dit « twin lead ». Il suffit de tailler une partie A B pour un régime de vibration en $\lambda/2$ (fig. 13-30), de court-circuiter les deux conducteurs aux extrémités A et B, d'ouvrir l'un d'eux au milieu de A B sous forme d'une coupure C D où l'on connecte la ligne d'alimentation, elle-même faite en *feeder plat* 300 ohms, puisque l'impédance de l'antenne (à la résonance) est égale à cette valeur, entre les points C et D.

La méthode de réglage d'une telle antenne est décrite au chapitre suivant, parmi les données d'utilisation de l'impédancemètre, et il est sage de s'y conformer. En effet, avec ce genre de câble intervient un « facteur de vitesse » et, pour vibrer en $\lambda/2$, la partie A B doit subir un raccourcissement assez notable par rapport à une antenne demi-onde ordinaire. A titre documentaire, *sans que cela dispense de la mesure, pour une mise au point sérieuse*, nous indiquerons que la partie A B de la figure 13-30 se tient, en moyenne, vers 19,20 m pour la bande 7 MHz, et 9,60 m pour celle de 14 MHz.

La résonance de l'antenne repliée n'est pas très pointue et un bon fonctionnement peut être escompté sur la totalité de la bande amateurs, pour laquelle l'accord a été pratiqué.

Les modes de couplage possibles sont ceux des ensembles *symétriques*, avec alimentation par ligne à ondes progressives, c'est-à-dire ceux des figures 13-14*b* ou 13-15*b*.

Ne faisant pas intervenir de prise de terre dans le « trajet H.F. » les risques de cette antenne à l'égard du « QRM BCL » seront minimes.

Les antennes multibande

En raison des difficultés pratiques intervenant le plus souvent pour l'installation de l'antenne d'émission, les amateurs-émetteurs souhaitent faire travailler sur toutes les bandes autorisées, entre 3,5 et 28 MHz, celle qu'ils ont pu monter.

Seules, deux antennes seront réellement capables de satisfaire à cette condition : l'antenne Zeppelin et l'antenne Lévy, la seconde présentant une souplesse d'adaptation encore supérieure à la première.

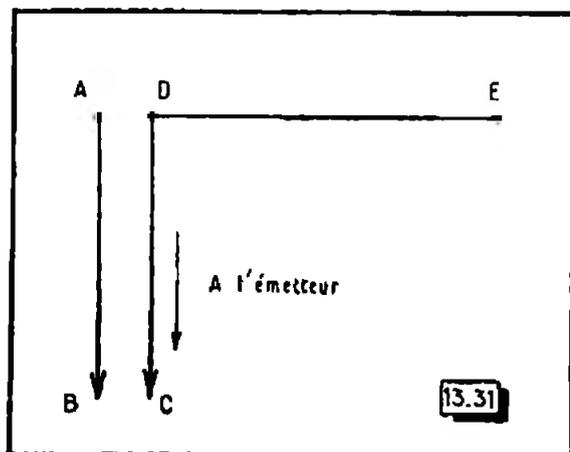


Fig. 13-31. — L'antenne Zeppelin est alimentée en extrémité, par l'intermédiaire d'une ligne symétrique où deux nœuds d'intensité doivent exister en A et D.

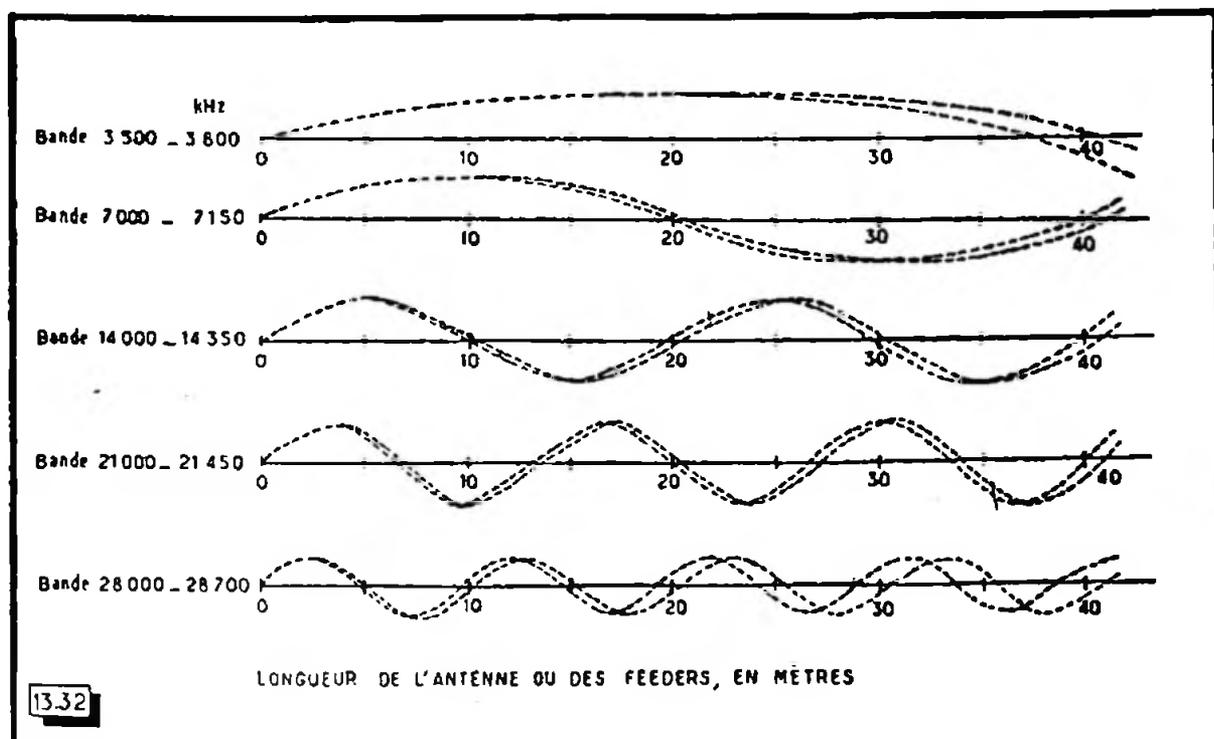


Fig. 13-32. — Graphiques montrant la répartition des ondes stationnaires pour les bandes amateurs de 3,5 à 28 MHz, à partir d'une origine O où siège un nœud d'intensité. La longueur du fil (antenne ou feeders) est celle RÉELLEMENT MESURÉE, les graphiques ayant subi la correction $L = 143/F$.

Toutes deux font usage d'une ligne de transmission *symétrique et accordée*. Elles ne seront donc pas sujettes à provoquer des perturbations chez les auditeurs voisins.

Bien que ces deux antennes paraissent peu différentes l'une de l'autre, la technique de leur établissement n'est pas la même, ainsi que nous allons le voir.

L'antenne Zeppelin

Certaines nécessités d'installation obligent parfois à alimenter l'antenne *par l'une de ses extrémités*, et l'on en vient à l'antenne Zeppelin. Les caractéristiques de fonctionnement de celle-ci sont les suivantes :

a) L'ensemble comprend *un brin rayonnant D E* (fig. 13-31) et *une ligne accordée A B, D C*. La longueur L de la partie $D E$ est calculable par la formule $L(\text{mètres}), = 143/F(\text{MHz})$, pour la plus basse des bandes de fréquences à couvrir, et comme *il devra toujours se trouver un nœud d'intensité à chaque extrémité*, tous les régimes d'ondes stationnaires *multiples de $\lambda/2$* s'y inscriront exactement (ainsi qu'on le voit sur la figure 13-25).

b) En ce qui concerne la ligne accordée, *deux nœuds d'intensité siègeront obligatoirement aux points A et D*. Aussi, tenant compte de la correction apportée par la formule précédente, le graphique de la figure 13-32 précise, selon la longueur *réellement mesurée* pour le feeder $A B$ (égale à celle de $D C$), ce qui, en matière d'ondes stationnaires, apparaîtra aux points $B C$, pour chacune des bandes. (Les courbes voisines, en pointillé, correspondent aux fréquences extrêmes de chaque bande.)

On détermine ainsi qu'une antenne, devant vibrer en $\lambda/2$ sur la bande 3,5 MHz, doit avoir une longueur comprise entre 37,70 m et 40,90 m, ou plutôt entre 40 m et 40,90 m, si l'on veut ne pas la défavoriser à l'égard des autres bandes. De même, si la

longueur A B des feeders est de 20 m, on trouve en B un ventre d'intensité sur 3,5 MHz et un nœud sur toutes les autres bandes ;

c) L'existence d'un ventre d'intensité aux points B et C requiert leur branchement à un circuit de couplage accordé en série (fig. 13-33a). Par contre, en présence d'un nœud d'intensité, leur connexion à un système d'accord en parallèle (fig. 13-33b) s'impose.

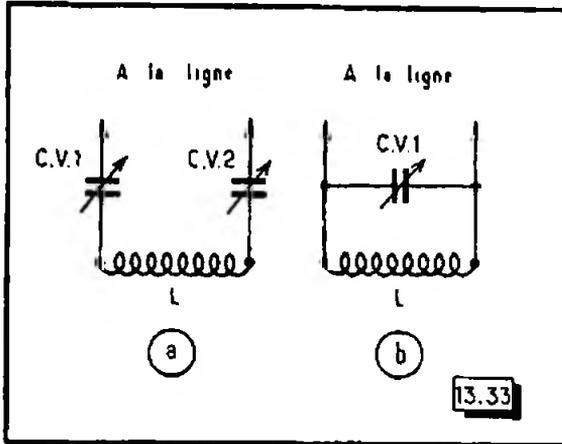


Fig. 13-33. — Couplage de lignes avec accord en série (a) et en parallèle (b). Les condensateurs CV_1 et CV_2 auront, en général, une capacité de 250 à 300 pF. Dans le cas de l'accord en parallèle (b), il sera avantageux de choisir L de manière à n'utiliser qu'un minimum de capacité.

Le couplage de la bobine L, si l'on ne lui donne pas une très grande longueur, peut être opéré par introduction dans l'espace médian de la bobine L_1 de la figure 13-14 ou par présentation *en bout* (côté « froid ») de L_1 de la figure 13-15. Commencé avec un couplage moyen (et le circuit de plaque P.A. étant supposé préalablement accordé), on tourne le ou, simultanément, les condensateurs d'accord d'antenne, jusqu'au moment où la résonance de la ligne entraîne un maximum d'intensité plaque P.A. Puis, le couplage entre bobines est ajusté de manière que l'émetteur fonctionne à la puissance prévue.

Un simple panneau de couplage placé à la partie supérieure de l'émetteur et muni seulement de deux condensateurs variables auxquels on branche la bobine et les feeders au moyen de fils souples terminés par des pinces crocodile, offre toutes les facilités désirables.

Bien entendu, on isole du panneau métallique et l'on commande, par prolongateurs d'axes isolants, les deux condensateurs variables, pour lesquels des modèles de 200 à 300 pF, à interlame prévu pour 1000 volts, conviennent bien (National TMS 250 ou 300 B, par exemple).

Par ailleurs, le coupleur de la figure 13-20 reste parfaitement recommandable si l'on préfère l'installer hors de l'émetteur.

d) Certaines longueurs du feeder A B sont susceptibles de ne pas permettre une répartition *entière de quarts d'onde*. Après d'un nœud d'intensité (ce cas étant plus critique que le suivant), on garderait l'accord en parallèle, celui-ci étant réalisé avec des valeurs de L et CV_1 de même ordre que celles présentées par les mêmes organes, au circuit de plaque P.A. de l'émetteur. Aux alentours d'un ventre d'intensité, le mode d'accord en série serait choisi, mais l'on peut se trouver obligé de compenser une longueur insuffisante des feeders, par une bobine plus forte. En pratique, divers nombres de tours croissants seraient essayés, jusqu'au moment où l'on trouverait un accord en manœuvrant simultanément CV_1 et CV_2 . Dans certaines circonstances, il ne faudrait pas s'étonner de devoir donner, à cette bobine, un nombre de tours en apparence anormalement élevé.

e) La répartition d'ondes stationnaires, que nous avons précédemment définie, n'est valable, en réalité, que pour les seules fréquences d'accord de l'antenne plaçant un nœud d'intensité au point D. Sur les bandes amateurs les plus larges (et notamment sur celle des 28 MHz pour laquelle d'assez nombreuses $\lambda/2$ viendront s'inscrire au long de tout l'ensemble A B C D E), il se peut que, hors de cette fréquence d'accord, le nœud d'intensité devant se situer en D, se « promène » quelque peu à côté de ce point, soit sur le feeder, soit sur l'antenne. Un nœud d'intensité demeurant forcément au point A,

il résulte de cette situation un déséquilibre entre les deux feeders, c'est-à-dire *une annulation incomplète* du rayonnement de la ligne. Mais, quoique présent, ce défaut est quand même bien compensé par le bénéfice que procure *l'accord, toujours réalisable à partir de l'émetteur*, de ce système d'antenne.

L'antenne « en J »

Nous citerons au passage une forme d'antenne verticale pour laquelle tout ce que nous avons dit à propos de l'antenne Zeppelin demeure valable, ainsi que l'on peut s'en rendre compte par l'examen de la figure 13-34.

La seule difficulté pratique est susceptible de résider dans l'érection à la verticale de la partie $\lambda/2$, D E. D'autre part, il est évident que la partie formant ligne de transmission A B et D C peut recevoir *n'importe quelle orientation par rapport à D E* pour gagner la station.

De par sa disposition verticale, cette antenne se montre favorable à la fois au trafic à courte distance et en D X, son rayonnement maximum se situant peu au-dessus de l'horizontale.

L'antenne Lévy

L'antenne Lévy (fig. 13-35), se compose d'une *partie rayonnante* A B, E F, et d'une *ligne de transmission* (non rayonnante) *vibrant en ondes stationnaires*, B C, E D.

Certains auteurs ont cru nécessaire d'assigner à la longueur A F, des dimensions précises en fonction de la longueur d'onde d'accord. En réalité, ce souci est parfaitement superflu.

Si l'on veut se faire une idée *vraie* du comportement d'une antenne Lévy, on imaginera une ligne à deux fils parallèles (analogue aux feeders d'une antenne Zeppelin) (fig. 13-36).

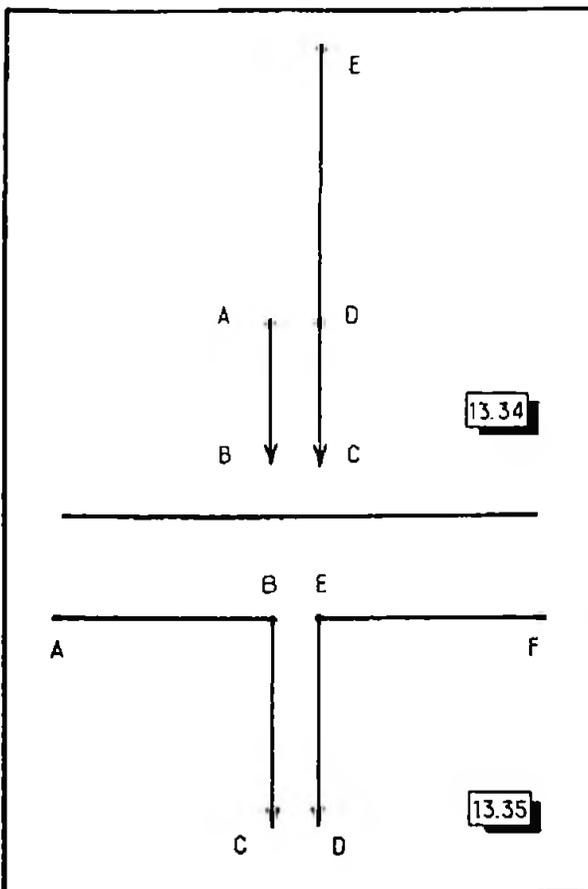
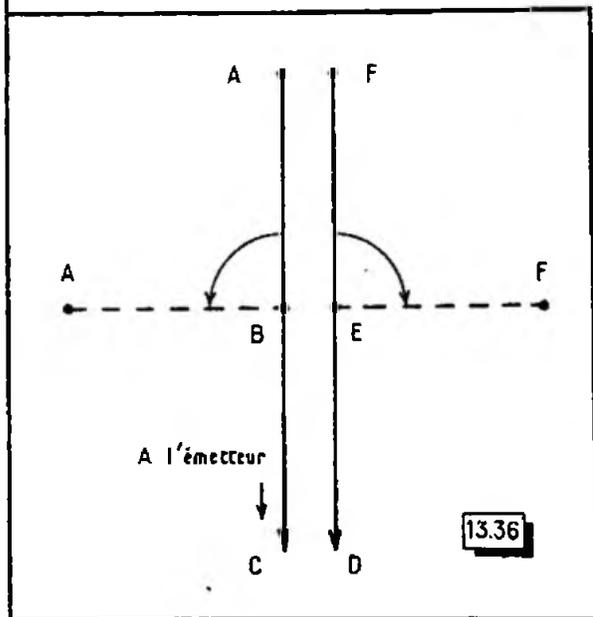


Fig. 13-34. — L'antenne « en J » n'est, au fond, qu'une forme verticale de la Zeppelin.

Fig. 13-35. — L'antenne Lévy consiste en une partie rayonnante A F ouverte en son milieu pour recevoir la ligne d'alimentation.

Fig. 13-36. — Cependant il faut la considérer comme une ligne qui ne rayonne pas, tant que ses conducteurs sont parallèles, mais qui, si l'on en ouvre une partie A F, rayonne par celle-ci, quelle que soit la position des points B et E, devant la répartition des ondes stationnaires.



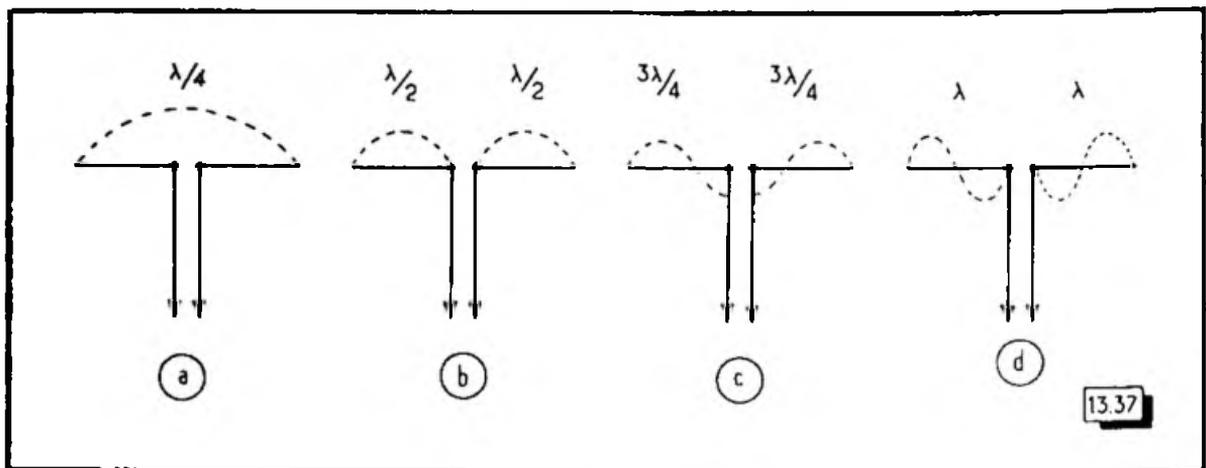


Fig. 13-37. — Une particularité de l'antenne Lévy est la suivante : alors qu'avec toutes les autres antennes, on passe de la vibration $\lambda/2$ aux modes $2\lambda/2$, $3\lambda/2$, etc., un brin rayonnant de 20 m de long travaillera successivement ici : en demi-onde sur 7 MHz (a), en DEUX $\lambda/2$ EN PHASE sur 14 MHz (b), en DEUX FOIS $3\lambda/2$ EN PHASE sur 21 MHz (c), en DEUX ONDES ENTIÈRES EN PHASE sur 28 MHz (d).

Choisissons-en les dimensions à l'aide des graphiques de la figure 13-32, afin d'y caser telle répartition d'ondes stationnaires qu'il nous plaira. Les deux fils A' C et F' D annulent mutuellement leurs effets et la ligne ne rayonne pas.

Rabattos latéralement, et en prolongement l'une de l'autre, les extrémités de la ligne, selon le tracé A B E F ; cette partie ouverte va rayonner, et cela d'autant mieux qu'elle sera plus grande.

Point n'est besoin de se soucier de ce qui se place en B et E, en matière d'ondes stationnaires, et la pratique montre que le rendement de l'ensemble ne commence à devenir déficient qu'à partir du moment où l'on fait A F plus petit que $\lambda/4$!

Des antennes où la longueur A F est étendue à $2\lambda/3$ révèlent, aux essais, de remarquables propriétés de rayonnement.

D'autre part, on notera bien que *quelles que soient les dimensions données à la partie rayonnante et à la partie ligne de transmission, les ondes stationnaires établies au long de A B C et F E D, présenteront toujours une répartition symétrique. De plus, si la fréquence de travail est changée, cette même répartition symétrique ne sera pas détruite.* Ce sont là des avantages qu'il est bon d'apprécier à leur juste valeur, car ils font de l'antenne Lévy un ensemble aux qualités incomparables pour l'amateur-émetteur.

Si la disposition des lieux autorise l'installation d'une antenne alimentée en son milieu, il suffit de tendre les deux moitiés A B et E F qui correspondent à l'espace disponible. Connaissant la longueur B C de la ligne, le report du total A B + B C sur les graphiques de la figure 13-32 permettra de savoir ce que l'on aura, en matière d'ondes stationnaires, en C D, sur chaque bande.

En jouant sur les éléments du circuit de couplage, tout régime d'ondes stationnaires désiré sera susceptible d'être logé sur l'ensemble des conducteurs. Mais, si cela procurait certaines facilités, rien n'empêcherait de modifier quelque peu la longueur des feeders afin de trouver des ventres ou nœuds d'intensité mieux caractérisés aux points C et D.

La constitution des circuits de couplage d'antenne et leur réglage sont identiques à ceux que nous avons précédemment indiqués pour l'antenne Zeppelin.

Enfin une remarque, dont l'importance se mesurera lors de l'étude de la directivité des antennes, doit être faite à propos de l'antenne Lévy. Alors que la figure 13-25 est restée valable pour toutes les autres antennes, la symétrie de l'antenne Lévy lui vaut, quand la fréquence d'excitation double, de passer de la vibration fondamentale en $\lambda/2$ (fig. 13-37a), non pas à une répartition $2\lambda/2$ (ou λ entière) (fig. 13-25), mais à $2\lambda/2$ en phase (fig. 13-37b). Elle garde ainsi le diagramme de directivité d'une antenne $\lambda/2$, mais avec ses deux lobes plus étroits et concentrant davantage d'énergie.

Les autres modes de travail sur la suite des harmoniques montrent, de même,

deux répartitions symétriques *en phase*, c'est-à-dire une semblable concentration accrue de l'énergie rayonnée dans l'axe des divers lobes. Ainsi n'oubliera-t-on pas que, par exemple, une antenne Zeppelin, de 20,40 m de long, vibrera en $\lambda/2$ sur 7 MHz, en $2 \lambda/2$ (ou onde entière) sur 14 MHz, en 2λ sur 28 MHz... tandis que le même brin rayonnant alimenté en son milieu, en Lévy, passera de $\lambda/2$, sur 7 MHz, à $2 \lambda/2$ *en phase* sur 14 MHz, 2λ (deux ondes entières) *en phase* sur 28 MHz, etc.

L'antenne Lévy tournante

Quand on ne craint pas les réalisations mécaniques, l'antenne Lévy montée dans une version tournante, à l'aide de tubes de Duralumin, fournit des performances fort avantageuses.

Tout ce qui vient d'être mentionné à propos de l'antenne Lévy classique demeure valable, et seuls en diffèrent les détails d'exécution suivants. Pour chaque moitié de la partie rayonnante, une progression décroissante des tubes, d'environ 25, 18, 10 mm de diamètre (bloqués les uns dans les autres à l'aide de manchons), permettra d'atteindre une longueur de l'ordre de 5 mètres, si l'on veut garder une solidité suffisante. L'épaisseur des divers tubes serait d'environ 1 mm. Cette longueur assure encore un rayonnement non déficient sur la bande 7 MHz.

Ce genre d'antenne présentant, ainsi que nous le verrons plus loin, des propriétés directives semblables, de part et d'autre de son axe, il est inutile que sa rotation dépasse 180° . Cela simplifie quelque peu le problème de la mise en bonne place de la ligne de transmission, celle-ci tendant à « vriller » lors de la rotation de l'antenne. Il y aura lieu de surveiller ce détail selon les conditions d'installation.

Tous les utilisateurs de cette antenne s'accordent pour reconnaître que sa rotation permet d'exploiter fort avantageusement ses propriétés directives.

Les antennes directives à éléments parasites

Si les antennes de ce genre ont l'avantage de concentrer l'énergie émise *dans un seul lobe étroit*, elles ont, par contre, l'inconvénient de ne fonctionner que sur l'unique bande pour laquelle elles ont été calculées.

La figure 13-38 indique les bases de détermination de leurs éléments. Un seul de

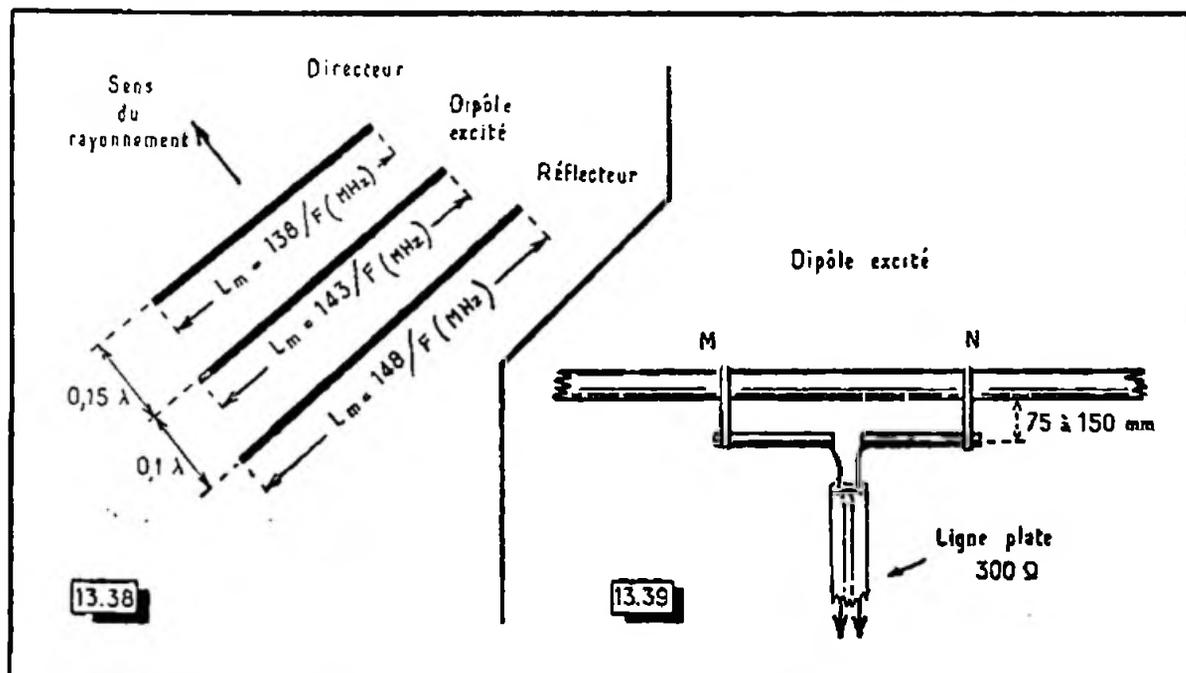


Fig. 13-38. — Calcul des éléments d'une antenne directive à trois éléments.

Fig. 13-38. — Alimentation d'une telle antenne à partir d'une ligne 300 ohms et d'un système d'« adaptation en T ».

ces derniers est excité par l'énergie H.F. apportée par la ligne de transmission, et son rayonnement met les deux autres en vibration (ce qui leur vaut cette appellation d'éléments parasites).

La mise au point est grandement facilitée par l'emploi d'un impédancemètre, ainsi qu'on le verra en étudiant les utilisations de cet instrument.

En raison de son caractère monobande, cette antenne admet l'alimentation par ligne à ondes progressives. Toutefois, le problème de l'adaptation des impédances est généralement compliqué par le fait que la présence des éléments parasites provoque un abaissement notable de l'impédance au milieu de l'élément excité, cette dernière pouvant tomber à une dizaine d'ohms.

L'antenne étant *symétrique*, il sera plus facile de l'adapter à une ligne elle-même symétrique. Plusieurs procédés conviennent, mais nous ne retiendrons que le plus facile à mettre au point, celui de l'adaptation « en T » (fig. 13-39).

Aucune mise au point sérieuse de l'ensemble ne sera faisable sans le secours d'un « grid-dip » et de l'impédancemètre d'antenne. On s'efforcera de trouver la longueur M N pour laquelle, à la fréquence de résonance, la mesure de l'impédance entre les points de branchement de la ligne indiquera 300 ohms.

Pour l'antenne à trois éléments de la figure 13-38, l'ordre de grandeur de la longueur M N, à partir duquel on commencerait les mesures, serait de :

1,80 à 2,80 m, pour 14 MHz,

1,20 à 1,85 m, pour 21 MHz,

0,90 à 1,80 m, pour 28 MHz.

La réalisation des antennes

Quelques conseils pratiques ne nous semblent pas superflus.

Pour l'isolement d'une antenne d'émission, les isolateurs *Pyrex* sont tout à fait recommandables. Cependant, pour éviter un poids inutile, le modèle de 90 mm de longueur est à préférer. On en placera *deux*, en chaîne, à chaque extrémité, et, éventuellement, *un* à la coupure médiane du brin rayonnant.

Les amarrages seront faits à l'aide de fil métallique afin de présenter une solidité durable.

En général, on n'aime pas voir s'oxyder le fil de cuivre constituant l'antenne. Il sera facile de pallier cet inconvénient en prenant du fil de cuivre *étamé*. Le choix du diamètre de ce dernier portera sur un diamètre de 2 mm si l'antenne n'est pas très longue, 2,5 ou 3 mm si elle est longue ou porte le poids d'une ligne de transmission en son milieu. Dans cette dernière circonstance, ce poids, toujours gênant, serait réduit au minimum par l'emploi d'espaceurs en *matière plastique* (ne pesant chacun qu'une dizaine de grammes, au plus), et de fil de 1,2 à 1,5 mm au maximum, pour la ligne.

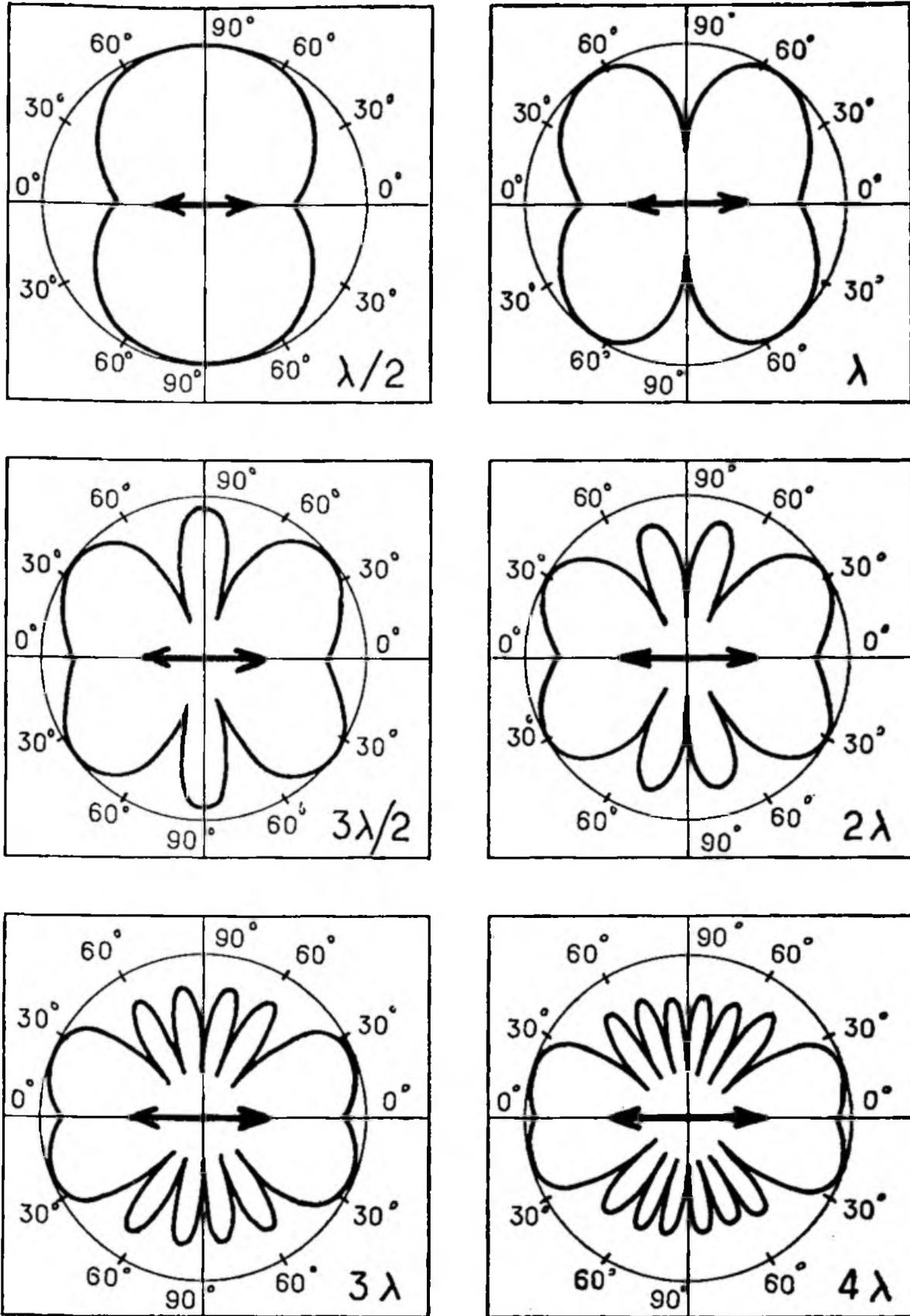
D'autre part, le fil est souvent *recuit* et, de ce fait, susceptible de *s'allonger* sous l'effet de la traction. Si l'antenne doit garder une longueur précise, mieux vaudra commencer par *la bien tendre*, à hauteur d'homme, afin de la mesurer à nouveau et de la retailler s'il en est besoin, avant de la monter à sa place définitive.

Il va sans dire que toutes les jonctions de fils, câbles, *seront soigneusement soudées*.

La directivité des antennes

Les antennes présentent une directivité variable selon leur mode de vibration, et la figure 13-40 en précise les principaux cas.

Lorsque les conditions locales le permettront, on aura toujours intérêt à choisir l'orientation la plus favorable aux directions qui correspondent aux contrées que l'on souhaite atteindre. On s'aidera pour cela de la carte azimuthale donnant, à partir de Paris, *les directions vraies* de tous les points du globe.



13.40

Fig. 13-40. — Diagrammes de rayonnement dans le plan horizontal d'une antenne horizontale selon son mode de vibration.

Ainsi que nous l'avons dit au début de ce chapitre, l'antenne est l'organe assurant le transfert de l'énergie H.F. entre l'émetteur et le « milieu de propagation ». *C'est presque uniquement de ses qualités que dépendront les performances de la station, classant celle-ci parmi les « ordinaires », ou celles « qui passent en DX ».*

Aussi, nul effort ne sera jamais dépensé en vain quand il s'agira d'améliorer l'antenne d'émission.

L'antenne de réception

Deux méthodes ont ici leurs partisans : soit la commutation de l'antenne d'émission sur le récepteur, soit l'emploi de deux antennes distinctes pour l'émission et la réception. Dans la première, on profite évidemment des qualités de gain et de directivité (surtout s'il s'agit d'une antenne tournante). Mais, pour éviter de fastidieuses commutations manuelles, il faut réaliser celles-ci au moyen d'un relais. Bien entendu, ce dernier serait d'un modèle *pour H.F.*, c'est-à-dire à contacts suffisamment espacés, afin de ne présenter qu'une faible capacité entre eux.

Si le relais est spécialement conditionné pour être commandé à partir du secteur alternatif, aucun problème ne se posera. Si, par contre, il est prévu pour être excité par un courant continu, on aura la ressource, soit de le monter en série avec une inductance de filtrage, soit de l'alimenter par l'intermédiaire d'un redresseur au sélénium, en ajoutant (en parallèle sur sa bobine) un condensateur électrochimique de 16 à 25 microfarads, dont on respectera la polarité à l'égard du courant redressé.

Dans le cas d'une antenne distincte pour la réception, on ne doit pas tomber dans la solution de facilité qui consiste à faire usage de quelque malheureux « bout de fil » tendu à l'intérieur de la station. Si l'on veut ménager un maximum de chances dans l'écoute des DX, il sera bon de monter une antenne *extérieure*, et il est permis de favoriser telle bande d'ondes désirée, en rejoignant la technique des antennes accordées pour lesquelles s'offrent :

1° L'antenne Hertz-Windom (avec descente branchée au tiers du brin accordé), dont les inconvénients signalés à l'émission n'existeront plus ici. Elle avantagera les fréquences correspondant aux modes de vibration en $\lambda/2$, λ , 2λ , etc.

2° L'antenne doublet, dont la descente bifilaire pourra, en certains cas spéciaux, faire profiter d'un effet antiparasites.

CONTROLES MESURES RÉGLAGE DE CIRCUITS

L'ultime soudure à peine refroidie, tout réalisateur n'a plus qu'une hâte (bien légitime d'ailleurs !), savoir si « cela fonctionne ».

Quand il s'agit d'un récepteur, il est rare que les premiers essais ne permettent pas d'entendre quelque chose et, de retouche en retouche, en procédant avec méthode, on parvient à l'alignement capable d'assurer le rendement maximum de l'ensemble.

Pour un émetteur, les conditions sont différentes. L'opérateur commence, en général, par lancer des appels et par demander des contrôles aux correspondants. Or, de tels contrôles sont susceptibles d'être rendus illusoires par une propagation aux conditions rapidement changeantes, ou incertains s'il existe des brouillages.

Aussi, la méthode la plus rapide et la plus sûre est-elle de vérifier, par ses propres moyens, le fonctionnement de son émetteur.

Peut-être croira-t-on que cela n'est faisable qu'à grand renfort d'appareils de mesure. S'il est vrai que ces derniers sont souvent précieux, ce qui comptera surtout sera *la manière de s'en servir* et, à ce titre, de très modestes instruments sont capables de donner les plus utiles indications entre les mains d'amateurs-émetteurs avertis. Nous allons en décrire quelques-uns, tout en montrant ce que l'on peut en obtenir.

Les mesures de tension et d'intensité

L'équipement de la station doit obligatoirement comprendre un bon « contrôleur universel » fonctionnant en courant *continu* comme en *alternatif*.

Il serait aléatoire de le construire soi-même, en adjoignant à un galvanomètre, diverses résistances additionnelles, shunts, redresseur, etc. On aura beaucoup plus de sécurité en achetant d'emblée un modèle commercial.

Les « contrôleurs universels » modernes présentent, pour la plupart, une honnête résistance interne (indiquée en ohms par volt), de sorte qu'ils ne troubleront pratiquement pas l'état de fonctionnement des principaux circuits auxquels on les connectera. Malgré tout, certaines *mesures* ne devront *jamais* être demandées à cette classe d'instruments ; par exemple, la tension d'un écran de lampe obtenue à partir d'une résistance chutrice, ou encore une tension de C.A.V., la résistance interne du contrôleur étant alors trop

faible devant les résistances élevées faisant partie de ces circuits. Il n'est pas question non plus (comme nous l'avons déjà vu tenter... et ce qui est un comble !) de mesurer, sur l'une des sensibilités alternatives du contrôleur, la tension H.F. délivrée par l'oscillateur local d'un récepteur ! De telles vérifications ne peuvent être effectuées avec précision qu'à l'aide d'un voltmètre électronique à résistance d'entrée élevée (en général 11 mégohms), auquel on adjoint une sonde spéciale pour les mesures en H.F.

On ne se livrera donc pas à des tentatives illusoire et l'on commencera par s'en tenir, avec sagesse, au relevé des *tensions d'alimentation*. D'autre part, les « contrôleurs universels » modernes comprenant, pour la plupart, une possibilité de fonctionnement en *ohmmètre à piles*, il sera facile de vérifier l'exactitude de la valeur de chaque résistance avant de l'utiliser, et l'on aura, de cette manière, la *certitude d'avoir placé l'appareil dans les conditions de fonctionnement initialement prévues*.

Faut-il choisir un contrôleur comportant une sélection des sensibilités par une série de douilles ou par commutation ? Cela n'a qu'une importance secondaire et l'essentiel est de s'habituer à l'accomplissement automatique de « gestes de sécurité ». Après toute mesure d'une *intensité* ou d'une tension *faible*, on remettra toujours la fiche mobile ou le commutateur sur la position correspondant à la tension la plus élevée ; ainsi tout branchement irréflecti n'entraînera jamais de dégâts.

Dans ce même ordre d'idées, on ne perdra pas de vue qu'en présence d'une tension ou d'une intensité *alternatives*, le galvanomètre *ne dévie pas* si le commutateur est resté sur la position « courant continu ». Si, devant cette absence de déviation, on passait sur des échelles faibles, on risquerait de griller l'appareil. En observant bien ces principaux détails, l'existence du contrôleur ne sera jamais en danger.

D'autre part, le galvanomètre dévie toujours en fonction de l'*intensité* qui le traverse. Dans les mesures de tension, l'intensité I dépend fatalement de la tension E et de la résistance interne R du contrôleur sur la sensibilité considérée, puisque $I = E/R$. Il est donc possible, en donnant une valeur plus grande à R , d'augmenter la gamme des mesures de tension. Par exemple, si la plus haute tension mesurable est de 750 volts, on obtiendra une nouvelle échelle 1500 volts en ajoutant en série, dans l'un des cordons de l'instrument, une résistance additionnelle d'une valeur égale à la résistance interne du contrôleur sur sa sensibilité 750 volts. Cette résistance additionnelle serait protégée par un tube isolant. Une excellente solution pratique consiste à employer un crayon à bille dont le corps isolant contient aisément une « chaîne » de résistances moulées 1/2 watt, connectées en série pour fournir la valeur totale nécessaire. Ayant fait sauter la bille, on enfonce à sa place une petite tige de cuivre et l'accessoire forme ainsi pointe de touche. On le termine, du côté opposé, par un fil souple et une fiche.

Dans sa fonction d'ohmmètre à piles, le contrôleur permettra, en outre, d'utiles vérifications sur les condensateurs. Tout d'abord, nous mentionnerons l'*isolement des condensateurs au papier*, celui-ci prenant toute son importance pour les condensateurs de liaison plaque à grille, toute « fuite » rendant positive cette dernière électrode.

D'autre part, nous obtiendrons de très utiles indications sur l'état des condensateurs électrochimiques. Pour ces derniers, l'exactitude de la valeur de capacité n'est pas critique ; ce qui compte surtout c'est la *dessiccation* et le *courant de fuite*, car, si ce dernier est trop important, il risque d'échauffer le condensateur et de l'amener au claquage. Un peu d'habitude et quelques comparaisons avec des condensateurs électrochimiques neufs permettront de s'accoutumer aux très simples vérifications suivantes. Ayant repéré la *polarité* des prises « ohmmètre » du contrôleur, on y branchera brusquement le condensateur (en respectant cette polarité : + au +, et — au —). Sous l'effet du courant de charge du condensateur, l'aiguille du galvanomètre devra faire un *bond rapide* vers l'extrémité « zéro ohm » de l'échelle. L'amplitude de ce bond sera fonction de la capacité du condensateur et sa rapidité montrera que ledit condensateur n'a pas pris de résistance interne appréciable (en d'autres termes, qu'il n'est pas desséché). Puis, le condensateur se chargeant, on verra l'aiguille revenir en arrière ; la mesure est alors celle de la résistance interne du condensateur électrochimique. Si celle-ci se tient vers 2 à 5 mégohms pour un condensateur de 8 à 16 microfarads (550 volts), ou vers

200 000 ohms pour un condensateur de polarisation 25 microfarads (30 volts), on se déclarera satisfait. Si les condensateurs de 8 à 16 microfarads ne montraient qu'une résistance interne de 100 000 ohms, par exemple, mieux vaudrait les éliminer que d'aller au-devant d'un accident pouvant être fatal au transformateur et à la valve.

Le « contrôleur universel » permettra encore l'établissement de shunts pour d'autres appareils. On procéderait au montage provisoire de la figure 14-1, en choisissant la valeur de la résistance variable R_v de manière que la déviation du contrôleur soit substantielle sur l'échelle correspondant aux intensités à mesurer sur l'appareil à shunter. Compte tenu du coefficient par lequel on convient de multiplier la lecture de ce dernier, on réglerait la valeur du shunt afin que les lectures aux deux appareils donnent des indications équivalentes.

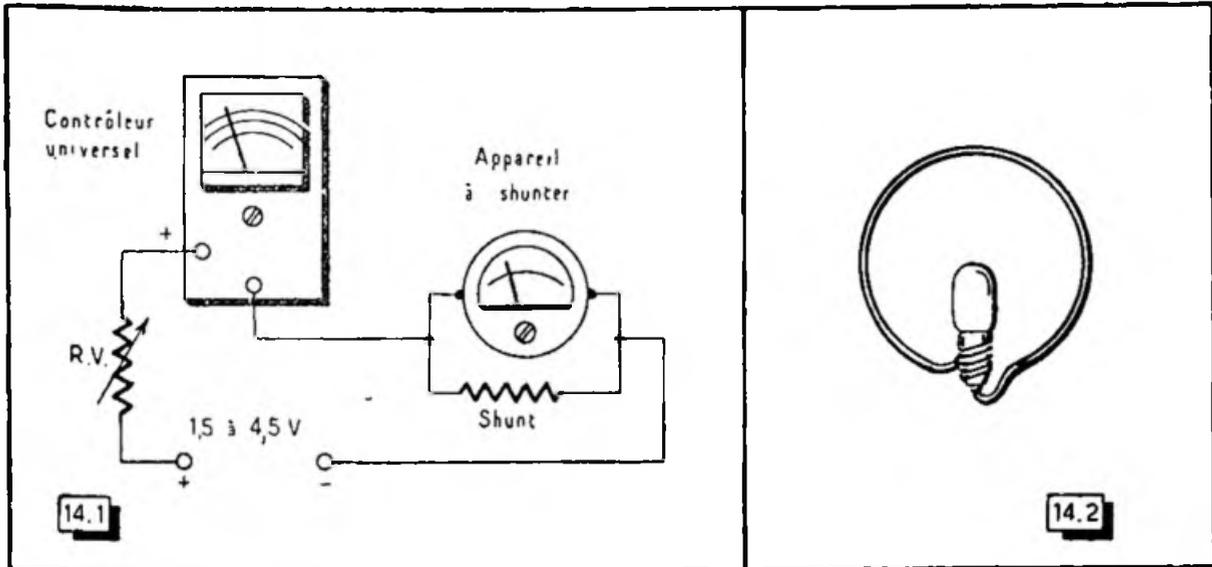


Fig. 14-1. — Le réglage d'un shunt modifiant la sensibilité d'un appareil de mesure ne nécessite que ce montage.

Fig. 14-2. — La boucle à ampoule, bien que de constitution fort simple, rend les plus grands services.

Pour la constitution des shunts, le moyen le plus simple de se procurer du fil résistant est d'acheter un « boudin » 220 volts pour réchaud électrique. Pour chacun des shunts, ce fil serait enroulé à spires non jointives, sur une petite plaquette de bakélite et, comme il ne se soude généralement pas, on en prendrait les extrémités sous le sertissage de petits œilletons tubulaires.

Les contrôles en H.F.

Nous examinerons ici, avec leurs emplois, les instruments permettant de *décélérer la présence* de courants H.F., *sans mesurer leur fréquence*. Il est bon de ne pas pratiquer les deux choses à la fois. En effet, un *ondemètre* utilisé lors de réglages de circuits donnerait une indication maximum lorsque la fréquence de l'oscillation passerait sur son propre réglage, celui-ci pouvant ne pas correspondre au réglage optimum dudit circuit.

Aussi nous attacherons-nous d'abord à *deux indicateurs apériodiques*. Couplés à un circuit où siège une oscillation, *ils ne pourront qu'en traduire les conditions de fonctionnement réelles* : par exemple, la succession des résonances pour une suite d'harmoniques.

La boucle à ampoule

Souvent nommée « boucle de Hertz », ce qui est impropre, puisque cette dernière était un dispositif à *éclateur*, la *boucle à ampoule* est d'une constitution fort simple,

ainsi que le montre la figure 14-2. L'ampoule la plus avantageuse, en pratique, pour cette utilisation, est le modèle 6,5 volts, 0,1 ampère (ampoule de cadran).

S'il en est besoin, la boucle sera déformée afin d'en permettre l'introduction dans les endroits d'accès difficile.

Pour faciliter, au cours de réglage, le maintien d'un couplage fixe entre un circuit et la boucle, on aura la faculté de monter celle-ci sur une pince à linge que l'on serrera sur tout ce qui peut former support.

La boucle à ampoule ne fournira généralement pas d'indication au niveau des bobines de V.F.O. d'un émetteur, en raison de la consommation de son ampoule et de la faible énergie H.F. disponible. Mais, aux étages suivants, on obtiendra de bonnes indications et celles-ci permettront de trouver l'accord optimum de chacun des circuits.

Cependant, à la première mise au point, il sera sage de penser que l'on peut se tromper d'harmonique quand on règle un étage multiplicateur de fréquence. Aussi complètera-t-on la recherche de l'accord optimum à la boucle à ampoule, par un contrôle de la fréquence de résonance, à l'ondemètre.

La boucle à ampoule interviendra encore pour vérifier l'absence de phénomènes d'auto-oscillation dans l'étage final de l'émetteur. A cette fin, on la couplera à la bobine de plaque de cet étage, l'émetteur étant entièrement réglé et non chargé par une antenne fictive ou réelle. On supprimera l'oscillation du pilote en court-circuitant le condensateur variable en service au V.F.O. ; l'ampoule devra s'éteindre totalement.

Le contrôleur à détecteur au germanium

Cet instrument ne remplace pas la boucle à ampoule, car il risquerait d'être trop sensible dans la majeure partie des utilisations de celle-ci. Il la complète cependant, si l'on veut s'assurer de l'état d'oscillation de circuits travaillant à faible puissance : étage

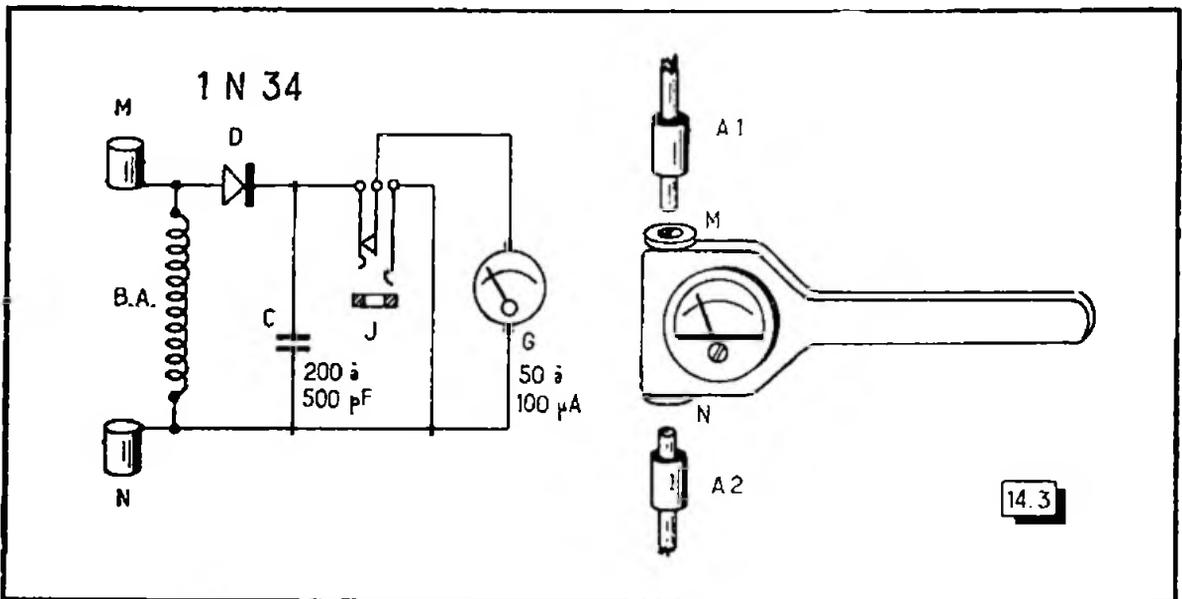
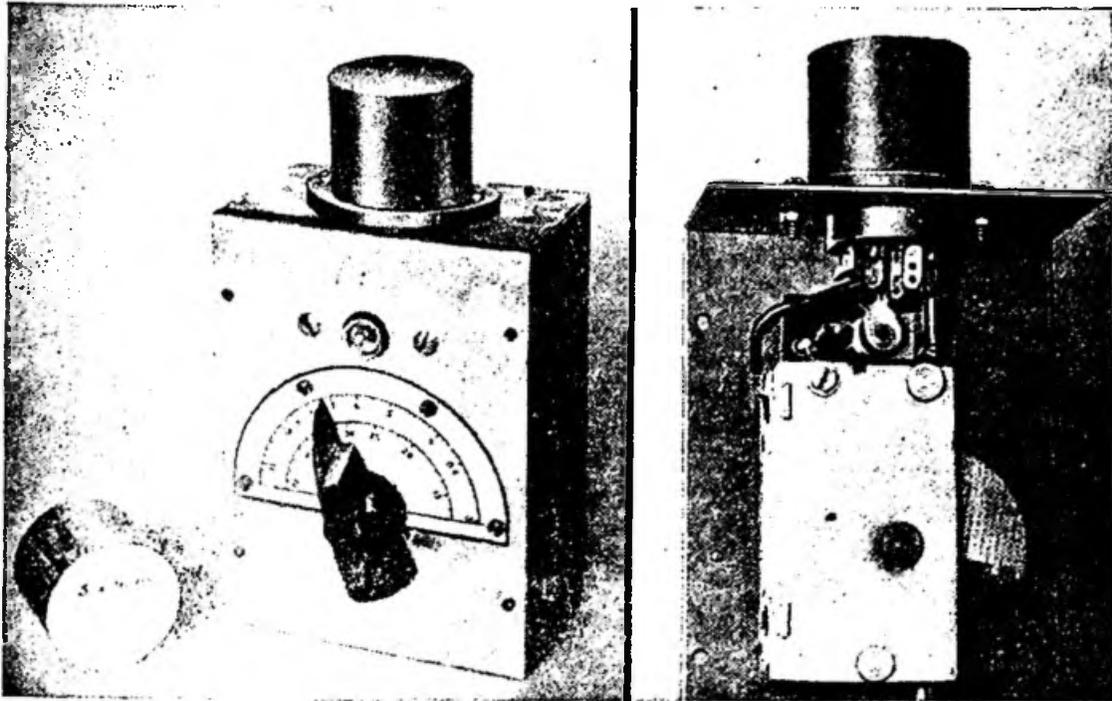


Fig. 14-3. — Un contrôleur de H.F. à détecteur au germanium et l'un de ses montages pratiques sur une plaquette de bakélite formant poignée, ce qui le rend très maniable en contrôleur de champ.

pilote V.F.O., oscillateur local d'un récepteur, etc. Il permet, en outre, de pratiquer divers contrôles de champ dans le voisinage d'une antenne émettrice.

Le schéma de ce contrôleur de H.F. est indiqué par la figure 14-3. Le montage est réalisable sur une plaquette de bakélite munie d'une poignée. L'appareil étant approché des circuits d'un simple oscillateur local de récepteur, par exemple, l'aiguille du galvanomètre dévie largement si l'oscillation est présente.



Un ondemètre 3 à 80 MHz (à gauche). L'intérieur de l'ondemètre (à droite).

Deux petites antennes de 0,50 à 0,75 m, en fil rigide, terminées par des fiches banane, étant enfoncées dans les douilles M et N, l'ensemble servira de contrôleur de champ, au voisinage d'une antenne. Du fait de la petitesse relative de l'antenne par rapport à la longueur d'onde, la réponse de l'instrument demeurera apériodique.

Une intéressante extension de cette formule consiste à monter les éléments de la figure 14-3 (à l'exception du galvanomètre), dans un boîtier étanche que l'on installe à distance de l'antenne d'émission, si l'on dispose d'un grand jardin. Aux bornes de C, on recueille une tension continue que l'on conduit jusqu'à la station par une ligne (à deux fils) enterrée, rejoignant le galvanomètre (shunté par une résistance réglable afin d'en modifier la sensibilité lorsque cela se montre nécessaire). Deux bobines d'arrêt sont disposées au départ des deux fils de ligne, à leur branchement au condensateur C. Ce dispositif donne un reflet fidèle de « ce qui sort » réellement de l'antenne, tandis que l'on pratique des réglages sur l'émetteur. Les amateurs-émetteurs disposant d'assez de place pour cette installation en ont obtenu grande satisfaction.

Un ondemètre 3 à 80 MHz

Grâce aux indications qui vont suivre, la construction d'un ondemètre couvrant les fréquences de 3 à 80 MHz en deux gammes, sans « trous », est à la portée de tout amateur-émetteur. Bien entendu, on ne demandera qu'un rôle de *dégrossissage* à cet outil, mais il sera néanmoins très précieux pour lever le doute entre les réglages sur plusieurs fréquences harmoniques trouvées à la sortie d'une chaîne multiplicatrice.

La figure 14-4a représente le schéma de l'ondemètre, tandis que les photographies en définissent la réalisation pratique.

Une bande d'aluminium de 1,5 mm d'épaisseur, pliée en équerre, supporte toutes les pièces. Quatre planchettes de contre-plaqué constituent les autres côtés du boîtier dont les dimensions s'établissent à 112 × 81 × 48 mm. Pour le condensateur, nous avons choisi le modèle à un élément 490 pF, fabriqué par *Radio J.D.*, dont la robustesse est garantie par une excellente réalisation mécanique et dont l'isolement sur stéatite ne gêne rien.

L'ampoule indicatrice de la résonance est du type 1,5 V, 60 mA ; la douille extérieure de son support est reliée à la masse du condensateur variable.

Deux bobines amovibles sont suffisantes pour couvrir les fréquences allant de 3 à 80 MHz, c'est-à-dire les longueurs d'onde de 100 à 3,75 m. En voici les caractéristiques :

1° De 3 à 16 MHz : 14 tours 1/2 de fil 0,6 mm, sur un tube de bakélite de 30 mm de diamètre, fileté au pas de 1,25 mm ;

2° De 14 à 80 MHz : 1 tour 1/2 du même fil, sur un tube fileté identique.

Ces deux enroulements pourront ainsi se trouver logés à l'intérieur de culots octal où ils seront protégés de toute déformation. Un support octal (modèle en bakélite moulée) est placé sur l'ondemètre, pour les recevoir.

Si toutes ces données sont bien suivies, on obtiendra, avec une quasi-certitude, l'étalonnage représenté par la figure 14-5.

La seule précaution à prendre, lors de l'emploi de l'ondemètre, sera de le coupler avec une progressive prudence... aux circuits oscillants de l'émetteur, pour ne pas griller l'ampoule au moment du passage sur la résonance.

Ce risque est évitable si l'on supprime l'ampoule à incandescence, et que l'on monte directement, en parallèle aux bornes du condensateur variable, *un petit tube au néon* (fig. 14-4b). Le choix de ce dernier demande quelques précautions ; la *capacité interne* doit être *très faible* et il est préférable que le tube n'ait pas de culot, ses sorties étant faites par fils. Il existe, répondant à ces conditions, un modèle d'excellent comportement, fabriqué par *L.I.R.E.*, sous la référence NM 2 L, et dont la capacité entre électrodes n'est que de 0,6 pF.

Les utilisations de l'ondemètre seront nombreuses, tant à l'émission qu'à la réception. La fréquence de travail de chacun des circuits d'un émetteur peut être vérifiée sans aucune confusion possible, comme nous l'avons déjà dit.

D'intéressants contrôles sur des circuits de réception peuvent encore avoir lieu, par exemple celui d'oscillation locale sur un changeur de fréquence. Sur un tel récepteur en fonctionnement, l'ondemètre sera approché de la bobine oscillatrice et, en tournant son condensateur variable, on notera *une perturbation* de la réception pour une fréquence qui sera précisément celle de l'oscillation locale. On saura donc si l'alignement a été réalisé pour la fréquence d'oscillation locale supérieure ou inférieure à celle à recevoir.

Par un procédé analogue, on mesure la fréquence de n'importe quel oscillateur, en général. Il suffit d'en obtenir la réception sur un poste quelconque, serait-ce sur une harmonique, ou même par quelque procédé acrobatique (tel qu'un changement de fréquence provoqué par une harmonique de l'oscillation locale, autrement dit réception d'une oscillation O.C. sur un changeur de fréquence réglé en P.O.). L'ondemètre, manœuvré au voisinage de la bobine de l'oscillateur, déclenchera une perturbation très nette *sur la seule fréquence de cet oscillateur*, l'absorption n'intervenant que *sur la fondamentale* de celle-ci.

Un ondemètre spécial pour les bandes amateurs 3,5 à 28 MHz

La réglementation en vigueur prévoit la présence d'un ondemètre étalonné à 0,5 % dans toute station d'amateur. La précision ne dépend pas ici d'une question mécanique, d'une démultiplication micrométrique, etc., mais uniquement de l'étalement de chacune des bandes sur le cadran du condensateur variable. Cela exclut ainsi la couverture générale que nous avons avec le précédent ondemètre et nous devons accepter, cette fois, l'existence de *très larges trous* entre les bandes couvertes. Le premier ondemètre était un « outil » de mise au point ; le second est un instrument de mesure !

La constitution de ce deuxième ondemètre (fig. 14-4c), est analogue à celle du premier, à ces différences près que le condensateur variable ne fait ici que 20 pF au maximum (et 7 pF de capacité résiduelle), et qu'en parallèle sur lui se trouve un condensateur ajustable à air, de 30 pF, assurant la ressource d'un « calage » initial d'ensemble des diverses bandes, ainsi qu'une augmentation de la capacité résiduelle favorable à leur étalement.

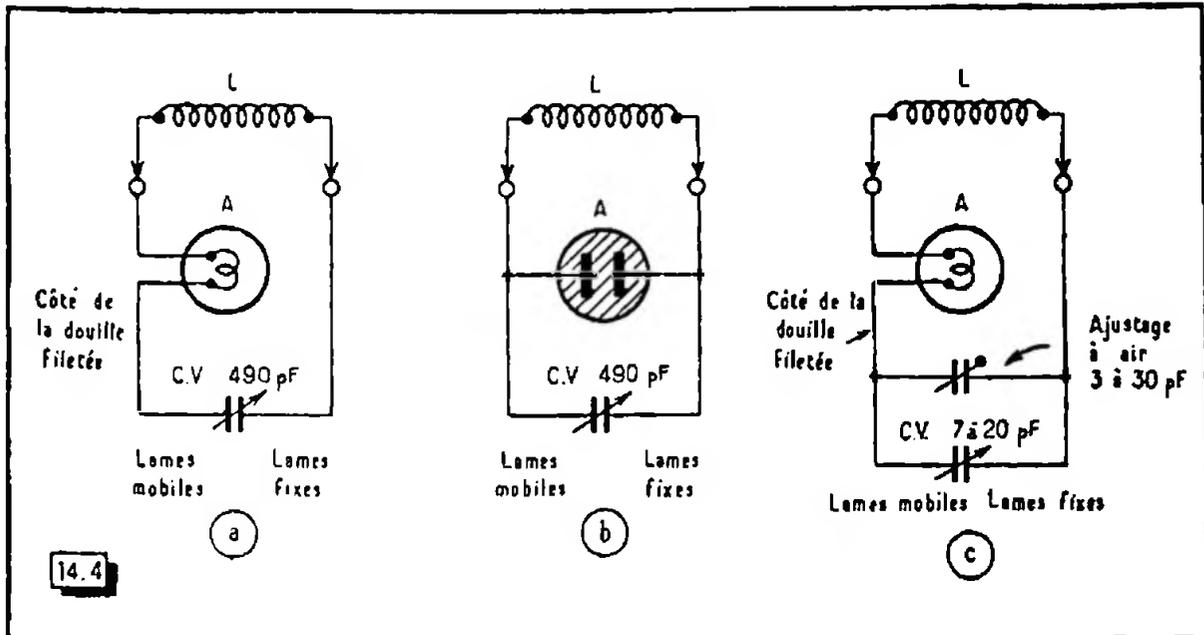


Fig. 14-4. — Deux ondemètres sans trou, l'un avec indicateur de résonance par ampoule à incandescence (a), l'autre avec ampoule au néon (b). En c, l'ondemètre ne couvre que les gammes d'ondes encadrant les bandes amateurs de 3,5 à 28 MHz.

Le boîtier est taillé aux dimensions de $162 \times 100 \times 50$ mm, afin de ménager, sur sa face arrière, la place nécessaire à la fixation d'un papier millimétré portant les cinq courbes (et protégé par une feuille de Rhodoïd).

Les bobines sont évidemment spéciales et leurs caractéristiques sont les suivantes :

Bande 3,5 MHz : 62 tours $1/2$ de fil 0,25 mm sous une couche soie, sur un tube de bakélite de 30 mm de diamètre, fileté au pas de 0,75 mm ;

Bande 7 MHz : 32 tours $1/2$ de fil 0,6 mm, sur un tube de bakélite de 30 mm de diamètre, fileté au pas de 1,25 mm ;

Bande 14 MHz : 11 tours $1/2$ du même fil, sur un même tube ;

Bande 21 MHz : 6 tours $1/2$ du même fil, sur un même tube ;

Bande 28 MHz : 4 tours $1/4$ du même fil, sur un même tube.

Grâce au réglage du condensateur ajustable, on situera la bande 3800 à 3500 kHz vers 57 à 89° du cadran du condensateur variable, gradué de 0 à 100° , et les autres

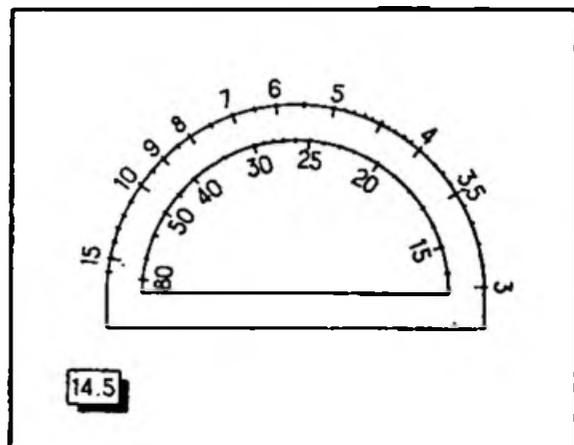


Fig. 14-5. — Etalonnage du cadran des ondemètres réalisés selon les figures 14 - 4 a et b, tout en se conformant aux indications données dans le texte.

bandes tomberont sensiblement de 40 à 52° pour celle de 7 MHz, de 47 à 60° pour 14 MHz, de 55 à 65° pour 21 MHz et de 45 à 72° pour 28 MHz.

La meilleure méthode d'étalonner l'ondemètre consiste à le coupler à un émetteur piloté par quartz. On choisit un degré de couplage tel que le filament de l'ampoule soit au *rouge moyen* au moment de la résonance, afin que ses variations d'éclat soient

mieux perceptibles. Il faudra disposer d'un jeu de quartz aux fréquences convenablement espacées, pour que l'on puisse déterminer (grâce à leur fondamentale et à leurs harmoniques) une suite de points à partir desquels on tracera chacune des courbes. En procédant ainsi, l'ondemètre sera étalonné *dans ses propres conditions de travail*, c'est-à-dire avec les meilleures chances d'exactitude.

Les premières vérifications d'un émetteur

La boucle à ampoule a déjà permis de déceler les réglages optima des divers circuits sur les harmoniques produites dans la chaîne multiplicatrice et sur l'onde amplifiée par l'étage final. L'ondemètre 3 à 80 MHz a levé tous les doutes quant à l'exactitude du rang des harmoniques.

Tout est donc irréprochable de ce côté et nous allons nous attacher, à présent, à vérifier *la qualité de la transmission* : qualité de la modulation en téléphonie et qualité de la manipulation en télégraphie.

En ce qui concerne la modulation il est bien facile de la juger soi-même, sans faire appel au moindre concours extérieur. Il suffit pour cela de monter le petit appareil de la figure 14-3, le microampèremètre pouvant ne pas exister pour le présent usage. Un morceau de fil étant branché à la douille M, en guise d'antenne, et la fiche d'un casque introduite dans le jack J, *on entendra sa propre modulation avec une rigoureuse fidélité*. (Eventuellement, on relierait la douille N à la prise de terre, si cela se montrait avantageux aux essais.)

Le même appareillage offre le moyen de contrôler la présence ou l'absence de « R.A.C. ». Cette abréviation de *rectified alternating current* signifie qu'un « bruit de secteur » ou ronflement est incorporé à l'onde porteuse et s'entend chez les correspondants.

Il faudrait distinguer ici entre les bourdonnements à 100 Hz et à 50 Hz, le premier étant nettement plus « musical » que le second.

Un bourdonnement à 100 Hz a généralement pour cause un manque de filtrage, les *deux* alternances étant redressées, 50 demi-périodes positives et 50 demi-périodes négatives viennent, en effet, s'accoler pour donner un courant « ridé » par 100 ondulations par seconde. On craindrait, en ce cas, une insuffisance des capacités utilisées et, pour le vérifier, on brancherait un condensateur auxiliaire en parallèle successivement sur les condensateurs de filtrage de l'émetteur et du modulateur, tout en observant l'effet de cette adjonction sur le R.A.C.

Une autre cause peut se trouver dans la saturation du circuit magnétique d'une inductance de filtrage, sous l'effet du passage d'un courant continu trop élevé dans l'enroulement de celle-ci.

Les bourdonnements à 50 Hz proviennent, le plus souvent, d'une induction dans le modulateur. L'exécution du circuit de chauffage *avec deux fils*, ainsi que nous avons déjà recommandé de le faire, écarte généralement ce risque.

Nous rappellerons aussi que tout transformateur utilisé à l'entrée du modulateur, pour l'adaptation du microphone, peut être sensible aux champs extérieurs des transformateurs, des inductances de filtrage, etc. En pareil cas, on essaierait de déplacer ce transformateur, tout en gardant le contrôle de l'opération grâce au circuit de la figure 14-3 et du casque.

De toute manière, en présence d'un « R.A.C. » il est recommandable de procéder par éliminations successives. Le modulateur étant débranché du secteur, la chaîne H.F. serait seule en cause et l'on chercherait du côté des redresseurs de polarisation et d'alimentation anodique de l'étage final.

Sur la chaîne H.F. des étages multiplicateurs, une induction à 50 Hz ne se transmettrait pas, les liaisons entre étages ne s'y prêtant aucunement. Cette transmission n'aurait lieu que s'il y avait *modulation* à 50 Hz de l'oscillation de l'étage pilote.

Si nul « R.A.C. » n'est audible ainsi, le modulateur serait remis en service et l'on en « explorerait » les circuits. En ôtant une lampe dans la « chaîne B.F. », par exemple celle qui précède le push-pull final, on déterminerait si le « R.A.C. » provient du

push-pull (dans ce cas il demeurerait), ou d'un étage précédent (s'il cessait de se manifester). Dans cette dernière éventualité, cette lampe serait remise en place; on ôterait la précédente et, de vérification en vérification, on délimiterait l'étage point de départ du « R.A.C. ».

Si l'on était arrivé ainsi, sans résultat, à l'entrée du modulateur, il faudrait en court-circuiter la prise, afin de savoir si le bourdonnement ne s'introduit pas par le câble du microphone ou par ce dernier. Avec un microphone à cristal, on s'assurerait que la résistance de fuite de grille de la première lampe du modulateur n'a pas été oubliée.

Un bourdonnement (d'un autre genre !) survient lorsque l'un des transformateurs d'alimentation de l'émetteur possède un circuit magnétique dont les tôles, *mal serrées*, *vibrent* avec un bruit plus ou moins fort que capte le microphone !

Un mauvais serrage des tôles du transformateur de sortie du modulateur (ce qui n'est certes pas une preuve de qualité !) est capable de faire apparaître, au cours du fonctionnement de l'émetteur, un *effet Larsen*. Comme précédemment, un *son* est engendré par la vibration des tôles, sous l'effet de la modulation; ce son agit sur le microphone, est amplifié de nouveau par le modulateur, d'où vibration plus forte du transformateur et poursuite du processus. C'est ainsi que s'amorcent de véritables hurlements. Les remèdes à tenter sont un vigoureux serrage des tôles, leur blocage à l'aide de cales de bois taillées en biseau... ou le remplacement pur et simple du transformateur !

Est-il possible d'écouter valablement son émission sur un récepteur de trafic ?

La chose est faisable, *mais elle nécessite de sérieuses précautions*. En effet, le récepteur de trafic est un appareil *sensible*. Si l'énergie H.F. qui l'atteint est trop grande, *il se trouve saturé et ne donne plus qu'une véritable caricature de l'onde captée*.

Pour pouvoir être utilisé avec des chances de succès, le récepteur devra être *fort bien blindé*, dans un coffre métallique. Ensuite, on court-circuitera ses bornes « Antenne » et « Terre » à l'aide d'un fil *très court*.

Il est probable que, malgré ces précautions, il s'introduira encore assez de H.F. en provenance de l'émetteur, pour saturer le récepteur, si l'on écoute sur la fréquence de l'onde émise. Cette saturation serait mise en évidence par un « S-mètre » déviant « à bloc » ou bien par un œil magique épanoui totalement. On cherchera donc à s'entendre sur un réglage pour lequel l'aiguille du « S-mètre » reviendra dans les graduations où elle se tient pour de bonnes réceptions courantes, ou pour lequel l'œil magique retrouvera un épanouissement plus modeste. Pour cela, on essaiera successivement l'accord sur les harmoniques 2, 3, 4, ... de la fréquence émise, c'est-à-dire sur le double, le triple, le quadruple de cette dernière. On trouvera, en outre, de *faux réglages* correspondant aux images de fréquence du récepteur, pour la fondamentale et les harmoniques; ils sont utilisables pour un contrôle de modulation. On en découvrira d'autres encore (toujours valables pour un contrôle exact), sur des fréquences *inférieures*. Supposons, en effet, que l'émetteur travaille sur 14 183 kHz et que le récepteur de trafic ait un amplificateur M.F. accordé sur 455 kHz. On aura, par exemple, un point de réglage *valable* sur 6864 kHz. Pour recevoir cette fréquence, l'oscillateur local du récepteur fonctionne sur $6864 + 455$ kHz, soit 7319 kHz; or son harmonique 2 tombe sur $7319 \times 2 = 14\,638$ kHz et, comme l'on a bien $14\,638 - 14\,183 = 455$ kHz, le changement de fréquence peut avoir lieu. Toutefois, les circuits d'accord du récepteur, étant alors réglés sur 6864 kHz, provoqueront un affaiblissement notable de la fréquence 14 183 kHz, ce que nous cherchons précisément.

Remarquons que si l'émetteur cité en exemple fonctionne grâce à deux doublages de fréquence successifs : pilotage sur 3545,75 kHz, premier doublage sur 7091,5 et second doublage sur 14 183 kHz, *il faut bien se garder d'écouter sur 7091,5 ou sur 3545,75 kHz, car on recevrait ainsi les ondes rayonnées directement par l'étage pilote ou le premier doubleur, tandis que la modulation B.F. n'est appliquée qu'à l'étage final travaillant sur 14 183 kHz !*

Comment contrôler la stabilité de la note de son émission en télégraphie, c'est-à-dire l'absence des « piaulements » provoqués par une légère variation de fréquence au début de chaque point ou trait ?

Deux moyens s'offrent ici à l'amateur-émetteur, l'un simple, n'utilisant que le récepteur, l'autre plus compliqué, faisant appel au « circuit détecteur » et à un oscillateur à quartz auxiliaire.

Voyons d'abord le premier de ces moyens. Toute la question est, ici, de savoir si le récepteur *reste stable* devant les variations de tension du secteur. En effet, ces dernières sont susceptibles de se produire au rythme de la manipulation par suite des variations de consommation de l'émetteur et de la résistance non négligeable des canalisations électriques.

On vérifiera de la manière suivante la stabilité du récepteur. Celui-ci sera réglé sur quelque station radiotélégraphique commerciale, dont la fréquence est immuable ; bien entendu, l'hétérodyne M.F. (ou oscillateur de battement) sera en service, de manière à donner une note audible de cette télégraphie. A ce moment, on branchera et l'on débranchera, à la prise de courant secteur de l'émetteur (tout comme si l'on manipulait...) quelque ustensile à consommation élevée : un fer à souder d'au moins 100 watts ou, mieux encore, un fer à repasser, etc. Si l'on ne perçoit nulle variation de la note entendue, le récepteur peut être réputé entièrement stable. Il suffira de mettre l'émetteur en marche et de s'y prendre comme nous venons de l'indiquer dans le cas de la téléphonie (pour laisser le récepteur loin de la saturation), et l'on obtiendra un excellent contrôle des signaux télégraphiques.

Si, par contre, le récepteur ne sort pas victorieux de l'épreuve précitée, il faudra le laisser de côté et soit faire appel, à un oscillateur à piles muni d'un dispositif d'écoute au casque, tel l'un des « grid-dip » que l'on trouvera décrits plus loin, soit monter un petit oscillateur Pierce avec l'un des quartz de l'émetteur et faire battre, avec son onde, celle de l'émetteur (réglable par son pilote V.F.O.), tout en contrôlant ce battement à l'aide du « circuit détecteur » de la figure 14-3, placé à proximité de l'oscillateur à quartz et de l'émetteur.

Cette expérience serait encore réalisable en prenant une hétérodyne de dépannage comme oscillateur auxiliaire, mais il serait bon d'éprouver sa stabilité à l'égard des variations de tension du secteur, en provoquant celles-ci à l'aide d'un survolteur-dévolteur et en contrôlant l'onde émise en la faisant battre avec celle de quelque station de radiodiffusion ou de trafic commercial, très stable, écoutée sur le récepteur (dont l'oscillateur de battement ne serait pas mis en service dans ce cas).

Un générateur H.F.

L'emploi précité d'un générateur H.F. ne serait pas le seul, car un tel appareil de mesure est capable de procurer une aide substantielle en de nombreuses circonstances, notamment lors des travaux d'alignement d'un récepteur et de diverses mises au point.

La construction d'un générateur H.F. de dépannage est à la portée d'un technicien exercé et outillé pour faire face d'une manière correcte aux détails mécaniques d'un tel appareil, ceux-ci étant importants pour la stabilité de son étalonnage. Mais, décrire et monter un bon générateur H.F. ne sont pas les choses essentielles ; il faut encore *l'étalonner*, et c'est certainement là que gît la difficulté pour beaucoup de réalisateurs.

Il nous a semblé donner à ce problème la solution la plus logique et la plus constructive, en publiant le schéma et les caractéristiques du générateur H.F. *Heathkit SG 8*. Celui-ci étant fort bien étudié dans tous ses détails, les techniciens désireux d'une réalisation personnelle ne peuvent souhaiter meilleure documentation ; quant à ceux qui préféreraient acquérir le lot de pièces standardisées et *préréglées*, tout souci d'étalonnage leur serait épargné, les ultimes « figjolages » étant aisés en se basant sur les fréquences de stations de radiodiffusion connues.

Ce générateur H.F. comprend donc une lampe 12 AU 7 (ECC 82) dont une triode travaille en oscillatrice Colpitts et l'autre triode comme amplificatrice-séparatrice (évitant les dérèglages provoqués par la charge apportée à la prise de sortie).

Cette seconde triode est encore modulable par une lampe 6 C 4 oscillatrice B.F. (environ 400 Hz), ou amplificatrice d'une modulation extérieure.

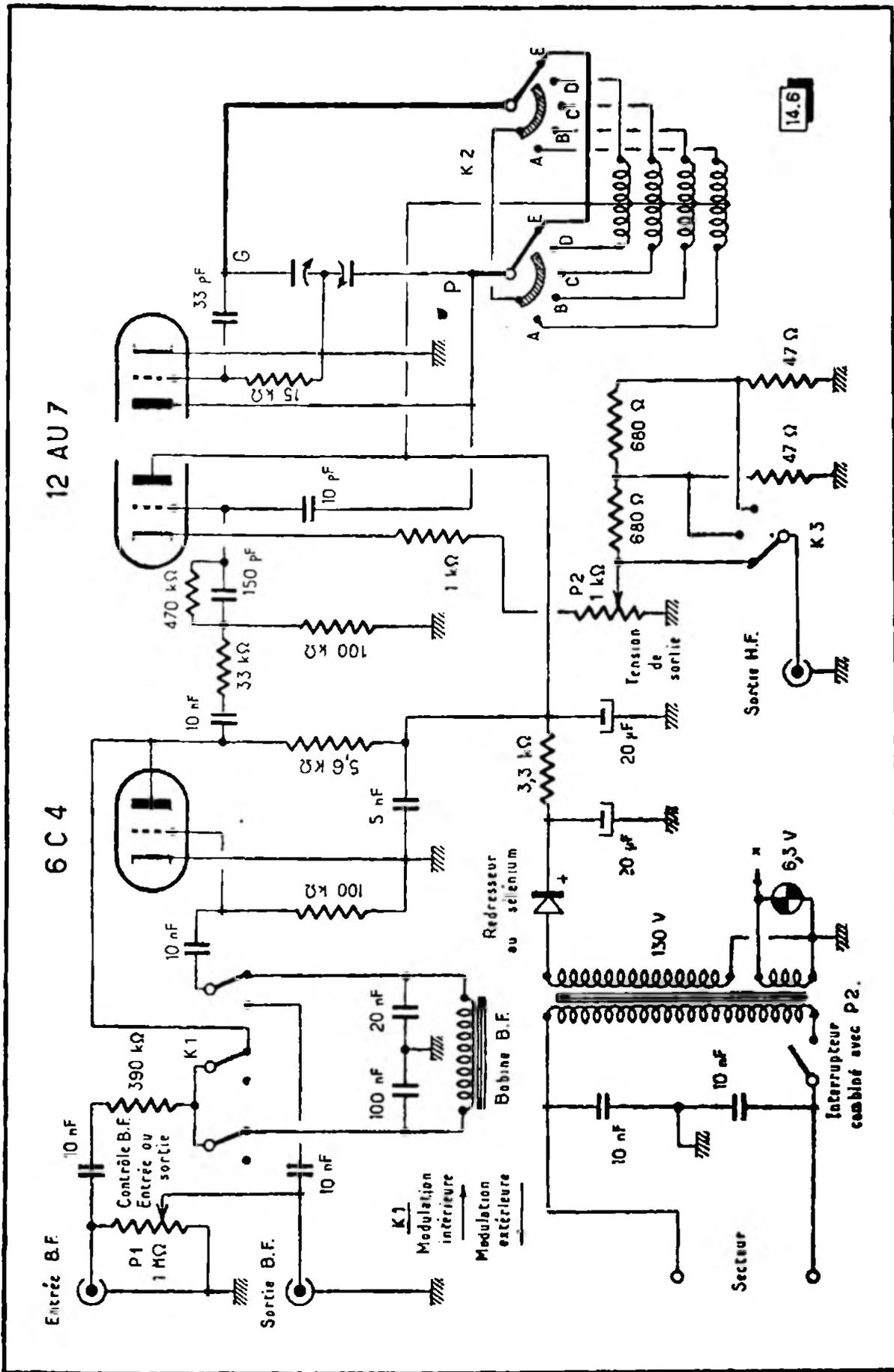


Fig. 14-6. — Un excellent schéma de générateur H.F., le « SG 8 » Heathkit.

La figure 14-6 indique tous les détails du schéma.

Un commutateur K_1 autorise les modes de fonctionnement suivants :

a) Sur « modulation intérieure », l'onde H.F. est modulée à 400 Hz, et l'on peut prélever la tension B.F. 400 Hz (dosable par le potentiomètre P_1) à la prise « Sortie B.F. » ;

b) Sur « Modulation extérieure », un microphone, un pick-up, etc., sont susceptibles d'être branchés à la prise « Entrée B.F. » (avec dosage par P_1) pour moduler l'onde H.F.

Les bobines oscillatrices (montage Colpitts) sont commutées par K_2 (celles non utilisées étant court-circuitées). Pour la bande E (25 à 110 MHz), l'inductance est constituée par des connexions à forme un peu spéciale, disposées entre les condensateurs variables et K_2 . (Ces connexions sont représentées en trait gras sur la figure 14-6.) Nous donnerons d'ailleurs les valeurs des bobines un peu plus loin.

La triode oscillatrice est couplée par un condensateur de 10 pF à la grille du



Un générateur H.F.

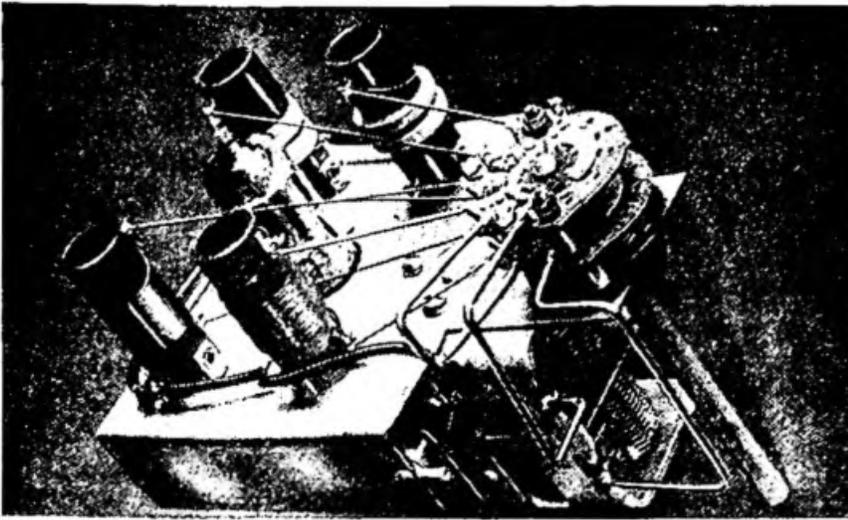
second élément de la 12 AU 7, lequel travaille en triode à charge cathodique. On voit que la tension en « Sortie H.F. » est réglable de façon continue par le potentiomètre P_2 , et par bonds, au moyen de l'atténuateur commuté par K_3 .

Le second élément de la 12 AU 7 est modulé à partir des circuits de la lampe 6 C 4 et, pour interrompre l'oscillation à 400 Hz, afin de garder une onde H.F. pure, il suffit de placer K_1 sur la position « Modulation extérieure » (sans rien appliquer à l'entrée B.F. ou le potentiomètre P_1 étant au zéro).

La lampe oscillatrice B.F. est elle-même montée selon le système Colpitts, ce qui dispense d'une prise sur l'enroulement, de sorte que celui-ci est constitué par une simple inductance de l'ordre de 25 henrys (un primaire de transformateur de sortie de récepteur présenterait une valeur de cet ordre).

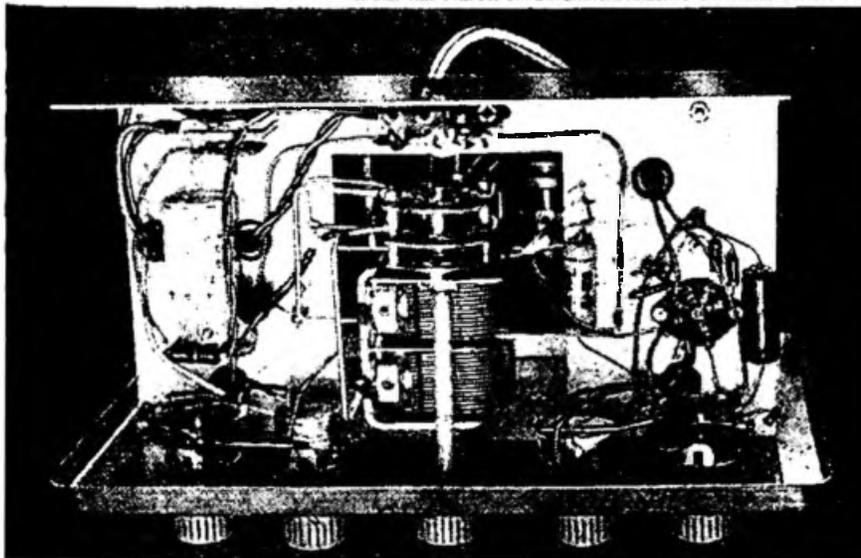
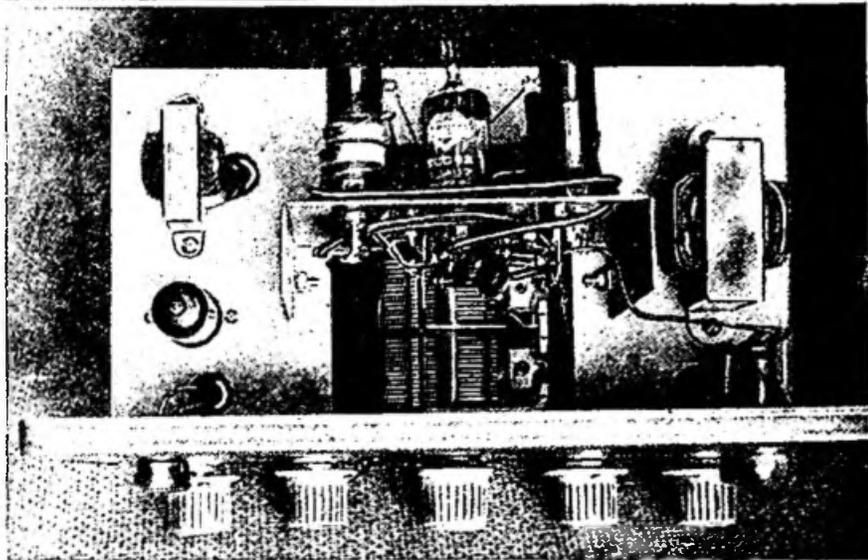
Les bobines oscillatrices répondent aux caractéristiques suivantes :

- A - 160 à 500 kHz. Deux nids d'abeilles de 300 tours (fil 0,2 mm sous soie), bobinés côte à côte sur un tube de 16 mm de diamètre. Prise à la jonction des deux bobines.
- B - 500 à 1650 kHz. Deux nids d'abeilles de 90 tours (fil 0,25 mm sous soie), bobinés côte à côte sur un tube de 16 mm de diamètre. Prise à la jonction des deux bobines.
- C - 1,65 à 6,5 MHz. 56 spires jointives de fil émaillé 0,25 mm, sur un tube de 16 mm de diamètre. Prise à la 29^e spire en partant de l'extrémité reliée à G.
- D - 6,5 à 25 MHz. 14 spires jointives de fil émaillé 0,6 mm, sur un tube de 16 mm de diamètre. Prise à la 8^e spire en partant de l'extrémité reliée à G.



Détail des bobinages et, notamment, des connexions constituant l'inductance pour la gamme 25 à 110 MHz.

L'intérieur du générateur vu par le dessus.



L'intérieur du générateur vu par le dessous.

E - 25 à 110 MHz. La figure 14-7, ainsi que les photographies du générateur SG 8 précisent les cotes et la disposition des connexions (en fil de 2mm) formant l'inductance en service sur cette gamme.

En outre, sur le cadran du SG 8, est portée une graduation de 110 à 220 MHz correspondant à l'harmonique 2 de l'oscillation de la gamme E.

Un tel générateur H.F. se révélera fort utile au cours de nombreux travaux d'alignement sur les étages M.F. d'un récepteur, ou sur ses circuits H.F., etc.

Si l'on cherche à entendre son signal sur un montage récepteur dont on veut déterminer la fréquence d'accord, il faut prendre garde aux harmoniques. Mais il existe un moyen très facile de lever un doute éventuel. En pareil cas, on tournerait doucement le bouton des condensateurs variables du générateur et l'on noterait la suite des points de réception. Supposons que ceux-ci se placent sur 10, 7,5, 6 MHz... c'est-à-dire sur des longueurs d'onde de 30, 40, 50 mètres; la longueur d'onde d'accord réelle du récepteur est égale à la différence entre deux de ces longueurs d'onde consécutives, c'est-à-dire, dans cet exemple, à 10 mètres. On le vérifierait aisément en plaçant l'aiguille du générateur sur la graduation 30 MHz.

En général, il ne sera pas nécessaire de coupler directement la prise de sortie H.F. à l'appareil étudié. Un morceau de fil isolé, branché à cette sortie et traînant au voisinage des transformateurs M.F. ou de l'entrée du récepteur, assurera un couplage amplement suffisant.

Un étalon de fréquence à quartz 100 kHz et un standard de fréquence

Le générateur H.F. est l'appareil qui convient pour toutes les opérations d'*alignement*, en raison de la faculté de *réglage continu* de la fréquence de l'oscillation H.F. qu'il délivre. Toutefois, cette même *faculté de réglage* fait qu'un générateur H.F. n'est jamais un étalon de fréquence. Entre les deux instruments existe la même différence qu'entre la corde d'un violon que l'on peut accorder et un diapason, dans la rigueur de ses caractéristiques physiques et de son unique fréquence de vibration (le diapason étant mis à l'abri des variations extérieures de température, etc., pour un maximum de stabilité).

La solution électronique de l'étalon de fréquence est celle d'un oscillateur à quartz. On choisit habituellement, pour ce dernier, la fréquence de 100 kHz, les harmoniques de l'oscillation fournissant ainsi, avec une précision égale à celle du cristal, une importante suite de multiples entiers de 100 kHz.

Les quartz étalons 100 kHz sont taillés de manière à permettre, lorsqu'on les utilise en montage Pierce, un très léger rattrapage de fréquence par le condensateur de grille (que l'on rend variable ou ajustable, à cette fin). Cette ressource autorise un « calage » à battement nul de l'oscillateur sur une onde étalonée de haute précision, telle que l'une de celles de la station américaine WWV (et l'on peut ainsi prétendre à une précision de l'ordre de 1/100 000).

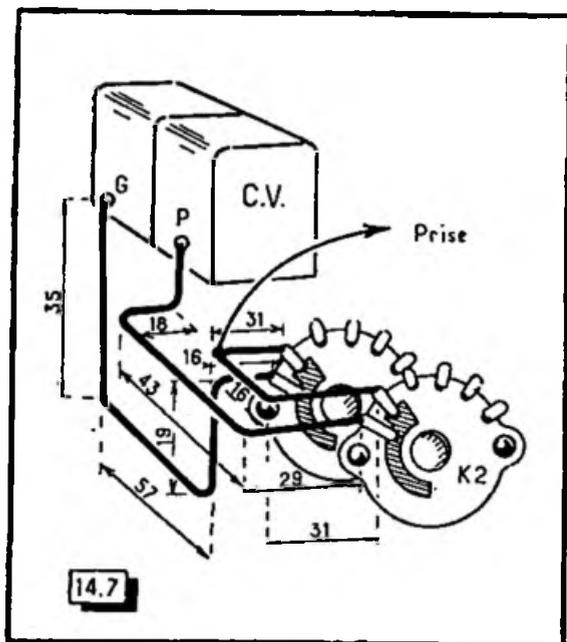


Fig. 14-7. — Dispositions et cotes des connexions formant l'inductance de la gamme E du générateur.



Fig. 14-8. — (A droite). Un très simple oscillateur à quartz fournissant une suite de fréquences multiples de 100 kHz.

Fig. 14-9. — (A droite). Schéma d'un standard de fréquence à quartz, donnant les fréquences multiples de 100 et de 10 kHz. Un oscillateur 1000 kHz assure un « lever de doute » sur les fréquences multiples de 1000 kHz. Les bobines d'arrêt, en fil de 0,12 mm sous soie, faites en nid d'abeille, sur tube de 12 mm de diamètre, comprennent 3×800 tours pour B.A. 1 et 3×700 tours pour B.A. 2.

Les bobines de sortie sont ajustées de manière à couvrir les fréquences de 200 kHz à 50 MHz, en six gammes.

L'oscillateur 1000 kHz est constitué par deux nids d'abeille de 60 et 100 tours (respectivement dans la grille et dans la plaque de la lampe), en fil de 0,25 mm sous soie, sur tube de 12 mm de diamètre.

Deux solutions sont ici possibles :

1° Se limiter à un très simple oscillateur 100 kHz (éventuellement incorporable à un récepteur, au titre de « marqueur » des réglages multiples de 100 kHz) ;

2° Monter un standard de fréquence complet, avec multivibrateur 10 kHz et amplificateur d'harmoniques.

Le schéma du simple oscillateur est celui de la figure 14-8.

Les valeurs d'organes sont données pour un quartz 100 kHz, série OB, de la marque S.E.P.E.

En laissant traîner au voisinage du récepteur un bout de fil branché à la sortie de cet oscillateur, on rencontrera, de 100 en 100 kHz, toute la suite des harmoniques du quartz. Toutefois, la multiplicité et le voisinage de ces harmoniques, quand on opère sur des fréquences de 10 à 30 MHz, y rendent l'identification de leur rang quelque peu délicate. Si l'on dispose d'un générateur H.F., celui-ci permet un lever de doute sur le multiple de 100 kHz considéré.

Inversement, au-dessous de 10 MHz, on peut regretter l'absence d'un « jalonnement » plus serré (dans le cas de l'étalonnage d'un cadran de récepteur, par exemple). L'adjonction d'un multivibrateur réglé sur 10 kHz fournit une démultiplication de l'oscillation 100 kHz avec synchronisation automatique sur celle-ci, de sorte que la précision des fréquences multiples de 10 kHz est encore la même que celle de l'oscillation 100 kHz.

Enfin, dans un appareil plus complet, il est permis d'ajouter un oscillateur 1000 kHz. Les travaux d'étalonnage seront ainsi facilités par une première inscription des points multiples de 1000 kHz, puis par celle des divisions de 100 en 100 kHz et, enfin, avec le multivibrateur, des subdivisions espacées de 10 kHz. Un circuit de sortie accordable sur la suite des harmoniques n'intervient évidemment pas sur la fréquence de celles-ci, mais apporte le bénéfice de la résonance pour un « relèvement » successif de chacune d'entre elles.

Le schéma général est celui de la figure 14-9.

La section triode de l'ECH 81 fonctionne soit en oscillatrice cristal (K_1 sur 100), avec l'adjonction du multivibrateur 10 kHz, lorsque K_1 est sur 10, soit en oscillatrice ordinaire 1000 kHz (K_1 sur 1000), pour un repérage sommaire des fréquences multiples de 1000 kHz.

La première opération à pratiquer sur l'appareil terminé sera l'accord de ce dernier oscillateur sur 1000 kHz ($\lambda = 300$ mètres), en la contrôlant à l'aide d'un récepteur réglé sur cette même fréquence (avec recouplement à partir du quartz 100 kHz).

Ensuite, sera choisie une bande d'ondes relativement libre (vers 3 à 4 MHz, dans la journée). Le commutateur K_1 étant sur la position 100, on repérera soigneusement les réglages de deux fréquences *successifs* de 100 kHz. Le commutateur K_1 sera placé sur la position 10, et l'on notera l'apparition d'harmoniques du multivibrateur entre ces deux points. Il faudra s'assurer qu'en tournant le condensateur variable du circuit de plaque EF 80, ces harmoniques demeurent stables ; en cas contraire, on augmenterait CA 3. Puis, le nombre d'harmoniques *apparues entre les deux points* multiples de 100 kHz précédemment repérés sera *soigneusement compté, la division décimale devant en comporter neuf*.

En agissant sur la résistance variable R_v du multivibrateur, on observera que son action s'exerce *par bonds*, la démultiplication de fréquence *sautant brutalement* d'une synchronisation 1/9 à 1/10 ou 1/11, etc. Ayant repéré les deux réglages pour lesquels la synchronisation à 1/10 (neuf points intermédiaires), saute à 1/9 et à 1/11, le bouton de la résistance variable R_v sera placé juste au milieu de ces points, c'est-à-dire *au milieu de la plage de synchronisation* correspondante.

Enfin, pour le simple étalon à quartz 100 kHz comme pour le standard de fréquence, la parfaite exactitude de la fréquence 100 kHz sera vérifiée en faisant battre, avec l'une des ondes étalonnées de WWV, l'harmonique correspondante (renforcée par l'accord du circuit de sortie).

En tournant le condensateur CA 1, il sera facile d'obtenir le battement nul.

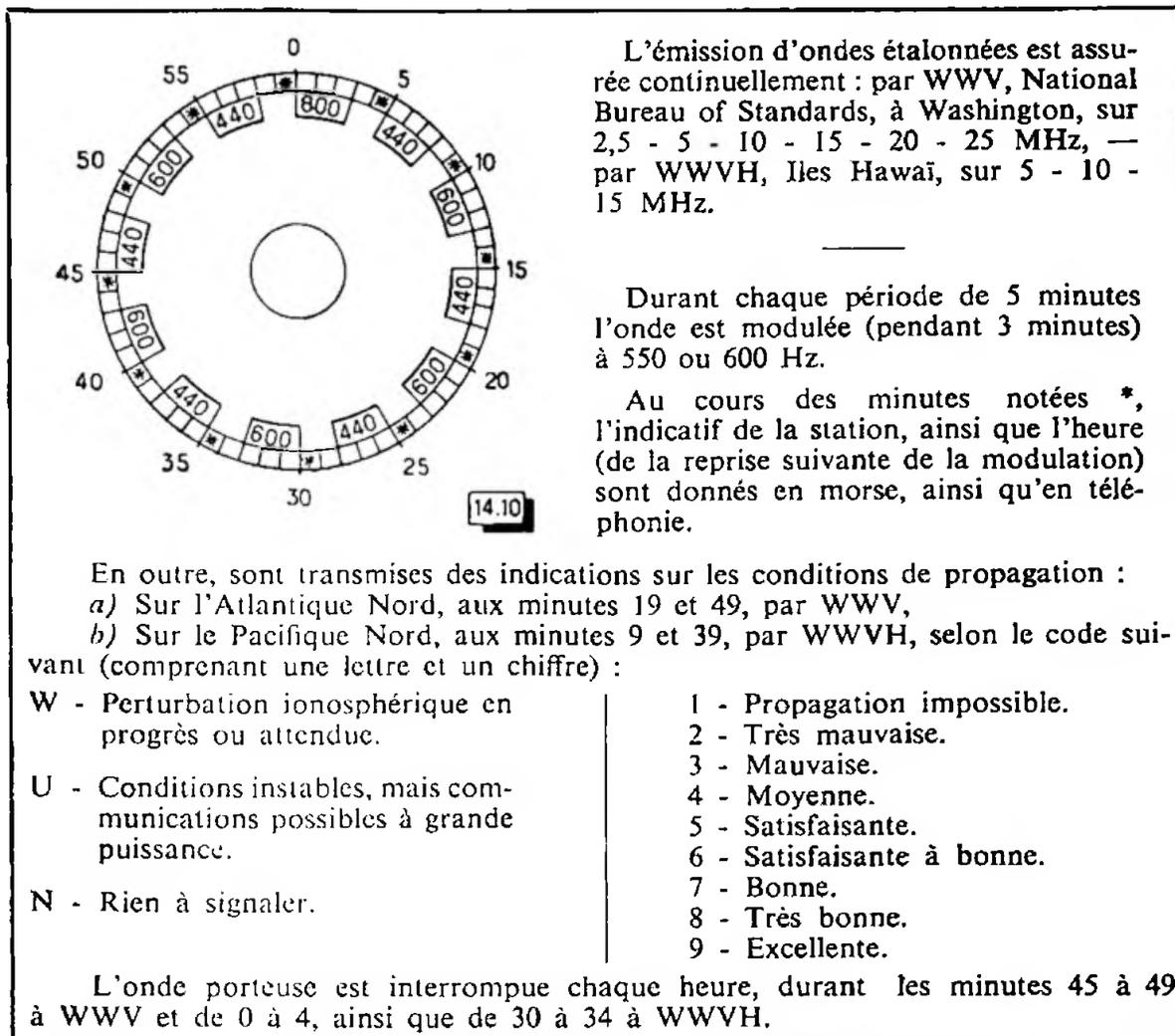


Fig. 14-10. — Les ondes étalonnées de WWV, exactes à un cent millionnième près sont une précieuse ressource pour le « calage » final de la fréquence d'oscillation du quartz.

La figure 14-10 précise les conditions de fonctionnement des émetteurs de WWV, National Bureau of Standards, à Washington, dont l'écoute est aisée en France, aux heures convenant à la propagation de chacune des fréquences considérées. Toutes ces dernières sont exactes à un cent millionnième près.

Pour l'étalonnage d'un récepteur, l'usage du standard de fréquence est chose évidente. Le « cadrage » préalable des gammes ayant été pratiqué, de préférence, à l'aide d'un générateur H.F., on emploierait ensuite le standard de fréquence pour déterminer tout d'abord les points multiples de 1000 kHz, afin d'éviter toute erreur sur le rang exact des points multiples de 100 kHz. Puis, passant sur la position 100 kHz de K_1 , il suffirait d'inscrire au passage tous les points multiples de 100 kHz. Enfin, pour les gammes d'ondes où cela se montrerait indispensable, la position 10 kHz de K_1 permettrait la division des échelles de 10 en 10 kHz.

On reconnaîtra, pour divers autres travaux d'étalonnage, qu'il n'aura pas été inutile de garder le récepteur à réaction que nous avons précédemment décrit. En effet, de par son principe, il ne provoquera nulle image de fréquence et se bornera à laisser entendre la fondamentale et les harmoniques proprement dites d'une oscillation.

Nous indiquerons, comme exemple d'utilisation, le processus de l'étalonnage d'un cadran de V.F.O. Soit à pratiquer cette opération pour la bande 3,5 MHz. Le circuit accordé de sortie du standard de fréquence sera réglé vers 3,5 MHz (l'exactitude n'étant pas nécessaire ici, nous l'avons vu). Le récepteur (réaction accrochée) fera entendre les harmoniques 3500, 3600, 3700, 3800 kHz du standard de fréquence. Nous étant placés sur 3500 kHz, nous tournerons le contrôle de réaction du récepteur, de manière à faire:

tout juste décrocher cette réaction. Manœuvrant alors le condensateur variable du V.F.O. (en état de fonctionnement, cela va de soi), nous entendrons un sifflement au moment où sa fréquence de sortie voisinera les 3500 kHz de l'harmonique du standard de fréquence. Ayant amené ce sifflement au battement nul, il n'y a plus qu'à pointer la division 3500 kHz sur le cadran. On agira de même pour les points 3600, 3700, 3800 kHz.

Enfin, le commutateur K_1 du standard de fréquence étant placé sur la position 10 kHz (mettant le multivibrateur en service), les points 3510, 3520, etc., seraient obtenus d'une manière semblable.

Le récepteur à réaction peut encore rendre divers services pour l'étalonnage d'un ondemètre. La réaction étant légèrement accrochée (et le récepteur réglé successivement sur les harmoniques délivrées par le standard de fréquence), la bobine de l'ondemètre serait couplée à celle de grille de la lampe détectrice; en manœuvrant le condensateur variable de l'ondemètre, on entendrait un « cloc » provoqué par le décrochage de la réaction au moment où les fréquences d'accord seraient égales.

La mise au point des circuits oscillants

Le calcul des circuits radio est souvent aléatoire, car il devrait, pour être exact, faire intervenir des éléments dont la détermination n'est possible que sur le montage pratiquement terminé (par exemple, la capacité répartie du câblage, etc.). Dans ces conditions, autant commencer par réaliser ce montage et opérer *des mesures, forcément indiscutables*, sur lui (à condition de n'avoir rien fait qui puisse troubler son fonctionnement), et en déduire *les retouches* à effectuer.

La meilleure méthode pour déterminer la fréquence d'accord d'un circuit comprenant une inductance et une capacité, *sans lui connecter aucun appareil de mesure*, est de déceler son effet d'absorption sur un autre circuit en état d'oscillation, que l'on place en son voisinage et dont on fait varier la fréquence.

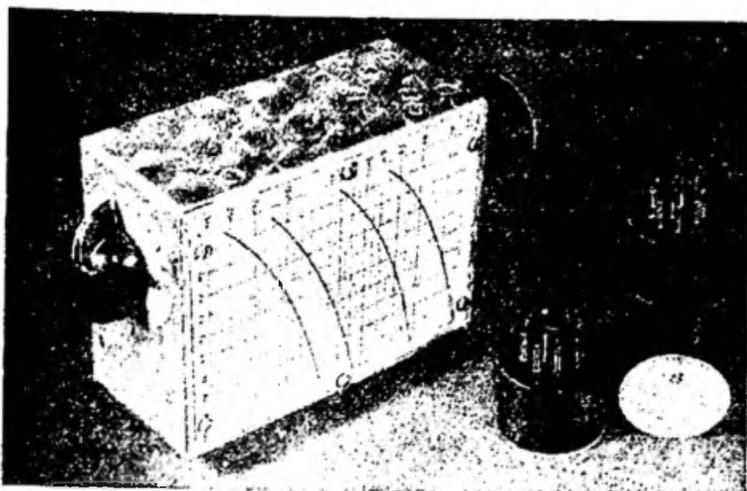
L'absorption due à la résonance entre les deux circuits *troublera* forcément les conditions de travail de celui qui est en état d'oscillation, et ce « trouble » sera mis en évidence par un « système indicateur ».

Tel est le principe fondamental de l'oscillateur « grid-dip », c'est-à-dire à « plongeon » du courant de grille, une baisse de ce dernier se produisant au moment de la résonance et permettant d'en déterminer le point exact sur le cadran de l'instrument, autrement dit d'en trouver la fréquence correspondante en se référant aux courbes d'étalonnage.

Avant d'aller plus loin, nous voudrions répondre à une question qui nous a souvent été posée. Ne peut-on munir le « grid-dip » d'un grand cadran, d'un démultiplicateur à rapport élevé, etc., afin de l'utiliser aussi comme générateur H.F. ? Cela conduirait à faire du « grid-dip » un instrument volumineux, n'ayant aucune maniabilité, et que l'on se trouverait obligé de coupler par ligne au circuit dont il s'agit de mesurer la fréquence. Nous n'avons aucune sympathie pour ce procédé introduisant des bobines auxiliaires (sources de troubles éventuels...).

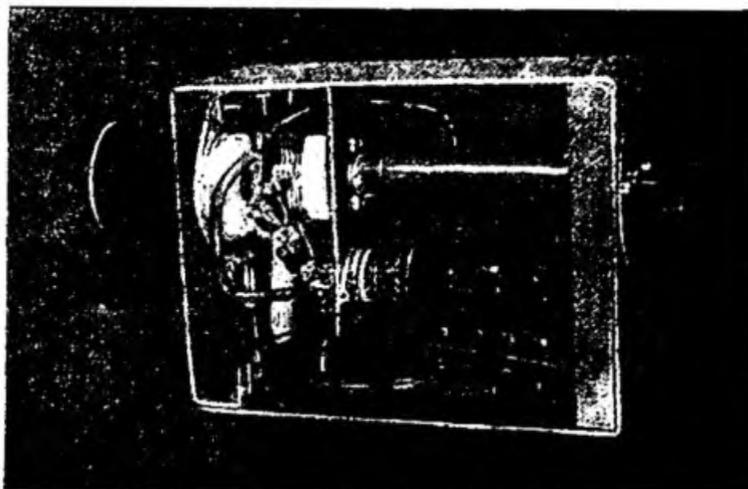
D'un autre côté, lorsque nous avons décrit le générateur H.F. SG 8, nous avons fait remarquer que *sa triode oscillatrice était séparée de la charge branchée en sortie, par un autre élément triode*, afin de garantir un maximum de stabilité à l'oscillation, en dépit de ce que l'on branchait à la « sortie H.F. ». Or, dans le « grid-dip », *une absorption doit avoir lieu sur le circuit d'oscillation lui-même, afin de perturber son équilibre de fonctionnement*. Tant que l'absorption est faible, la perturbation n'intervient que sur la tension « d'auto-polarisation » (par la résistance de fuite de grille), mais pour un couplage plus poussé survient un « effet d'entraînement » de la fréquence de l'oscillateur. Aussi devra-t-on toujours, en usant d'un « grid-dip », chercher à opérer avec un faible couplage, et ce résultat dépendra largement de la sensibilité avec laquelle le « système indicateur » réagira aux effets de l'absorption.

Le « grid-dip » n'a donc rien de commun avec un générateur H.F. et, en outre, il faut songer que l'on sera fort heureux qu'il soit d'une taille assez réduite quand il s'agira de l'introduire à proximité d'un circuit perdu dans quelque recoin d'un châssis. De ce fait, il sera logique de dissocier le « grid-dip » en une sonde de petites dimen-



Le « grid dip » 6J6 à amplification.

Disposition des organes à l'intérieur du « grid dip ».



sions et, d'autre part, en ses circuits d'alimentation et son indicateur de résonance. Nous allons donner la description de trois montages « grid-dip » éprouvés.

Le « grid-dip » « clin d'œil »

Cette formule ne comporte qu'un seul tube, un trèfle cathodique, cumulant les fonctions d'oscillateur et d'indicateur.

Le schéma de base de l'oscillateur est l'*ultraudion*, lequel n'est qu'un Colpitts où le « partage réactif » des impédances capacitives s'établit par les capacités internes de grille (C_g) et de plaque (C_p) de la lampe (fig. 14-11).

Le schéma réel et complet est indiqué par la figure 14-12, tandis que l'on voit en 14-13, le mode de disposition des éléments.

Le boîtier est formé par une bande d'aluminium de 1,5 mm d'épaisseur et de 58 mm de largeur, repliée selon les cotes notées sur la figure 14-13. Les deux grandes faces latérales de l'instrument présenteront ainsi un espace suffisant pour y fixer les courbes d'étalonnage protégées sous Rhodoïd.

La construction n'offre aucune difficulté particulière. On veillera seulement au maximum de proximité entre le support de la lampe, celui des bobines interchangeables et le condensateur variable. Le trèfle EM 4 peut être remplacé par un EM 34. Nous déconseillons le 6 AF 7 G en raison de ses connexions internes beaucoup plus longues. Par contre, les indicateurs de petite taille (EM 80, EM 81, par exemple) sont très recommandables.

Le condensateur C_1 sera d'excellente qualité, isolé entièrement sur mica, sans plaquettes de bakélite. Le condensateur variable CV doit être commandé par un prolongateur isolant.

Les bobinages sont tous prévus de manière à se trouver logés dans des culots octal en matière moulée, ce qui évite tout risque de contact avec le + H.T. en les saisissant

(ainsi que toute déformation nuisible à l'étalonnage). Leurs caractéristiques se résument ainsi :

- 1 - 95 à 54 MHz. 2 tours 1/4 de fil 1,2 mm, diamètre 20 mm ;
- 2 - 60 à 36 MHz. 4 tours 1/2 jointifs de fil 1,2 mm sous tresse de coton, bobinés « en l'air », diamètre 20 mm ;
- 3 - 40 à 22 MHz. 5 tours de fil 0,6 mm, sur tube de bakélite 30 mm, fileté au pas de 1,25 mm ;
- 4 - 24 à 14 MHz. 9 tours du même fil sur un même tube ;
- 5 - 15 à 8,5 MHz. 14 tours 1/2 de fil 0,25 mm sous soie, sur tube de bakélite 30 mm, fileté au pas de 0,75 mm ;
- 6 - 8,7 à 5,1 MHz. 31 tours de fil 0,25 mm sous soie, sur même tube ;
- 7 - 5,3 à 3,3 MHz. 45 tours de fil 0,25 mm sous soie, en nid d'abeilles, diamètre intérieur 22 mm, largeur 10 mm.

Un cordon souple à trois fils reliera la sonde aux circuits de quelque alimentation classique délivrant un courant alternatif de chauffage 6,3 V et une haute tension redressée de 250 V. (Signalons au passage que ce « grid-dip » s'accommode aussi d'une H.T. alternative *non redressée*, d'environ 120 volts.)

Approchant d'un circuit accordé la bobine du « grid-dip » (convenablement choisie) et tournant le condensateur variable de celui-ci, on verra le trèfle *sursauter* brusquement au moment du passage par la résonance.

Le gros intérêt de la méthode « grid-dip » est que cette absorption demeure *unique*, sur la seule fréquence réelle du circuit accordé, sans qu'intervienne aucune question d'harmoniques.

Un « grid-dip » 6J6 avec amplification

Une réalisation plus perfectionnée et extrêmement satisfaisante à l'usage est celle dont la figure 14-14 donne le schéma.

On y trouve le premier élément triode d'une lampe 6J6 monté en oscillateur ultraudion. Aucune bobine d'arrêt n'est employée, le rôle de blocage étant laissé à des résistances, ce qui est préférable dans un appareil dont les conditions de fonctionnement aux diverses fréquences doivent être très stables.

Il était alors possible de connecter la *première* résistance de fuite de grille de cette triode à un milliampèremètre de 0 à 1 mA, dont la borne + aurait été reliée à la masse, ce qui donnait un « grid-dip » très classique, de fonctionnement irréprochable. Cependant, il aurait été dommage de laisser inexploités les avantages que pouvait procurer le second élément triode de la lampe 6J6, lequel ne demandait qu'à fonctionner en amplificateur à courant continu, à partir d'une fraction de la tension de polarisation automatique de l'oscillateur, tension prélevée sur une partie de la résistance de fuite de grille.

La grille de la seconde triode de la lampe 6J6 reçoit ainsi une certaine tension négative. Dans le cas d'une absorption sur l'oscillateur, le courant *diminue* dans l'ensemble des résistances de grille, et c'est le « dip » ou « plongeon » normal. Or, avec le présent montage, la polarisation se trouvant réduite par ce « dip », la grille du second élément 6J6 devient moins négative et cela se traduit par un *accroissement* de son courant de plaque. De ce fait, l'aiguille du milliampèremètre n'accomplit plus un *plongeon*, mais tout le contraire, c'est-à-dire une remontée. Bien que cela mette en défaut l'appellation « grid-dip », nous n'avons pas voulu abandonner celle-ci, chacun y étant habitué... D'ailleurs seul le résultat compte !

Le bénéfice de cette amplification vaut l'oubli de ce détail, car la sensibilité est environ *doublée* par rapport à celle d'un « grid-dip » classique.

Le courant de grille oscillatrice étant seulement plus faible avec la première bobine (250 à 110 MHz), une « égalisation » du fonctionnement est obtenue en insérant une résistance de 220 000 ohms dans l'ensemble des résistances de fuite de grille. Grâce à.

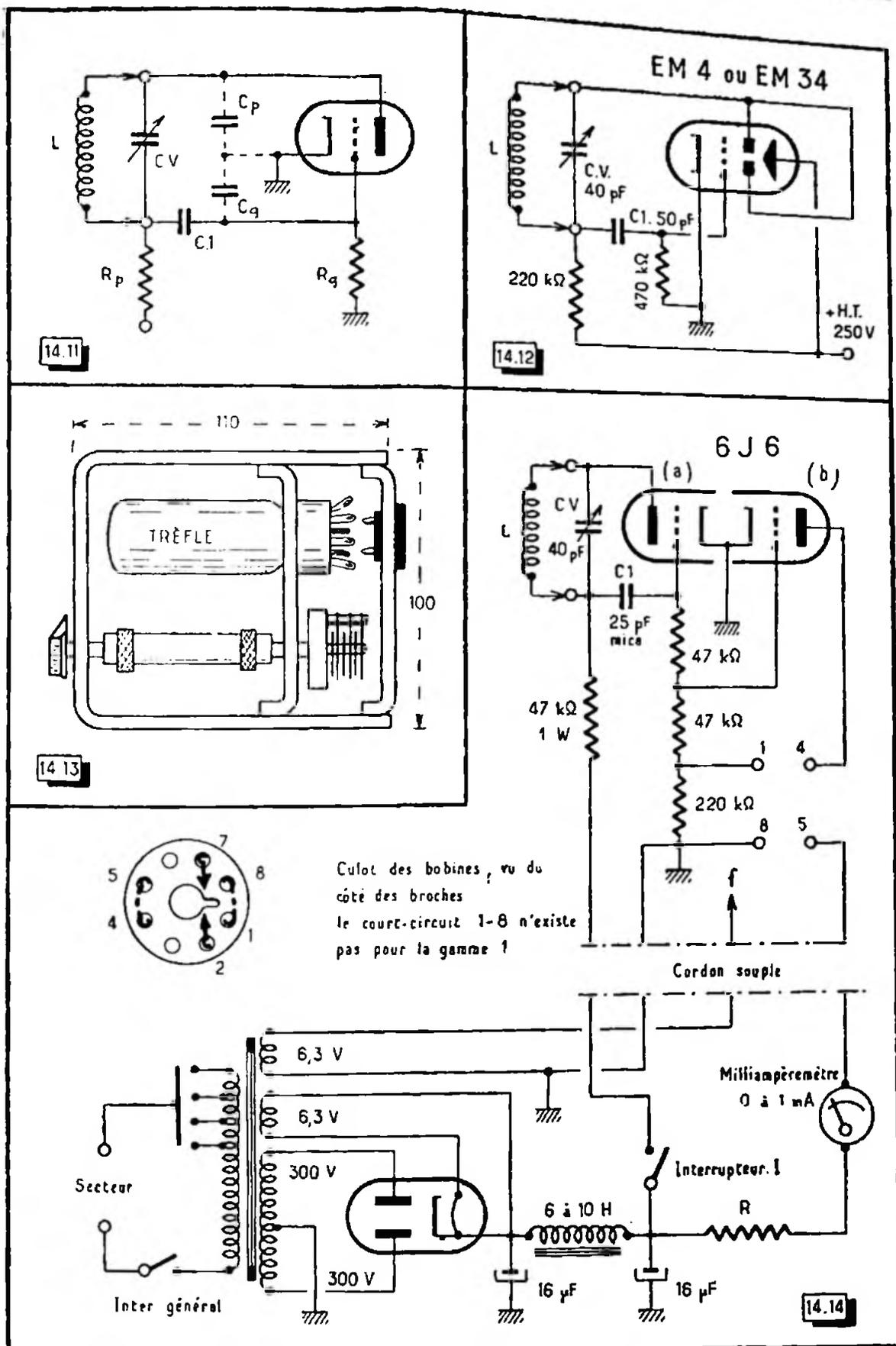


Fig. 14-11. — L'oscillateur ULTRAUDION n'est qu'un Colpitts où le « partage » réactif des impédances capacitives s'établit par les capacités internes de grille et de plaque de la lampe.

Fig. 14-12. — Schéma du « grid dip » « clin d'œil ».

Fig. 14-13. — Disposition des éléments du même « grid dip ».

Fig. 14-14. — Schéma d'un excellent « grid dip » à amplification.

deux broches (1 et 8) court-circuitées à l'intérieur de chaque culot de bobine, sauf pour celle de 250 à 110 MHz, le court-circuit de cette résistance est assuré dans les mêmes conditions.

Toutes les bobines comportent aussi une connexion de court-circuit entre leurs broches 4 et 5. De cette manière, le milliampèremètre ne dévie que si l'une des bobines oscillatrices est enfoncée sur le support correspondant.

D'un autre côté, un « grid-dip » est d'autant meilleur qu'il comporte moins de pièces..., aussi avons-nous voulu laisser directement connectée à la masse la cathode

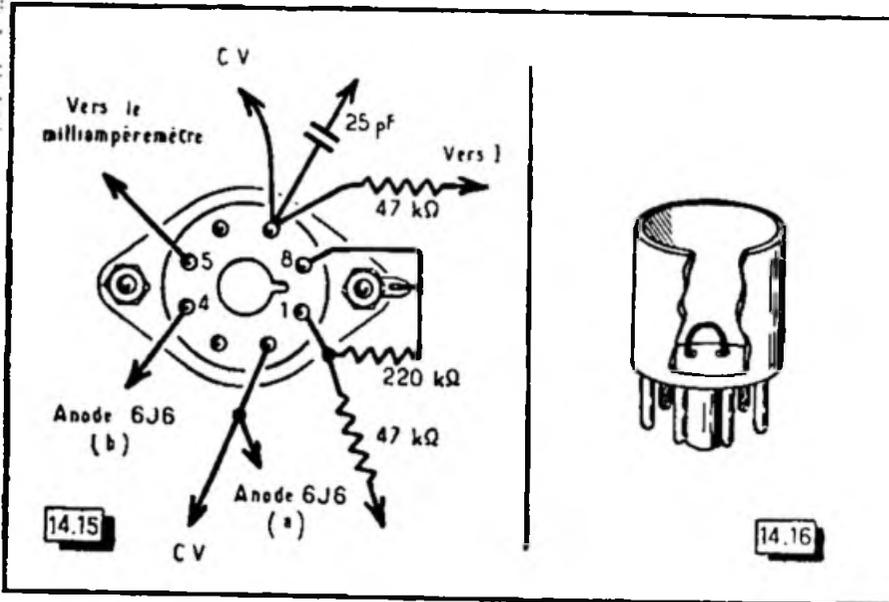


Fig. 14-15. — Détail des connexions au support des bobines du « grip dip » 6J6 (vu du côté des soudures).

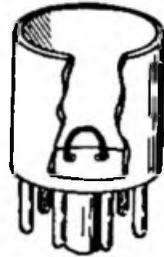


Fig. 14-16. — Disposition pratique et forme à donner (à l'échelle du culot octal) à la fraction de spire constituant la « bobine » N° 1.

commune aux deux triodes. Cela ne laissait aucune polarisation fixe (donc aucune limitation du courant anodique) à la seconde triode de la 6J6. Nous avons tourné cette difficulté en pratiquant une limitation par une résistance chutrice R , placée en série dans le circuit de plaque de cette seconde triode.

La valeur convenable de cette résistance sera déterminée d'une manière extrêmement simple. On ouvrira l'interrupteur I , afin de supprimer l'alimentation anodique de la triode oscillatrice et l'on choisira la résistance R de manière que la déviation du milliampèremètre (0 à 1 mA) s'établisse vers 0,7 à 0,8 mA. (La valeur moyenne de R se tient vers 220 000 ohms.)

En fermant I , l'entrée en oscillation développe une tension négative sur la résistance de fuite de grille et l'aiguille du milliampèremètre accuse une forte baisse.

A l'égard du choix des pièces, les mêmes précautions demeurent : le condensateur fixe C_1 est un modèle *tout mica* (sans plaquettes de bakélite), les supports sont en stéatite et l'on recherchera le plus court câblage. L'axe du condensateur variable doit être commandé par l'intermédiaire d'un prolongateur isolant.

La réalisation sera encore faite sur une bande d'aluminium de 1,5 mm d'épaisseur et d'une largeur de 50 mm, pliée de manière à donner un boîtier de 118 × 92 mm. Deux plaquettes d'aluminium rapportées formeront les faces latérales; elles recevront aussi les courbes d'étalonnage des bobines, couvertes par deux feuilles de Rhodoïd.

La figure 14-15 représente le détail des connexions au support des bobines. Quant à ces dernières, toujours contenues dans des culots octal en bakélite, les caractéristiques en sont les suivantes :

- 1 - 260 à 115 MHz. Une boucle de fil rigide, 1 mm, étamé, entre les broches 2 et 7 du culot, selon la figure 14-16;
- 2 - 130 à 75 MHz. 1 spire 1/4, fil 1 mm étamé, bobinée « en l'air », diamètre 20 mm;
- 3 - 93 à 42 MHz. 2 tours 1/4 de fil 0,6 mm, sur tube bakélite de 30 mm, fileté au pas de 1,25 mm;

- 4 - 55 à 25 MHz. 4 tours 1/4 du même fil, sur un même tube;
- 5 - 32 à 15 MHz. 8 tours 1/2 du même fil, sur un même tube;
- 6 - 19 à 9 MHz. 14 tours 1/2 de fil 0,25 mm, sous soie, sur un tube de 30 mm, fileté au pas de 0,75 mm;
- 7 - 10,5 à 5 MHz. 23 tours 1/2 jointifs, de fil 0,25 mm sous soie, sur tube bakélite de 30 mm lisse;
- 8 - 6 à 3,3 MHz. Nid d'abeilles de 45 tours, en fil de 0,25 mm sous soie, bobinage aéré, largeur 10 mm, diamètre intérieur 22 mm. Un condensateur de 4,7 pF est logé dans le culot, connecté entre les prises 2 et 8.

L'alimentation de ce « grid-dip » est également classique : chauffage alternatif 6,3 volts et haute tension redressée 250 volts, les liaisons étant assurées par un cordon souple d'une longueur de 1,25 m. Le milliampèremètre sera monté selon les convenances personnelles de l'utilisateur.

Le « grid-dip » permet de déterminer la fréquence d'accord d'un circuit *passif* (circuits accordés de récepteurs ou d'émetteurs en cours de montage ou non alimentés), mais le modèle à lampe 6J6 est encore capable de mesurer la fréquence d'un oscillateur en fonctionnement. Il suffit pour cela, d'ouvrir l'interrupteur I, afin d'empêcher la première triode d'osciller. Le « grid-dip » étant couplé à l'oscillateur, la grille de la première 6J6 se comportera comme une plaque de diode. Au moment de l'accord, une tension redressée apparaîtra sur l'ensemble des résistances de fuite de grille et une *baisse* du courant anodique du second élément triode traduira cet accord (puisque ce courant avait repris sa valeur de 0,7 à 0,8 mA, en l'absence de tension de polarisation).

Un oscillateur « grid-dip » à piles

Quand on souhaite faire des mesures un peu partout et, notamment, aller pratiquer des expériences à l'extérieur, sur les antennes, un oscillateur « grid-dip » alimenté sur piles procure l'autonomie nécessaire.

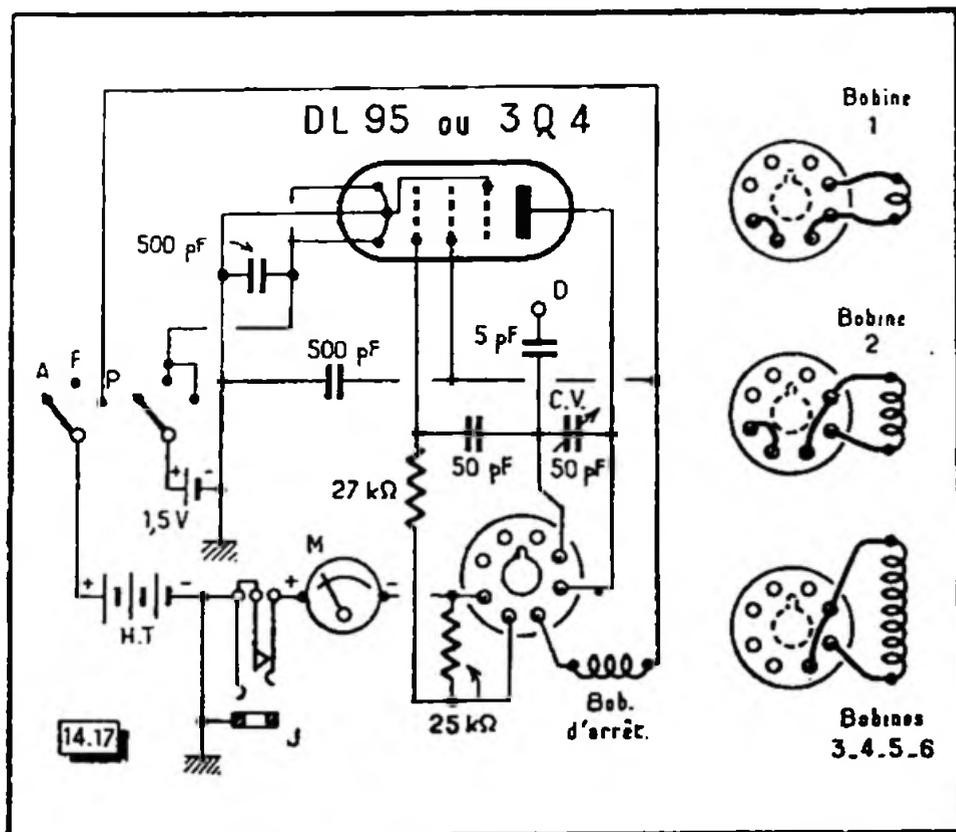


Fig. 14-17. — Un oscillateur « grid dip » alimenté sur piles et le détail des connexions vues par l'intérieur du culot des bobines. Le support des bobines est vu de l'extérieur.

Nous donnerons le schéma d'une réalisation ayant fait de très bonnes preuves, sans en préciser les dimensions, car celles-ci seront surtout une affaire de logement des piles, et tout dépendra des modèles auxquels on se sera arrêté pour celles-ci. Le schéma du « grid-dip » à piles est donc celui de la figure 14-17.

Les mêmes précautions de réalisation que celles ayant été précédemment exposées demeurent. Nous n'avons que quelques particularités à signaler. La lampe DL 95 (3Q4) doit être utilisée en penthode. D'autre part, le point de branchement de la bobine d'arrêt amenant le courant anodique au circuit oscillant ne s'est pas montré indifférent ; cette arrivée, faite du côté relié à la plaque, donnait une oscillation plus énergique, mais, du côté correspondant au condensateur de grille, elle assurait un courant de grille plus constant... Les bobines interchangeables permettaient sans difficulté de passer d'un mode à l'autre selon qu'il se révélait plus avantageux pour la gamme d'ondes considérée. C'est pourquoi la figure 14-17 laisse voir diverses connexions internes dans le jeu de bobines.

Pour une même question d'égalisation du courant de grille sur les différentes gammes, la résistance de grille est fractionnée en deux parties de 27 000 ohms, dont l'une est court-circuitée à l'introduction des bobines 1 et 2, par un cavalier soudé entre broches, à l'intérieur des culots.

La douille D est couplée au circuit oscillant par un condensateur de 5 pF, afin de ménager un fonctionnement du « grid-dip » en « moniteur » et, pour cette même raison, le commutateur bipolaire présente trois positions : arrêt - chauffage seul - chauffage et haute tension.

Avec une batterie de piles de 66 volts, l'instrument oscille jusqu'à 148 MHz. Si l'on désire atteindre utilement 160 à 170 MHz, il faut porter cette tension vers 90 à 100 volts.

Les bobines sont toujours contenues dans des culots octal en bakélite ; en voici les caractéristiques :

- 1 - 170 à 72 MHz. 7/8 de spire, de 27 mm de diamètre, en fil de 1 mm étamé, directement soudée dans les broches du culot, à 8 mm du fond de ce dernier ;
- 2 - 78 à 38 MHz. 2 tours 1/8, en fil de 0,6 mm, sur tube bakélite de 30 mm, fileté au pas de 1,25 mm ;
- 3 - 40 à 19 MHz. 5 tours du même fil, sur un même tube ;
- 4 - 21 à 10 MHz. 12 tours du même fil, sur un même tube ;
- 5 - 11,5 à 5,3 MHz. 23 tours en fil de 0,25 mm sous soie, sur tube bakélite de 30 mm, fileté au pas de 0,75 mm ;
- 6 - 6 à 3,1 MHz. 40 tours de fil de 0,25 mm sous soie, bobinés en nid d'abeille de 22 mm de diamètre intérieur et 9 mm de largeur.

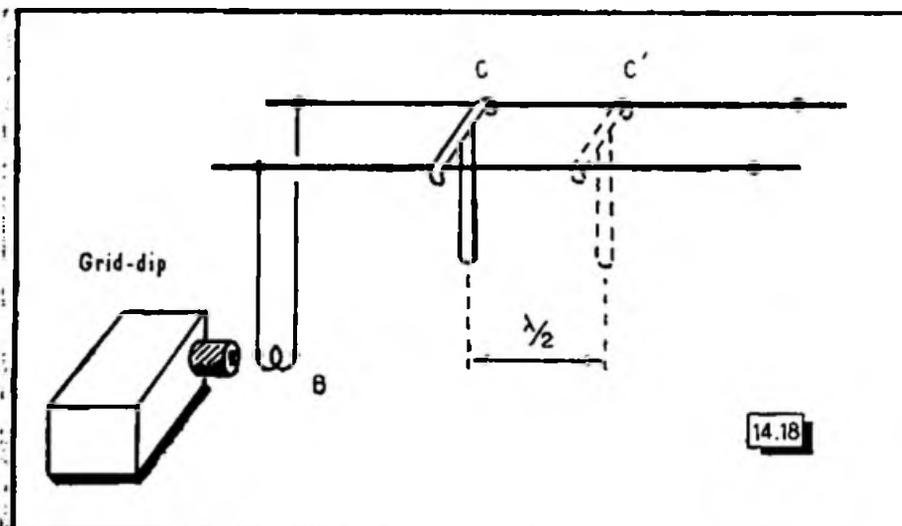


Fig. 14-18. — Comment on installe des « fils de Lecher ».

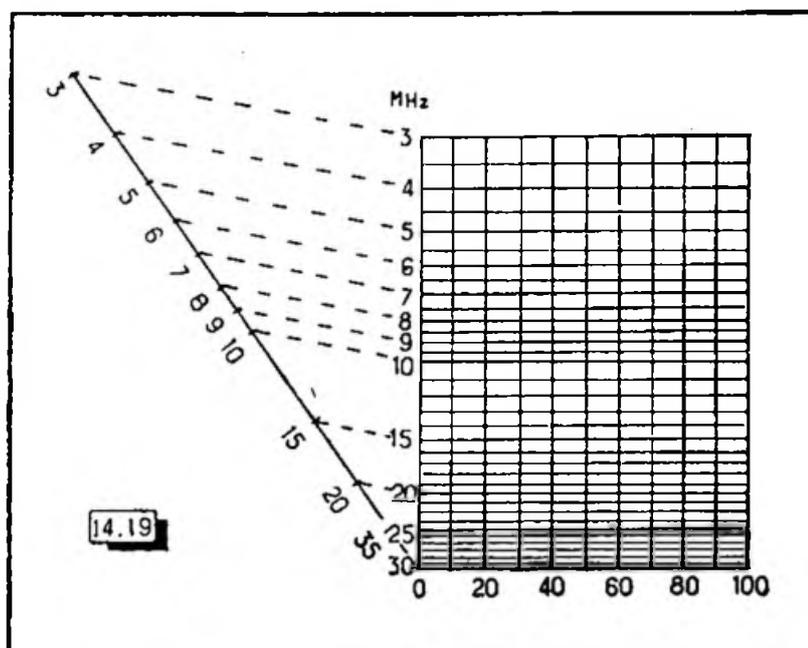
Aucun sens de branchement des fils de sortie n'est à observer.

La bobine d'arrêt est du type 900 microhenrys, dont la description a été donnée au chapitre VII.

Pour l'emploi en « grid-dip » on appliquera le chauffage et la haute tension. Aucune particularité n'est à signaler.

En « moniteur », un casque sera relié au jack J et une petite antenne à la douille D. Avec la haute tension, l'oscillation du « grid dip » (réglée sur la fréquence convenable)

Fig. 14-19. — En partant des divisions d'une règle à calcul, il est aisé d'obtenir, à l'échelle nécessaire, une graduation logarithmique des fréquences, pour les courbes d'étalonnage.



pourra battre avec l'onde d'une télégraphie et faire entendre celle-ci avec toutes ses caractéristiques propres (stabilité, « découpage » des signaux...). Le chauffage étant seul gardé, la lampe se conduira comme une diode, et l'on contrôlera valablement la qualité de sa téléphonie.

L'étalonnage des oscillateurs « grid-dip »

L'étalonnage d'un oscillateur « grid-dip » ne présente pas de difficultés insurmontables. Les méthodes employées dépendront surtout de l'appareillage dont on disposera, mais, en général, il suffira d'écouter l'oscillation du « grid-dip » sur un récepteur déjà étalonné. Si ce récepteur est un changeur de fréquence, il faudra bien se méfier de la possibilité d'une réception sur la fréquence image ; mais elle est généralement plus faible que celle qui correspond au réglage normal, et l'on pourrait toujours éloigner suffisamment le « grid-dip » du récepteur, de manière à mieux marquer cette différence entre le réglage normal et celui sur la fréquence image ou sur harmonique.

Entre 3,5 et 30 MHz, ce procédé sera convenable.

Mais, bien entendu, si l'on dispose du standard de fréquence ou du simple oscillateur à quartz 100 kHz, ainsi que du récepteur à détectrice à réaction précédemment décrit, cet étalonnage sera un jeu en procédant comme nous l'avons conseillé pour l'étalonnage d'un V.F.O. d'émetteur.

De 30 à 260 MHz, il faudra préférer la méthode des *fils de Lecher*. Entre deux murs opposés d'une grande pièce ou dans un couloir, seront tendus deux fils parallèles distants de 8 à 10 cm. Ces fils doivent être nus et très propres.

A l'une des extrémités de la ligne, on branchera deux fils terminés par une simple boucle B, ou une bobine de 2 ou 3 spires, pour le couplage au « grid-dip » à étalonner. Par ailleurs, un cavalier C, en gros fil, muni d'une poignée isolante, sera préparé.

Le « grid-dip » étant en état d'oscillation, on situera son condensateur variable (pour chaque bobine), successivement à 0, 10, 20°...

En faisant glisser le cavalier C sur les *fils de Lecher* (à partir de l'extrémité couplée au « grid-dip »), ce dernier traduira une première absorption. Il est commode de repérer cette position de C en plaçant une pince crocodile au même endroit. Puis, faisant à nouveau glisser le cavalier C un peu plus loin, une seconde absorption se manifestera.

Entre ces deux points existe très précisément une demi-onde de l'oscillation délivrée par le « grid-dip ». Cette distance, mesurée à l'aide d'un mètre, sera doublée afin d'avoir l'onde entière et l'on fera la conversion en fréquence par la classique formule :

$$F(\text{en MHz}) = 300/\lambda(\text{en mètres})$$

Lors de l'établissement des graphiques, il sera bon de prévoir une division logarithmique pour leurs échelles de fréquences. L'exécution du travail à la mesure des côtés du « grid-dip » est facile, en partant des divisions d'une règle à calcul. Ayant fixé les dimensions extérieures du graphique et s'agissant, par exemple, d'obtenir une graduation logarithmique de 3 à 30 MHz pour la partie *a b* , (fig. 14-19), on reporterait les mêmes divisions 3 à 30 selon la progression calquée sur une règle à calcul, au long d'un axe *a x* quelconque. Ayant tracé la droite joignant la division 3 au point *b* , il suffirait de mener des parallèles à cette droite, à partir des graduations de *a x* , pour déterminer une division proportionnelle de *a b* .

En traçant les courbes, il faudra se souvenir que celles-ci doivent toujours avoir une allure régulière. Tout point y créant un accident serait à suspecter et l'on recommencerait la mesure correspondante.

Les utilisations de l'oscillateur « grid-dip »

Lorsque l'on se servira du « grid-dip », on aura tout avantage à commencer par le coupler assez fortement au circuit dont il s'agit de mesurer la fréquence.

En tournant le condensateur variable du « grid-dip », l'absorption sera très brutale, donc ne laissant aucun doute. On éloignera progressivement le « grid-dip » jusqu'au point où ce réglage ne provoquera plus qu'un léger sursaut de l'appareil indicateur. Ainsi, la mesure sera exécutée dans les meilleures conditions possibles, c'est-à-dire sans que la fréquence d'oscillation du « grid-dip » soit pratiquement troublée.

Nous avons déjà signalé les services que le « grid-dip » pouvait rendre dans la mise au point de récepteurs ou d'émetteurs, pour l'accord préalable de circuits oscillants ordinaires.

A l'égard des circuits à bande large, accordés par les seules capacités réparties du montage, il est le seul appareil capable d'aider au réglage. Puisqu'il ne demande aucun branchement direct au circuit, il ne le perturbe pas.

Couplé aux bobines d'oscillation locale d'un récepteur à changement de fréquence, le « grid-dip » permettra de savoir si l'on a choisi leur réglage sur la fréquence supérieure ou inférieure à celle à recevoir.

Les lignes de transmission destinées à l'alimentation en H.F. d'une antenne sont susceptibles de subir différents contrôles à l'aide d'un oscillateur « grid-dip ». Nous aurons à voir successivement deux cas principaux : celui des lignes accordées, c'est-à-dire vibrant en ondes stationnaires, et celui des lignes à ondes progressives.

Les expériences que nous allons mentionner sont très intéressantes, car elles permettent de constater l'influence des dimensions de la ligne, d'évaluer le « facteur de vitesse » d'un câble, de vérifier l'effet de la terminaison de la ligne, etc.

Mesures sur les lignes à ondes stationnaires

Nous mesurerons tout d'abord une longueur bien définie (disons 5 mètres, par exemple) de fil de cuivre d'un diamètre (aucunement critique) de 1 mm, si l'on veut

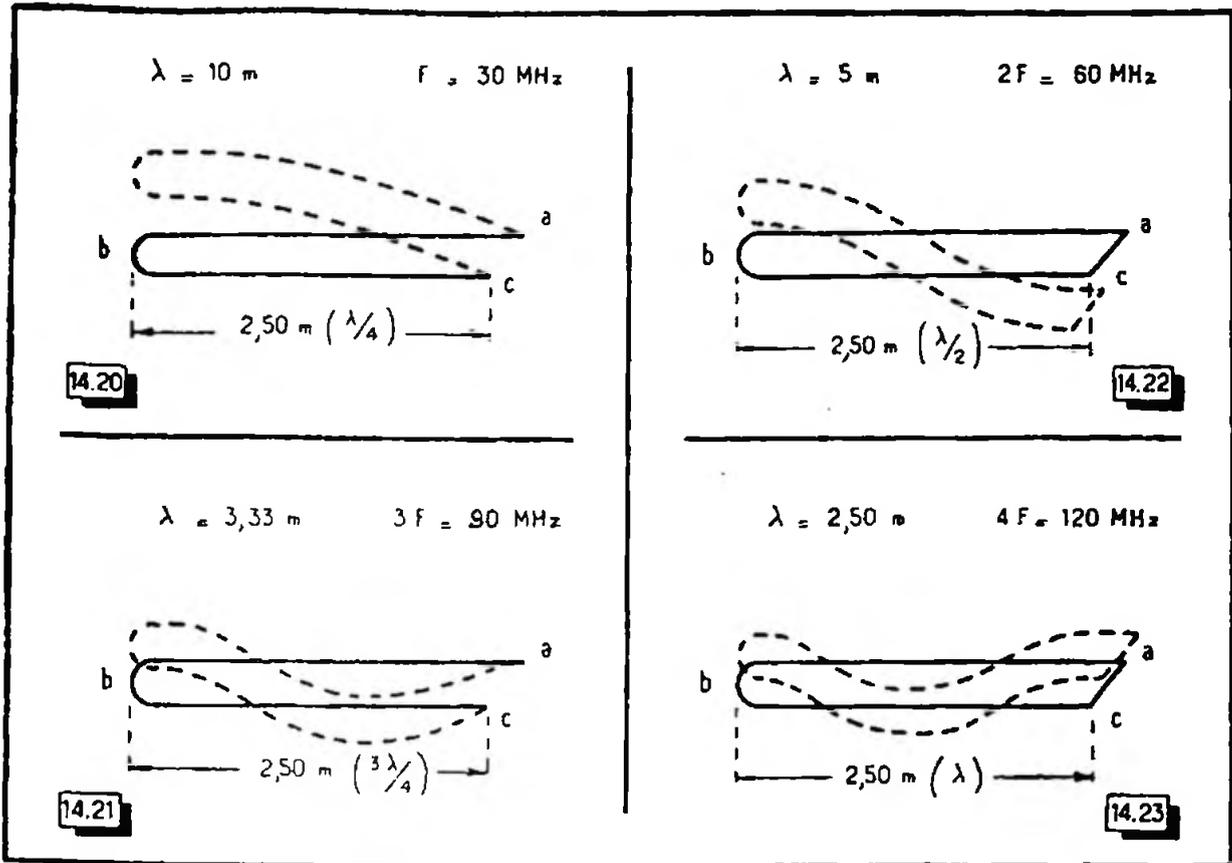


Fig. 14-20. — Comment on peut « voir » une ligne quart d'onde vibrer sur sa fréquence fondamentale F .

Fig. 14-21. — Comment la même ligne vibre sur la fréquence $3 F$.

Fig. 14-22. — Si l'on court-circuite la ligne en $a c$, un ventre d'intensité s'établit forcément en ce dernier point et la fréquence fondamentale devient $2F$.

Fig. 14-23. — D'autres modes de vibration sont possibles pour la même ligne; ils comportent tous un ventre d'intensité en $a c$. (tout comme en b) et l'on voit ici le mode $4F$.

Ce fil sera plié en deux, afin d'en obtenir le milieu, et ses deux moitiés seront tendues parallèlement, avec un écartement de 6 à 10 cm (sur deux réglettes isolantes), comme l'indique la figure 14-20. Les deux extrémités a et c du fil sont donc isolées, tandis qu'une boucle existe en b .

Sur cette longueur totale de fil, dont les extrémités a et c sont libres, pourront s'établir divers régimes d'ondes stationnaires présentant tous deux nœuds d'intensité en a et c ainsi qu'un ventre en b .

Approchant l'oscillateur « grid-dip » de la boucle b , nous trouvons d'abord une absorption provoquée par la vibration fondamentale de la « ligne quart d'onde » ainsi réalisée, c'est-à-dire, dans notre exemple, sur une longueur d'onde de 10 mètres (soit une fréquence $F = 30$ MHz). Nous découvrirons, de même, de nouvelles absorptions sur les multiples *impairs* de F , soit $3 F$, $5 F$, etc., correspondant toujours au mode de vibration cité plus haut. La figure 14-21 représente la répartition des ondes stationnaires pour $3 F$.

Court-circuitons, à présent, les extrémités $a c$ de la ligne. Celle-ci ne pourra plus vibrer que selon des modes présentant un ventre d'intensité en b et un autre en $a c$ (fig. 14-22). Nous obtiendrons successivement les multiples *pairs* de F (absents dans le cas de la ligne ouverte), c'est-à-dire $2 F$ (fig. 14-22), $4 F$ (fig. 14-23), etc.

Les remarques que nous venons de faire ont leur application immédiate dans le réglage de la longueur des feeders d'une antenne Zeppelin, par exemple; il suffit de déconnecter, durant les essais, le brin d'antenne horizontal $c d$ au point c (fig. 14-24), pour retrouver notre ligne $a b c$ qu'il faudra retailer de manière à faire coïncider l'un de ses régimes avec la fréquence d'émission prévue, pour que la ligne travaille dans de bonnes conditions.

Mesures sur les lignes à ondes progressives

Nos expériences pourront porter ici, de façon très instructive :

a) Sur un tronçon de feeder plat, dit « twin lead », d'impédance caractéristique de 300 ohms ;

b) Sur un autre tronçon de câble coaxial, du modèle classique d'impédance caractéristique de 75 ohms.

Dans les deux cas, les extrémités du câble seront dénudées pour en faire sortir les deux conducteurs, sur une longueur d'environ 4 cm, et ces derniers, joints entre eux, formeront une boucle (fig. 14-25), permettant le couplage de la ligne à l'oscillateur « grid-dip ».

Les deux fils de l'autre bout du câble restant isolés l'un de l'autre, nous trouverons une vibration en « ligne quart d'onde » de notre tronçon de câble, sur une fréquence F , tout comme pour la ligne de la figure 14-20. Cependant, une surprise nous attend : nous n'aurons plus les mêmes relations entre la longueur de la ligne et la longueur d'onde (ou la fréquence) que précédemment. La présence d'un isolant entre les conducteurs du câble a pour effet de ralentir la vitesse de propagation dans la ligne, de sorte que l'onde H.F. s'y déplace à une vitesse nettement inférieure à 300 000 kilomètres par seconde. Ce phénomène dépend de la nature et de la quantité d'isolant placé entre les deux conducteurs. Il faut donc appliquer un coefficient de correction (toujours inférieur à l'unité, c'est évident), dont la valeur s'établira notamment aux alentours de 0,82 pour le feeder plat 300 ohms à fils maintenus parallèlement sur les lisières d'un ruban de polythène, et de l'ordre de 0,66 pour le câble coaxial 75 ohms (isolé aussi au polythène).

C'est ainsi que la longueur de la « ligne quart d'onde » résonnant sur 30 MHz ne sera plus de 2,50 m, mais de $2,50 \times 0,82 = 2,05$ m pour du câble plat 300 ohms, et seulement de $2,50 \times 0,66 = 1,65$ m pour du câble coaxial 75 ohms.

Ce contrôle sera très précieux pour la mise au point des « lignes quart d'onde » utilisées comme transformateurs d'impédance entre une ligne à ondes progressives et une antenne.

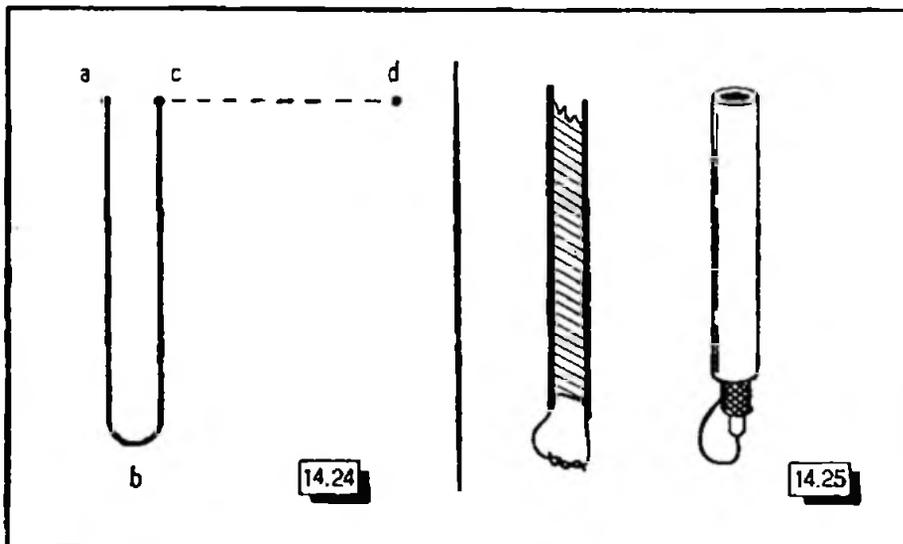


Fig. 14-24. — « Le « grid dip » permet de régler la longueur des feeders d'une antenne Zepelin, en déconnectant l'un d'eux de celle-ci, au point c. On court-circuite éventuellement a c pour un réglage selon un mode $\lambda/2$ ou multiple de $\lambda/2$ ».

Fig. 14-25. — Formation d'une boucle de couplage à l'extrémité d'un feeder en « twin lead » 300 ohms ou bien d'un câble coaxial 75 ohms.

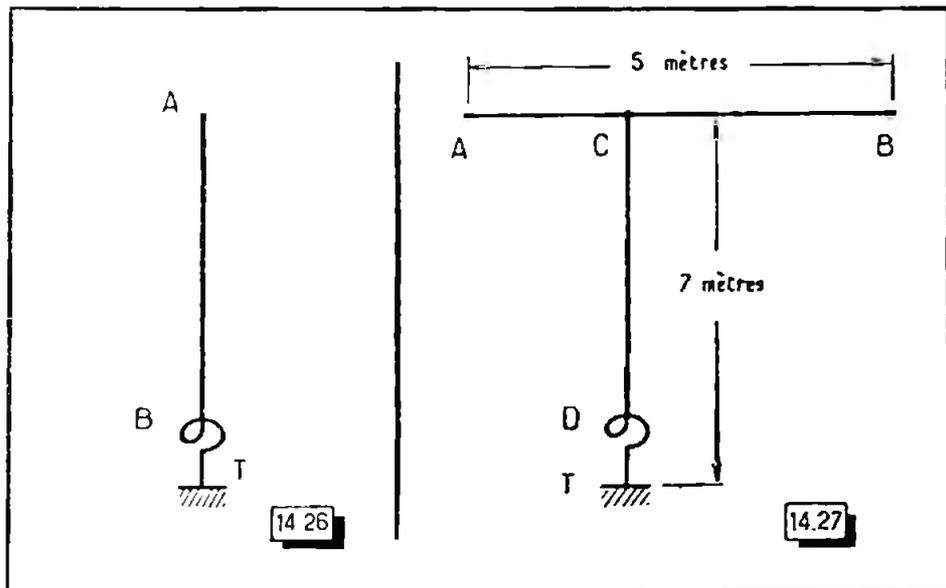
La correction par le « facteur de vitesse » restant toujours valable, on vérifiera, en outre, que les lignes utilisées pour le transport d'énergie H.F. par ondes progressives peuvent être le siège de vibrations de modes 3 F, 5 F... si leur extrémité libre est ouverte ou 2 F, 4 F... si les fils de l'extrémité libre sont court-circuités.

Toutefois, ces lignes à diélectrique solide provoqueraient des pertes importantes si elles travaillaient en ondes stationnaires. Aussi ne les emploie-t-on que dans les conditions pour lesquelles elles ont été prévues, c'est-à-dire pour un fonctionnement en ondes progressives.

Ce résultat est atteint quand la ligne est terminée, à son extrémité, par une impédance purement résistive et égale à son impédance caractéristique. Une expérience simple s'offre à nous : l'oscillateur « grid-dip » étant toujours couplé à l'une des boucles de la figure 14-25, nous allons nous munir d'une série de résistances au carbone, donc non inductives, de quelques ohms à quelques milliers d'ohms. Connectons tout d'abord une résistance de 5000 ohms, par exemple, aux deux fils de l'extrémité libre de la ligne ; nous allons retrouver toutes les absorptions des modes impairs (F , $3 F$, $5 F$, etc.). Diminuons progressivement la valeur de la résistance employée ; les mêmes points de résonance

Fig. 14-26. — Le « grid dip » offre aussi le moyen de mesurer la fréquence de résonance d'une antenne verticale Marconi.

Fig. 14-27. — L'antenne Hertz-Windom, aux dimensions choisies pour l'expérience relatée dans le texte.



subsistent, mais l'amplitude de la déviation du milliampèremètre diminuera pour chaque nouvelle valeur de la résistance et, finalement, aucune absorption ne sera plus perceptible.

Branchons alors une résistance très faible (10 à 20 ohms au plus) au bout de la ligne. Nous constatons que les résonances se manifestent pour les fréquences $2 F$, $4 F$, etc., mais le milliampèremètre du « grid-dip » les accusera de moins en moins, à mesure que l'on fera croître la résistance, jusqu'à ne plus permettre de les soupçonner. On voit qu'il existe ainsi deux valeurs de la résistance en bout de ligne, entre lesquelles cette dernière n'est plus le siège d'aucune résonance perceptible, c'est-à-dire qu'en théorie, elle ne présente plus d'ondes stationnaires. En réalité, la résistance optimum serait donnée par la moyenne géométrique entre les deux valeurs limites trouvées ; de toute manière, elle doit correspondre à l'impédance caractéristique définie pour chaque type de câble.

Mesures sur une antenne verticale

Installons une antenne verticale A T (fig. 14-26), reliée à la terre au point T, et formons-y une boucle de fil B, aussi près que possible de T. Le « grid-dip » sera couplé à la boucle B, et nous chercherons les résonances de ce fil. Nous pourrions contrôler (puisque'il doit toujours exister un nœud d'intensité en A et un ventre en T), qu'elles seront de la forme $AT = \lambda/4$, $AT = 3 \lambda/4$, $AT = 5 \lambda/4$, etc.

Dans la pratique, la longueur d'onde mesurée pourra se montrer supérieure à quatre fois la longueur AT de l'antenne, car il se peut, si nous avons pris quelque tuyau d'eau comme prise de terre, qu'il ne rejoigne pas directement le sol, allongeant ainsi la longueur AT.

Mesures sur une antenne demi-onde

Si l'on tend un fil horizontal et que l'on approche la bobine du « grid-dip » de son milieu (le fil étant tangent au culot de bakélite renfermant l'enroulement), on vérifiera

qu'une absorption a lieu pour une longueur d'onde égale au double de la longueur du fil (à peu de chose près) : c'est la classique antenne demi-onde.

En plaçant la bobine de l'oscillateur à chaque fois près d'un ventre d'intensité, nous contrôlerons que cette antenne peut vibrer sur les fréquences harmoniques paires et impaires de la fondamentale.

Cependant, ce couplage de la bobine du « grid-dip » au brin rayonnant de l'antenne se montre souvent insuffisant pour déterminer une indication nette de l'absorption et dans ce cas, l'emploi de l'impédancemètre d'antenne (décrit plus loin) serait nettement préférable.

Le cas de l'antenne Hertz-Windom

Si l'antenne Hertz-Windom est séduisante par son apparente simplicité, elle donne lieu, parfois, à des surprises difficiles à expliquer.

L'oscillateur « grid-dip » va nous procurer l'occasion d'une expérience particulièrement instructive. Pour la réaliser, nous avons monté l'antenne Hertz-Windom aux dimensions notées sur la figure 14-27. La prise C était faite de manière très classique, au tiers de A B, et une boucle de fil D était ménagée au bas du feeder, juste avant sa liaison à la prise de terre T. L'oscillateur « grid-dip » fut couplé à cette boucle, et nous avons exploré toutes les fréquences comprises entre 3 et 160 MHz. Les absorptions dues à cette antenne furent rencontrées sur les fréquences suivantes : 6,7 - 20,2 - une absorption floue, de 30 à 33,5 MHz - 47 - 60 - 90 - 120 - 150 MHz.

La fréquence 30 MHz ($\lambda = 10$ mètres) correspond à la classique vibration de la partie A B en demi-onde, et les fréquences 60, 90, 120, 150 MHz (respectivement équivalentes à 5, 3,33, 2,50, 2 mètres) ne sont autres que les vibrations harmoniques $\lambda/2$, $\lambda/3$, $\lambda/4$, $\lambda/5$. Dans tous ces cas (exception faite pour le point 30 MHz, où nous allons voir qu'un accident survient), le fonctionnement pratique de l'antenne est conforme à la théorie voulant qu'un régime d'ondes stationnaires existe sur la partie A B, tandis que le feeder C T n'est parcouru que par des ondes progressives (un peu comme la corde d'un violon vibre sous l'entraînement de l'archet, lequel ne vibre pas).

Cependant, il nous faut, à présent, nous pencher sur les fréquences 6,7 - 20,2 - 47 MHz, ainsi que sur le réglage flou de 33,5 MHz, pour lesquelles l'antenne absorbe également de l'énergie. Les longueurs d'onde correspondantes, rangées par ordre décroissant, sont sensiblement égales à 44,80 - 14,90 - 9 - 6,40 m. Il est inutile de leur chercher une explication compliquée : l'antenne se conduit comme une vulgaire antenne en T, c'est-à-dire à capacité terminale, pour laquelle la plus grande longueur d'onde de résonance n'est autre que la vibration en quart d'onde. Le quart de 44,80 m est 11,20 m, et nous voyons que cela peut très bien concorder avec nos 7 mètres de fil, de T à C, augmentés artificiellement d'une longueur équivalant à 4,20 m sous l'influence des parties C B et C A.

Sur 14,90 m, nous rencontrons le régime de vibration $3 \lambda/4$; sur 9 m, il s'agit du mode de travail suivant, en $5 \lambda/4$; sur 6,40 m, nous avons $7 \lambda/4$. En effet, les vérifications $14,90 \times 3/4$, $9 \times 5/4$, $6,40 \times 7/4$, nous donnent toujours une longueur d'antenne voisine de 11,20 m.

Revenons maintenant sur l'absorption anormalement floue trouvée entre 30 et 33,5 MHz. Comme nous venons de le voir, le hasard a voulu que, par suite des dimensions données à cette antenne expérimentale, nous ayons, sur deux fréquences très voisines, un régime où le fonctionnement devrait avoir lieu en ondes progressives (30 MHz) et un autre où il s'établit en ondes stationnaires (33,5 MHz). Cette proximité fait que l'antenne ne travaille correctement sur aucun de ces deux modes de vibration et qu'en particulier, si l'on voulait en faire usage pour émettre sur une onde voisine de 10 mètres, on aurait, selon l'expression imagée des amateurs-émetteurs, une antenne qui « pomperait » peu de H.F. sur l'émetteur.

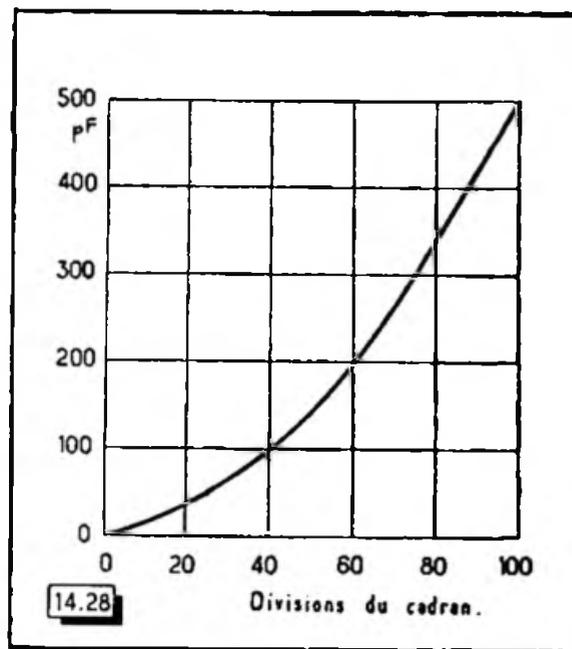
Un remède consiste, en pareil cas, à modifier la longueur de feeder C T, de manière à décaler les résonances du mode de vibration « en T », hors des « bandes amateurs »...

Un autre, plus sûr encore, est d'employer une antenne d'un type n'offrant pas ces aléas ! Mais comment aurions-nous connu la cause d'un mauvais rendement, sans avoir étudié cette antenne à l'aide d'un oscillateur « grid-dip » ?

Mesure de capacité

Le « grid-dip » aide encore à pratiquer très simplement diverses mesures de capacité ; celles-ci se révèlent souvent fort utiles sur les petites valeurs des condensateurs habituellement employés dans les montages radio.

Fig. 14-28. — Courbe de la capacité variable d'un condensateur « J.D. » 490 pF.



A cette fin, il faudra disposer d'un condensateur variable *étalonné*, mais, l'achat d'une telle pièce spéciale étant disproportionné avec le but poursuivi, nous tournerons très simplement la difficulté en prenant un condensateur variable à un élément 490 pF, de la série 459 de *Radio J.D.* Ces condensateurs montrent une excellente régularité de leur courbe d'étalonnage, d'un échantillon à l'autre. Aussi peut-on se fier au tracé de la figure 14-28.

Ce condensateur sera monté dans un boîtier portant un cadran avec son bouton index et, si le boîtier est métallique, on ménagera un *large trou* autour de la prise isolée, reliée aux lames fixes, afin de ne pas apporter de capacité parasite en ce point. La figure 14-29 schématise cette disposition pratique.

Ayant préparé, par ailleurs, une bobine comportant une dizaine de tours de fil 0,6 mm, sur un tube de bakélite de 30 mm de diamètre, fileté au pas de 1,25 mm, on réalisera la disposition de la figure 14-30. La bobine étant connectée aux bornes du condensateur variable étalonné et celui-ci *se trouvant à son maximum de capacité* (500 pF avec les capacités résiduelles), on tournera le condensateur variable du « grid-dip » jusqu'à l'indication maximum de l'absorption (vers 3,8 MHz, pour la bobine de 10 tours). Sans plus toucher au « grid-dip » le condensateur à mesurer serait branché en parallèle sur l'ensemble (aux bornes A et B), et l'on rechercherait le sursaut de l'indicateur du « grid-dip » en diminuant la capacité du condensateur étalonné. Cette diminution est évidemment égale à la capacité apportée par le condensateur à mesurer. Si, par exemple, la résonance est retrouvée à 375 pF au condensateur étalon, c'est que le condensateur fait $500 - 375 = 125$ pF.

La mesure directe est ainsi possible jusque vers 500 pF. Au-delà, on procéderait d'une manière différente : 1° La bobine étant reliée aux bornes A et B, l'index du condensateur variable étalonné serait placé sur la position correspondant à 100 pF, et

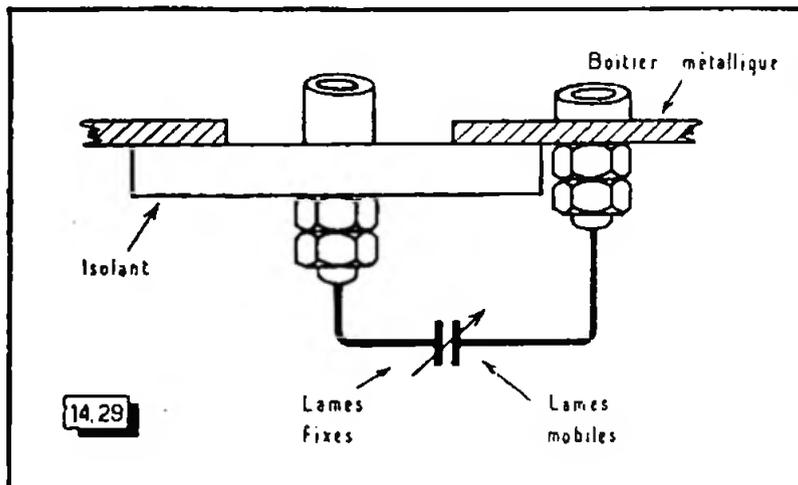
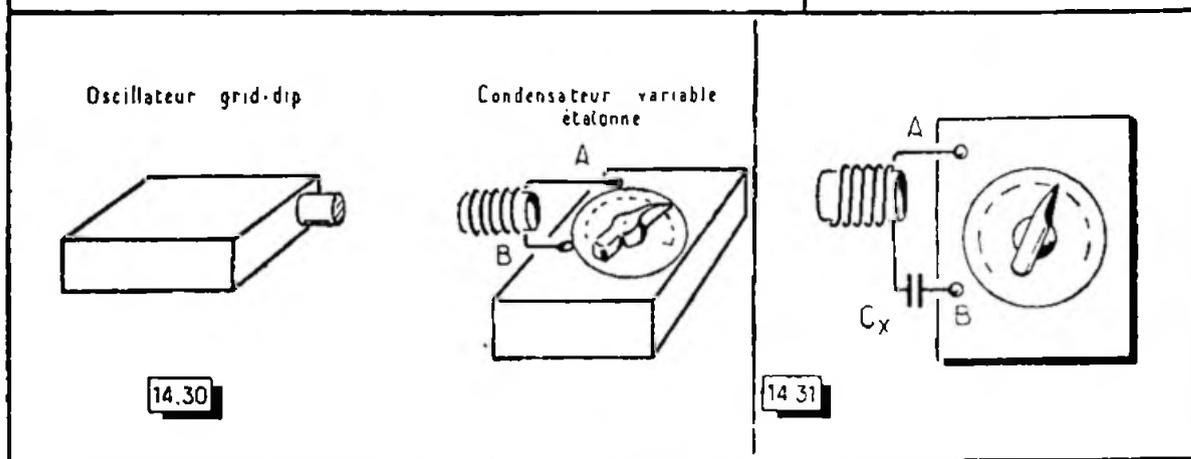


Fig. 14-29. — Si le condensateur variable étalonné est monté dans un boîtier métallique, on prendra soin de faire sortir au milieu d'un large trou, la douille reliée aux lames fixes.

Fig. 14-30. — Disposition pratique du « grid dip », du condensateur variable étalonné et de sa bobine auxiliaire, lors des mesures.

Fig. 14-31. — Pour mesurer des capacités supérieures à 500 pF, on ferait le montage ci-dessous.



l'on chercherait le point d'absorption au « grid-dip » ; 2° Connectant le condensateur C_x en série avec la bobine (fig. 14-31), il faudrait retrouver l'absorption en augmentant la capacité du condensateur variable étalon. En appelant C , cette dernière capacité, on aurait :

$$C_x(\text{en pF}) = \frac{100 C}{C - 100}$$

Retouches aux circuits et calculs à la règle

Très souvent, les mesures au « grid-dip » faites sur un circuit montrent que la réalité ne correspond pas à ce que les calculs avaient prévu. Or, la mesure a eu le gros avantage de fournir *une base réelle et indiscutable* à partir de laquelle il devient très facile de se livrer à des corrections *ordonnées*, grâce à la méthode que nous allons indiquer. Les applications pratiques de celle-ci *deviennent d'une extrême simplicité si l'on emploie la règle à calcul*, et nous associerons étroitement cette dernière à la résolution des problèmes qui vont suivre.

Tout radiotechnicien a le plus grand intérêt à posséder une bonne règle à calcul et à bien savoir s'en servir (tant pour les problèmes de radio que pour les calculs de sa vie courante), car elle est un merveilleux « outil à gagner du temps ».

Il existe divers modèles de règles portant certaines « échelles spécialisées ». A ce point de vue, les règles dites « électricien » ne sont pas à recommander pour les calculs radio, car leur seule particularité réside dans une échelle permettant les conversions entre watts et chevaux-vapeur. Il est préférable de disposer, au recto de la règle, d'une échelle des *inverses*, d'une échelle des *logarithmes* et de celle des *cubes*, comme les comporte la *règle Rietz*.

Cela sera mieux encore si s'ajoutent, au recto de la règle, des échelles log-log, dont nous verrons l'utilité au cours de nos exemples. Une réalisation particulièrement bien étudiée et réussie en ce domaine est celle de la règle « Electric-Log-Log » de Graphoplex, car elle groupe, à la fois, tous les avantages précités.

Le principe de base de la règle à calcul est l'addition de deux longueurs par déplacement de la réglette dans la règle. Les longueurs correspondant aux logarithmes des nombres inscrits, cette « somme mécanique » donne immédiatement le produit des deux nombres (fig. 14-32); inversement, une identique « soustraction mécanique » permet la division (fig. 14-33).

Nous allons nous borner ici à montrer la méthode d'emploi de la règle, pour résoudre les divers problèmes que l'on rencontre au cours des mises au point dans les circuits radio, renvoyant nos lecteurs aux traités consacrés à la règle à calcul, pour une documentation plus étendue sur celle-ci. Nous passerons seulement en revue les échelles de la règle « Electric-Log-Log » avec leurs désignations abrégées; on trouve de haut en bas :

- L : logarithmes,
- B³: cubes,
- B²: carrés (règle),
- b²: carrés (réglette),
- a : inverses,
- b : nombres (réglette),
- B : nombres (règle),
- LL₁, LL₂, LL₃ : échelles log-log, de 1,01 à 10⁵.

Ajoutons que l'élevation au carré et celle au cube sont immédiates (fig. 14-34). Il en va de même pour l'extraction des racines, en veillant toutefois à placer correctement le curseur. Pour la racine carrée, le nombre ayant été partagé en tranches de deux chiffres

Fig. 14-32. — Le déplacement de la réglette d'une règle à calcul donne par l'« ADDITION mécanique » de deux longueurs (proportionnelles aux logarithmes des nombres inscrits), la multiplication $a \times b$.

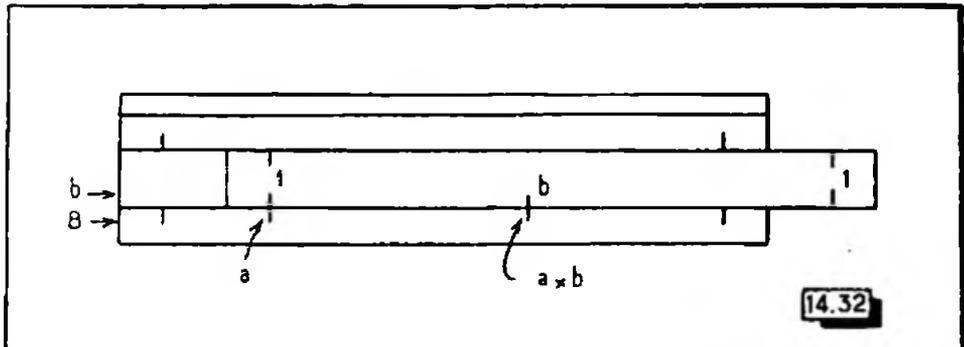


Fig. 14-33. — Un déplacement réalisant une « SOUSTRACTION mécanique » assure la division a/b .

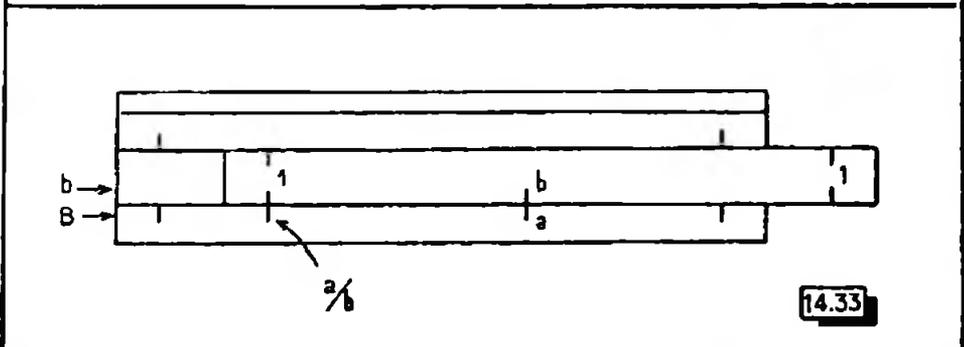
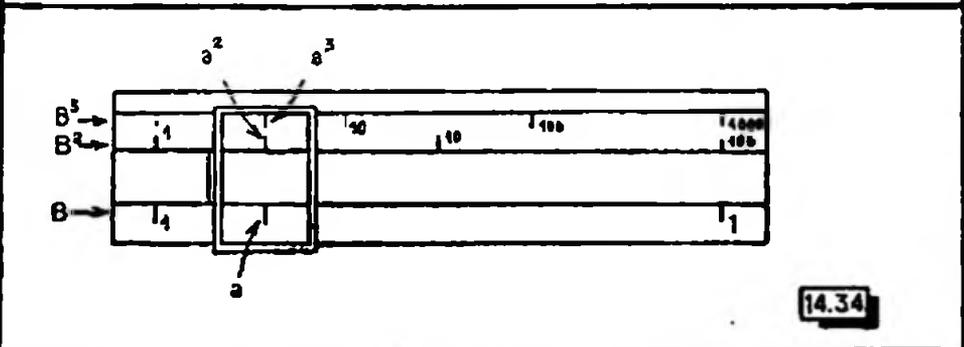


Fig. 14-34. — Les relations entre le nombre (lu sur B), son carré (lu sur B²), son cube (lu sur B³), sont immédiates. Il en est réciproquement de même pour les racines.



à partir de la droite, on prendrait l'échelle B^2 gauche, si la dernière tranche ne comprenait qu'un chiffre, et B^2 droite si elle en avait deux; la racine apparaît immédiatement au-dessous, sur l'échelle B . De même, pour la racine cubique on procède à un même partage par tranches de trois chiffres à partir de la droite et, selon que la dernière tranche renferme un, deux ou trois chiffres, on lit le nombre sur l'échelle B^3 gauche, médiane ou droite (et la racine sur B).

La conversion fréquence/longueur d'onde est immédiate, à l'aide de l'échelle des inverses, comme on le voit sur l'une de nos photographies.

PROBLÈMES

Les calculs de retouche aux circuits radio vont être exposés sous forme d'une suite de problèmes.

PROBLÈME N° 1. — *Un circuit oscillant, composé d'une self-induction L et d'une capacité variable C , résonne sur une longueur d'onde λ (ou une fréquence F).*

Quelle doit être la valeur de capacité C' pour passer sur une longueur d'onde λ' (ou une fréquence F') ?

Dans le premier cas, nous pouvons écrire : $\lambda = k \sqrt{LC}$.
(k étant une constante dépendant des unités employées).

Dans le second cas, nous voulons obtenir : $\lambda' = k \sqrt{LC'}$.

En divisant membre à membre, nous avons :

$$\frac{\lambda}{\lambda'} = \frac{k \sqrt{LC}}{k \sqrt{LC'}} \quad \text{d'où finalement} \quad \frac{\lambda^2}{\lambda'^2} = \frac{C}{C'} \quad (1)$$

Un calcul analogue, en usant de la fréquence à la place de la longueur d'onde, nous donnera :

$$\frac{F'^2}{F^2} = \frac{C}{C'} \quad (2)$$

La solution se lit immédiatement sur la règle (fig. 14-35).

Remarquons encore, si nous appelons N la somme des lames des deux armatures du condensateur, que la capacité est fonction de $N - 1$.

Si nous voulons modifier la capacité en amenant le nombre total des lames à N' , nous aurons :

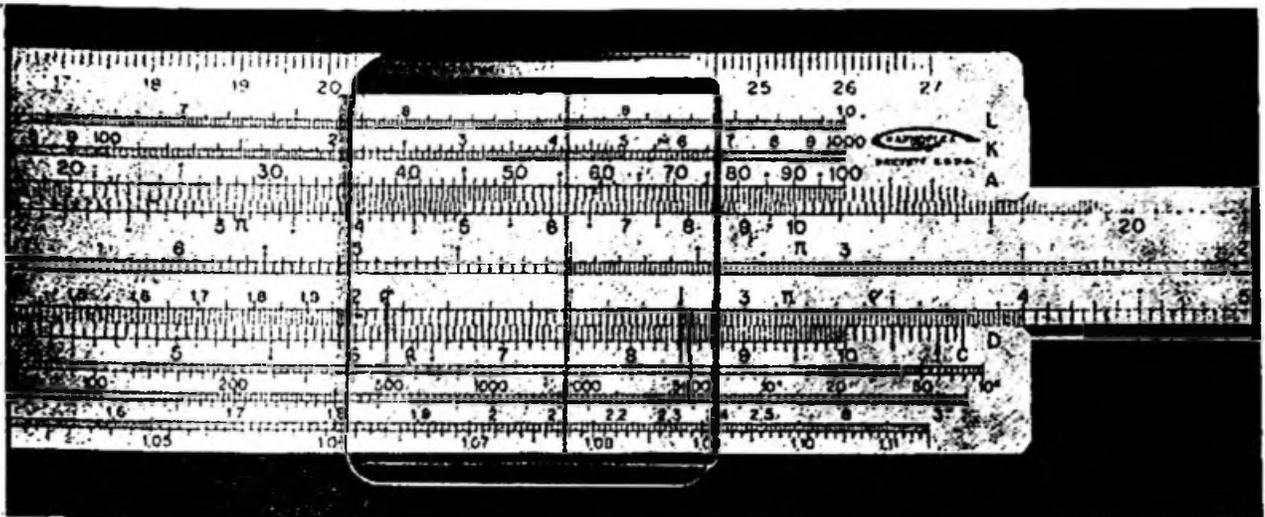
$$\frac{C}{C'} = \frac{N - 1}{N' - 1} \quad (3)$$

Comme le montre la figure 14-35, la solution est obtenue en même temps que les précédentes et par le même déplacement de la règle.

Exemple. — Un circuit oscillant atteint une longueur d'onde de 45 mètres au maximum de la course d'un condensateur variable comportant 10 lames en tout et dont la capacité est alors de 60 pF. Quelle modification apporter au condensateur variable pour que la longueur d'onde ne soit plus que 40 mètres, au maximum de capacité ?

Ayant fait coïncider 45 (lu B) avec 40 (lu sur b) nous trouvons au-dessous de $C = 60$ (lu sur B^2) la réponse : $C' = 47$ pF (lu sur b^2). Sans même qu'il soit nécessaire de connaître ces deux valeurs de capacité, nous notons sous $N - 1 = 10 - 1 = 9$ (lu sur B^2) le nombre 7 (lu sur b^2), équivalant à $N' - 1$. Il en résulte que $N' = 8$ lames et nous ôterons deux lames au condensateur variable (une au stator et une au rotor).

En manière de corollaire à ce problème, nous devons indiquer que les mêmes formules sont toujours valables, si l'on exprime par λ et λ' (ou F et F') les valeurs extrêmes d'une bande couverte par le jeu d'un condensateur variable. C et C' sont ici les valeurs minimum et maximum aux bornes du circuit et comprennent les capacités résiduelles.



Conversion entre fréquence et longueur d'onde. Ayant aligné le 3 de l'échelle des inverses (au milieu de la règlette) avec l'une des extrémités de l'échelle B, on obtient immédiatement la conversion sous le trait du curseur. Dans l'exemple choisi, on voit que 4016 kHz équivalent à 74,70 m, etc.

PROBLÈME N° 2. — Un circuit oscillant est composé d'une bobine de N spires, présentant une self-induction L , ainsi que d'une capacité C . Il résonne sur une longueur d'onde λ (ou une fréquence F).

Quelle doit être la valeur de self-induction L' (et le nombre de spires correspondant N') pour que le circuit résonne sur une longueur d'onde λ' (ou une fréquence F') ?

La méthode de calcul est encore la même. D'une part, nous avons :

$$\lambda = k\sqrt{LC} \quad \text{et, d'autre part,}$$

$$\lambda' = k\sqrt{L'C}$$

d'où :

$$\frac{\lambda^2}{\lambda'^2} = \frac{L}{L'} \quad (4)$$

ou

$$\frac{F'^2}{F^2} = \frac{L}{L'} \quad (5)$$

Comme il ne s'agit que d'une *retouche*, celle-ci ne va pas bouleverser les dimensions de la bobine et, comme les formules du calcul des self-inductions montrent que cette dernière est fonction de N^2 , nous pouvons considérer que $L/L' = N^2/N'^2$, d'où finalement :

$$\frac{\lambda}{\lambda'} = \frac{N}{N'} \quad (6)$$

et

$$\frac{F'}{F} = \frac{N}{N'} \quad (7)$$

Tous ces calculs sont possibles grâce à un seul déplacement de la règlette, comme l'indique la figure 14-36.

Exemple. — Avec une capacité C donnée, une bobine de 15 spires résonne sur une longueur d'onde de 30 mètres. Combien faudra-t-il lui laisser de tours pour qu'elle soit accordée sur 26 mètres ?

On trouve immédiatement 13 spires.

Il est à remarquer que notre méthode de retouche permet d'introduire ici la notion d'un nombre de mètres de longueur d'onde par tour de fil sur la bobine. On fait, dans la pratique, un usage extrêmement fructueux de cette observation.

PROBLÈME N° 3. — *Un circuit oscillant, composé d'une self-induction L (de N spires) et d'une capacité C , résonne sur une longueur d'onde λ (ou une fréquence F). Si l'on change l'un des éléments L ou C en L' ou en C' , que doit devenir l'autre pour maintenir l'accord ?*

Dans le premier cas, nous avons :

$$\lambda = k\sqrt{LC} \quad \text{et dans le second : } \lambda = k\sqrt{L'C'}$$

Donc, $LC = L'C'$, d'où

$$\frac{L}{L'} = \frac{C'}{C} \quad (8)$$

Mais, comme L est fonction de N^2 , nous obtenons :

$$\frac{N^2}{N'^2} = \frac{C'}{C} \quad (9)$$

Comme on le voit par la figure 14-37, la solution ne dépend toujours que d'un seul déplacement de la réglette.

Bien que ne concernant pas les bobinages H.F. les problèmes 4 et 5, réservés à des calculs d'enroulements nous ont semblé ne pouvoir être dissociés de ce sujet.

PROBLÈME N° 4. — *Dans un emplacement de section $a \times b = S$, on a un enroulement constitué par N spires, d'un fil de diamètre D (fig. 14-38).*

a) *Si l'on veut faire occuper le même emplacement par un autre fil de diamètre D' , quel sera le nouveau nombre de spires N' ?*

b) *Si l'on désire avoir N' spires (toujours dans ce même emplacement de section S), quel diamètre D' de fil faudra-t-il utiliser ?*

L'enroulement étant fait d'une manière identique et le rapport des diamètres D et D' n'étant pas démesuré, on peut admettre (en appelant s et s' les sections respectives des fils), que :

$$S = Ns = N's', \quad \text{d'où : } N/N' = s'/s$$

La section étant fonction du carré du diamètre ($s = \pi D^2/4$), on a :

$$\frac{N}{N'} = \frac{D'^2}{D^2}$$

La figure 14-39 représente la solution de ces problèmes à la règle.

PROBLÈME N° 5. — *Soit un enroulement d'excitation de haut-parleur électrodynamique ou d'inductance de filtrage, dont la résistance R doit être changée en R' . On désire substituer, au fil de diamètre D , un autre fil de diamètre D' , afin que la carcasse de cette bobine reste toujours remplie.*

Si nous appelons N et N' les nombres de tours dans les deux cas, nous avons, comme au problème précédent : $S = Ns = N's'$, d'où : $N = N's'/s$ et $N' = Ns/s'$.

D'autre part, la résistance étant inversement proportionnelle à la section du fil, directement proportionnelle à sa longueur (autrement dit au nombre de spires, puisque dans le présent cas la longueur de la spire moyenne ne change pas), et dépendant d'un coefficient ρ selon la nature du fil, nous pouvons écrire respectivement :

$$R = \rho \frac{1}{s} N \quad \text{et} \quad R' = \rho \frac{1}{s'} N'$$

En remplaçant N et N' par les valeurs précédemment déterminées, il vient :

$$R = \rho \frac{1}{s} \frac{N's'}{s} \quad \text{et} \quad R' = \rho \frac{1}{s'} \frac{Ns}{s'}$$

En divisant membre à membre, on obtient :

$$\frac{R}{R'} = \frac{1/s^2}{1/s'^2} \quad \text{et} \quad \frac{R}{R'} = \frac{s'^2}{s^2}$$

Mais nous savons que la section du fil est fonction du carré de son diamètre, d'où :

$$\frac{R}{R'} = \frac{D'^4}{D^4} = \left(\frac{D'}{D}\right)^4$$

que nous pouvons encore écrire :

$$\frac{D'}{D} = \sqrt[4]{\frac{R}{R'}}$$

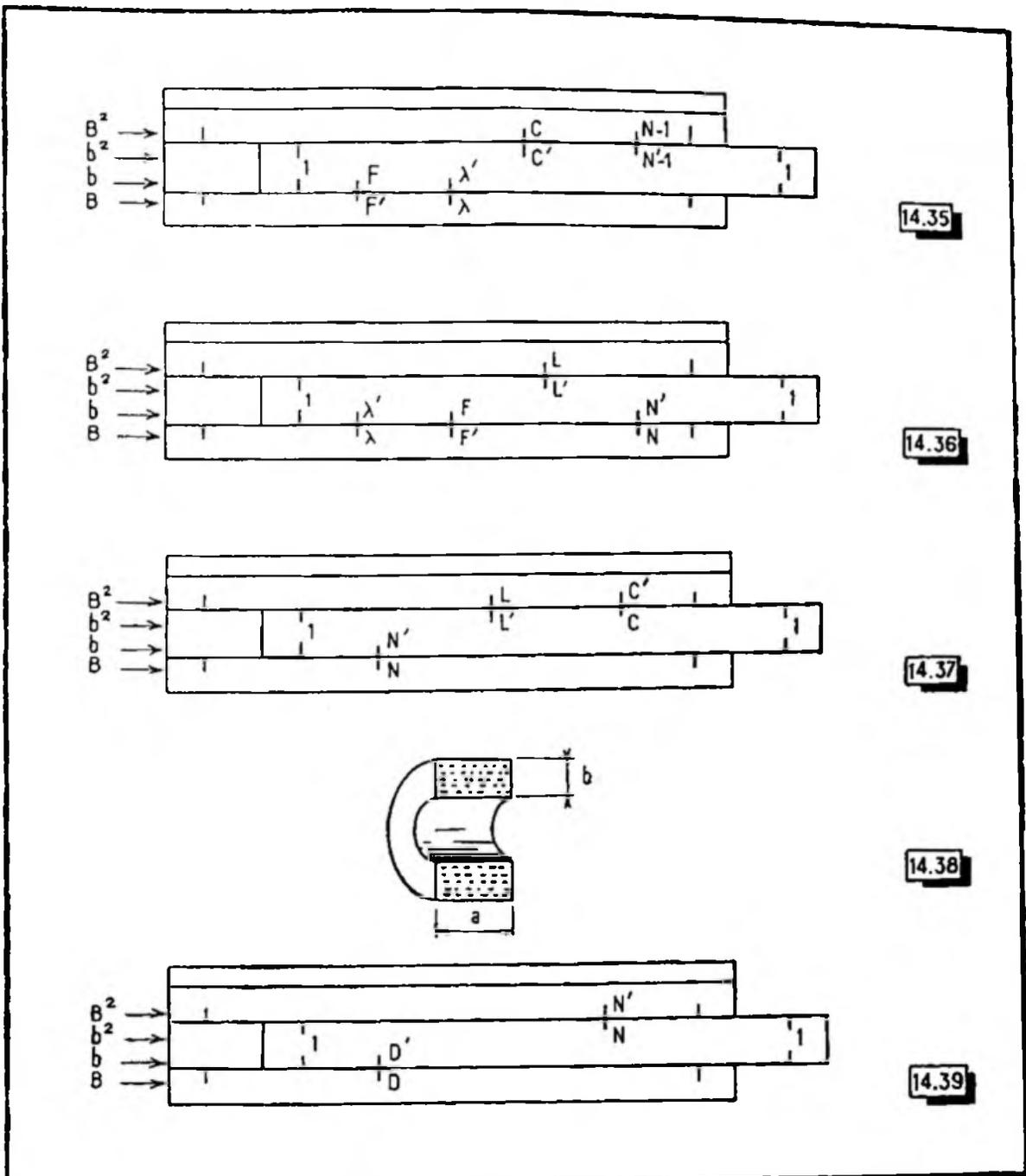


Fig. 14-35. — Solution du problème N° 1.

Fig. 14-36. — Solution du problème N° 2.

Fig. 14-37. — Solution du problème N° 3.

Fig. 14-38. — L'enroulement pris pour exemple au problème N° 4.

Fig. 14-39. — Solution du problème N° 4.

Exemple. — Une bobine d'excitation de 1800 ohms est faite en fil de 0,15 mm. Quel diamètre de fil faudra-t-il employer pour que la résistance soit de 1200 ohms ? En exprimant les diamètres de fil en centièmes de millimètre, pour D et D', nous avons :

$$\frac{x}{15} = \sqrt[4]{\frac{1800}{1200}} = \sqrt[4]{1,5} = 1,1$$

d'où $x = 15 \times 1,1 = 16,5$ centièmes de millimètre.

CALCULS DIVERS

EXTRACTION DE RACINES QUELCONQUES. — Ce dernier problème a posé la question de l'extraction de la racine quatrième du nombre 1,5.

Les échelles log-log permettent de résoudre ce cas avec un maximum de facilité. On lit le nombre 1,5 sur l'échelle log-log LL₂ (fig. 14-40). A l'aide du curseur, on aligne, sur 1,5, l'indice de la racine, 4 en l'occurrence, lu sur l'échelle b ; puis, le curseur amené sur l'origine 1 de la réglette (échelle b) donne, sur l'échelle LL₂, cette racine quatrième, soit 1,106.

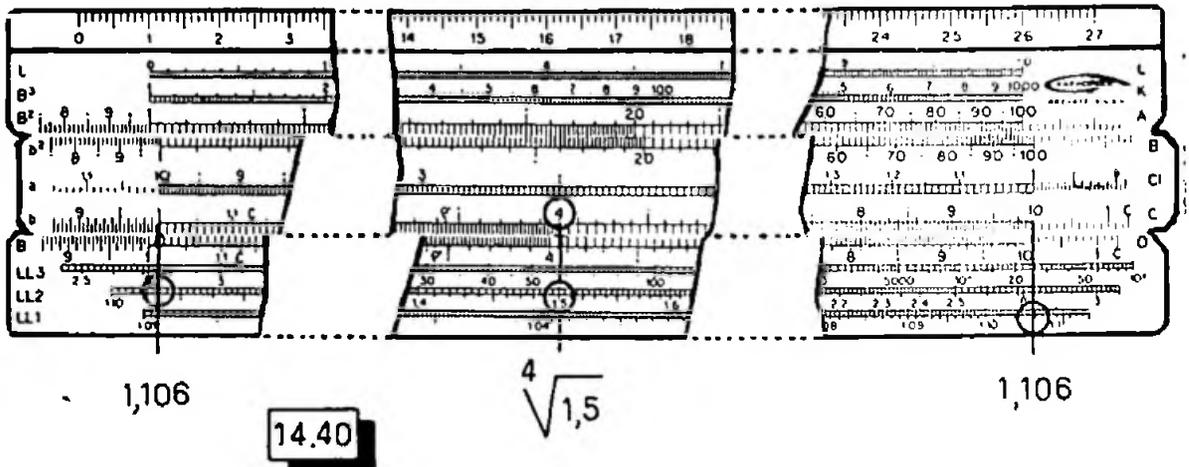


Fig. 14-40. — Les échelles « log-log » permettent l'extraction immédiate de n'importe quelle puissance. Dans l'exemple du texte, on cherche la racine quatrième de 1,5. A l'aide du curseur on aligne avec 1,5 (lu sur LL₂), 4 (lu sur b) et l'on trouve la racine 1,106, soit sous le l de gauche de b (lecture sur LL₂), soit sous le l de droite (chiffre 10) avec lecture sur LL₁.

On aurait opéré selon le processus inverse s'il s'était agi d'une élévation à une puissance de rang quelconque, entier ou fractionnaire.

PARTAGE D'UNE BANDE D'ONDES EN PLUSIEURS GAMMES. — Soit à partager une bande d'ondes λ à λ_n (ou F à F_n) en n gammes (λ à λ_1 , λ_1 à λ_2 , λ_2 à λ_3 ... λ_{n-1} à λ_n , ou F à F_1 , F_1 à F_2 , F_2 à F_3 , ... F_{n-1} à F_n).

Le problème revient à insérer entre λ et λ_n (ou F et F_n), n moyens proportionnels. Il suffit donc de chercher la raison Q de la progression géométrique, c'est-à-dire le nombre par lequel il faut multiplier un terme pour obtenir le suivant (autrement dit, le rapport entre deux valeurs de débuts de gammes successives).

Nous avons :

$$Q = \sqrt[n]{\frac{\lambda_n}{\lambda}} \quad \text{ou} \quad Q = \sqrt[n]{\frac{F_n}{F}}$$

Après avoir défini les gammes d'ondes grâce à cette méthode, on augmentera Q du pourcentage de « recouvrement » entre bandes.

Exemple. — Partager la bande d'ondes comprise entre 9 et 100 mètres, en six gammes, avec un recouvrement de 5 %.

On a :

$$Q = \sqrt[6]{\frac{100}{9}} = 1,49 \text{ (par défaut).}$$

Définissons les débuts de gammes :

- 9,00 m
- 9,00 × 1,49 = 13,41 m
- 13,41 × 1,49 = 19,98 m
- 19,98 × 1,49 = 29,77 m
- 29,77 × 1,49 = 44,35 m
- 44,35 × 1,49 = 66,08 m
- 66,08 × 1,49 = 98,45 m

Pour le recouvrement de 5 %, il nous est possible d'ajouter 0,05 à Q ou bien de majorer de ce pourcentage chaque valeur d'extrémité supérieure de gamme, et nous avons :

- a) 9 m à 14,08 m
- b) 13,41 m à 20,48 m
- c) 19,98 m à 31,26 m
- d) 29,77 m à 46,57 m
- e) 44,35 m à 69,38 m
- f) 66,08 m à 103,37 m

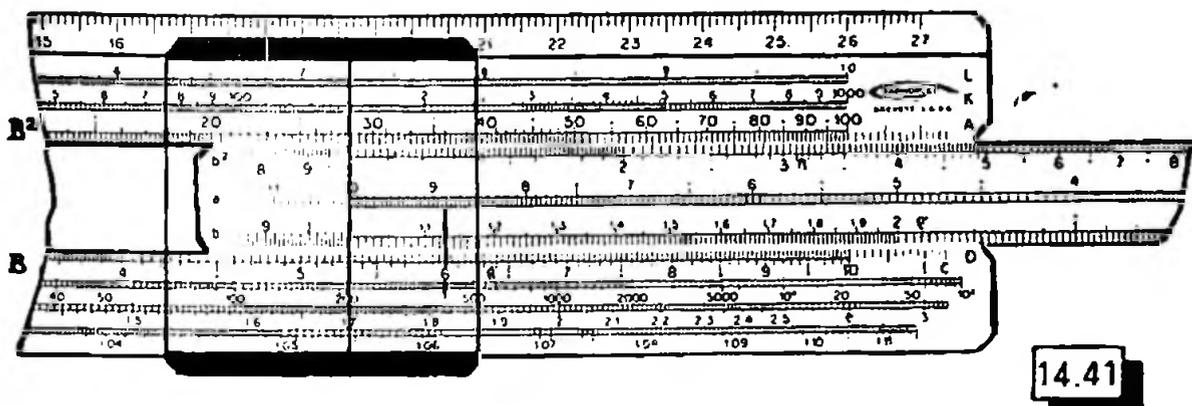


Fig. 14-41. — Partant d'un diamètre de fil, le curseur à trois traits en indique immédiatement la section, et un seul déplacement de la règlette donne les intensités admissibles selon la densité de courant choisie.

On voit ici qu'un fil de 0,6 mm de diamètre (lecture sur B) présente une section de 0,284 mm² (lecture sur B²). Le l de gauche étant amené sous le trait médian du curseur, on peut lire les intensités admissibles (sur B²) au-dessus des densités de courant (lues sur b²), soit 0,85 A pour 3 A par mm²; 0,99 A pour 3,5 par mm², 1,13 A pour 4 A par mm².

LE CURSEUR A TROIS TRAITS. — *Densité de courant dans les conducteurs.* — Dans beaucoup de cas (conducteurs électriques par exemple), on exprime le diamètre, de préférence au rayon. Les calculs de surface n'en sont pas plus malaisés, puisque :

$$S = \pi (D/2)^2 = \pi D^2/4 = \frac{D^2}{4/\pi}$$

La distance entre le trait du milieu du curseur et celui de droite étant égale à 4/π (valeur prise sur les échelles B² et b²), il suffit d'amener le trait de droite du curseur sur D (lu sur l'échelle B) pour trouver immédiatement la section S sur l'échelle B², sous le trait du milieu.

En manière d'application immédiate, la figure 14-41 montre qu'en faisant glisser la règlette afin que le l de gauche coïncide avec S (trait du milieu du curseur), on obtiendra

les intensités admissibles dans le conducteur de diamètre D , au-dessus des « densités de courant » (en pratique de 2 à 4 ampères par mm^2 de section) lues sur b^2 .

CALCULS DE PUISSANCE. — Les figures 14-42 et 14-43 suffisent pour exposer la manière dont on effectue les calculs de puissance, à partir de deux formules bien connues.

Ces calculs sont d'application immédiate dans le cas du choix de la puissance d'une résistance, comme dans celui de la détermination de la puissance B.F. à la sortie d'un modulateur.

ADAPTATION D'IMPÉDANCES. — Si l'on désigne par Z_1 et Z_2 , les deux impédances à adapter et par N_1 et N_2 , les nombres de spires aux enroulements correspondants du transformateur, on a :

$$N_1/N_2 = \sqrt{Z_1/Z_2}$$

dont la solution immédiate est donnée par la figure 14-44.

EXPRESSION DE RAPPORTS EN DÉCIBELS. — La figure 14-45 montre comment on lit directement la mantisse du logarithme. On doit faire précéder celle-ci de la *caractéristique*, égale au nombre de chiffres moins un, du nombre exprimant le rapport, si celui-ci est supérieur à l'unité. Si ce dernier nombre est inférieur à 1 (cas d'un affaiblissement), la caractéristique serait négative et égale au nombre de zéros après la virgule du nombre exprimant le rapport.

Le logarithme est à multiplier par 10 dans le cas d'un rapport de puissances et par 20 dans celui d'un rapport de tensions ou d'intensités.

Par exemple, une augmentation de puissance de 20 à 100 watts correspond à un rapport 5, dont la logarithme est (en chiffres ronds) 0,7, et le gain serait de 7 décibels.

IMPÉDANCE DES LIGNES DE TRANSMISSION. — Celles-ci peuvent être du type à fils espacés (fig. 14-46a), et leur impédance est :

$$Z_0 = 276 \log \frac{2D}{d}$$

ou bien à conducteurs concentriques (fig. 14-46b), et l'on a :

$$Z_0 = 138 \log \frac{D}{d}$$

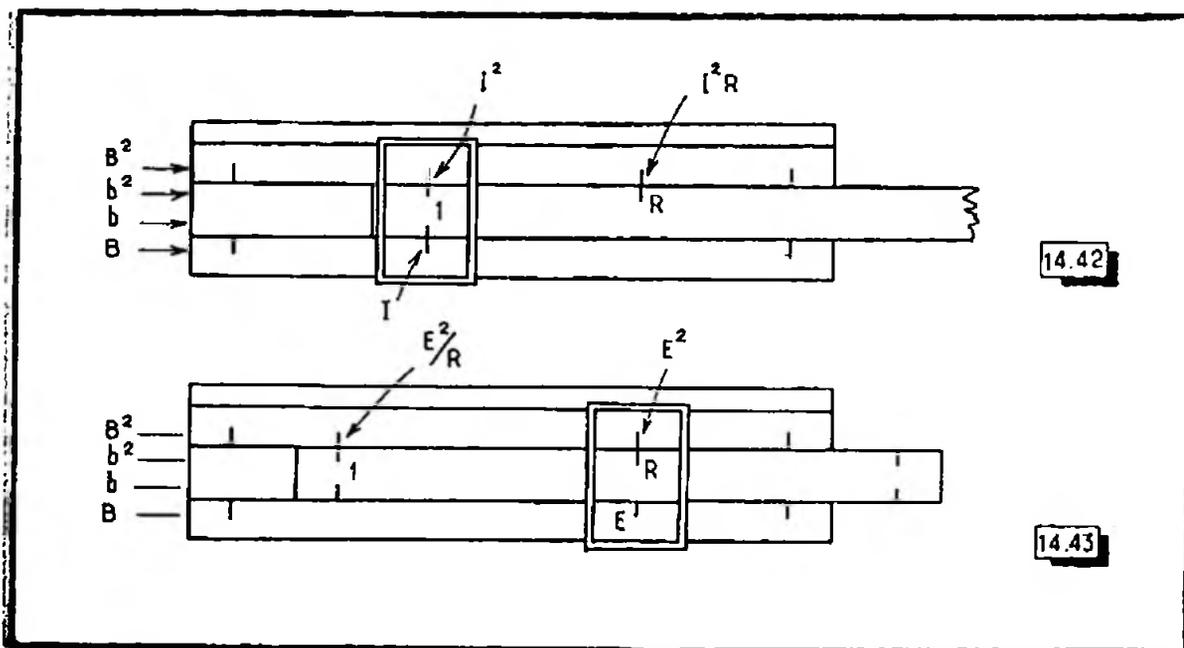


Fig. 14-42. — Solution immédiate de $W = R i^2$.

Fig. 14-43. — Solution non moins immédiate de $W = E^2/R$.

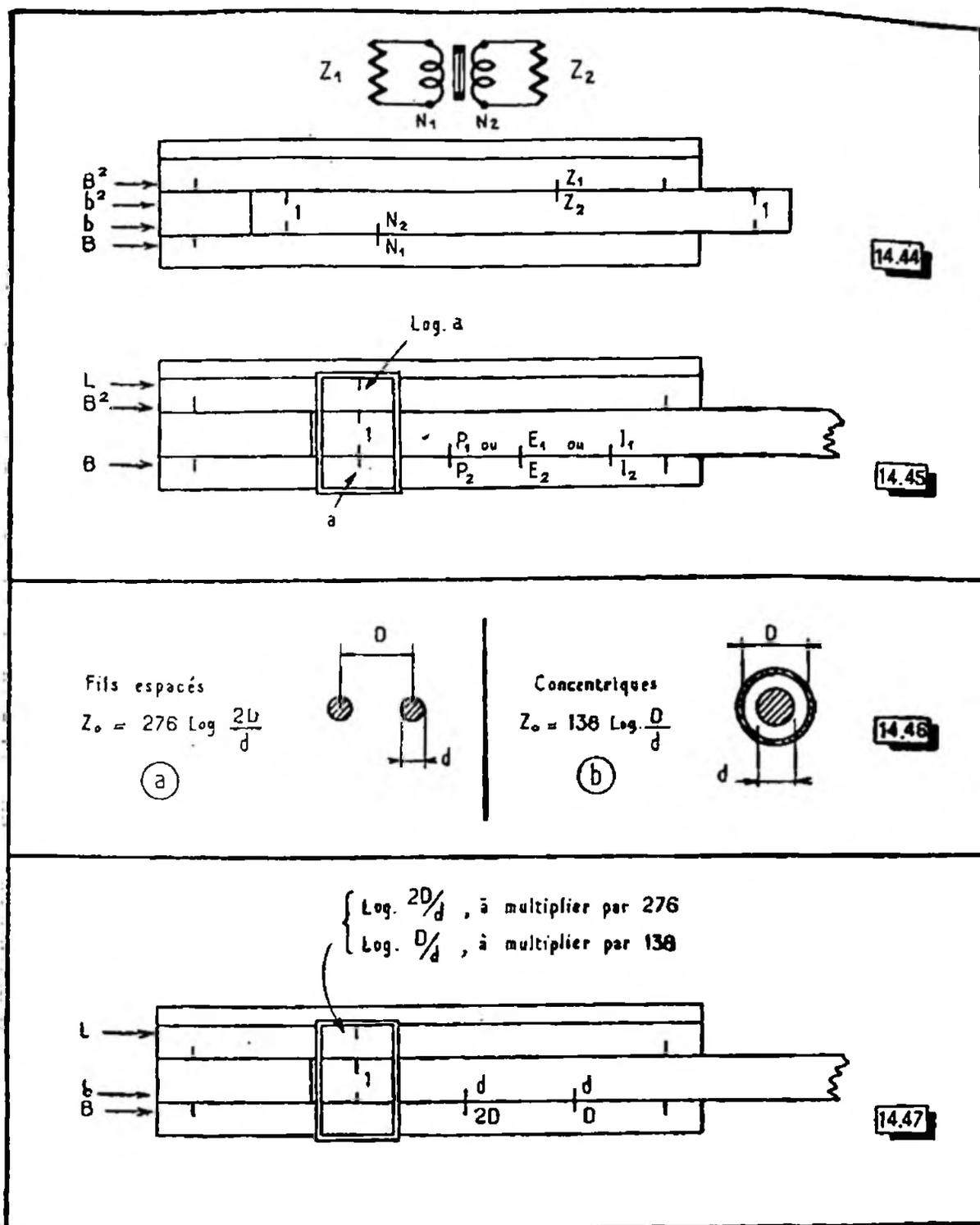


Fig. 14-44. — Les calculs d'adaptation d'impédance sont un jeu à l'aide de la règle.

Fig. 14-45. — L'échelle L fournit par simple alignement du curseur, la mantisse du logarithme d'un nombre a lu sur l'échelle B ou d'un RAPPORT établi sur les échelles b et B. La transformation de ce dernier en décibels s'obtient en multipliant le logarithme par 10 dans le cas d'un rapport entre deux PUISSANCES ou par 20 s'il s'agit d'un rapport entre deux TENSIONS ou deux INTENSITES.

Fig. 14-46. — Deux types de lignes sont généralement rencontrés. Cette figure précise les formules permettant d'en calculer l'impédance caractéristique.

Fig. 14-47. — Le logarithme du rapport des mesures physiques de ces lignes s'obtient sans peine et il suffit de le reporter sur l'échelle B pour en opérer la multiplication (fig. 14-32) par 276 ou 138, selon le cas.

Les valeurs de D et d peuvent être exprimées à l'aide d'une unité quelconque, mais qui doit être la même, c'est évident.

On trouve $\log 2D/d$ ou $\log D/d$ en procédant selon les indications de la figure 14-47, puis on effectue à la règle (échelles B et b) le produit par 276 ou par 138, selon le cas.

CONDENSATEURS EN SÉRIE OU RÉSISTANCES EN PARALLÈLE. — L'échelle a de la règle, représentant les nombres *inverses* de ceux de l'échelle b , permet de résoudre aisément des calculs de la forme :

$$\frac{1}{x} = \frac{1}{A} + \frac{1}{B} + \frac{1}{C}$$

Par exemple, soit à calculer la capacité résultante de trois condensateurs, respectivement de 6000, 4000 et de 1500 pF, connectés en série.

Posons : $6000 = 6 \times 1000$. Plaçons le trait médian du curseur sur 6 (lu sur b) ; nous trouvons, sur l'échelle a , l'inverse de 6, soit $1/6 = 0,167$. Il nous faut encore multiplier cette valeur par l'inverse de 1000, soit $1/1000$ et nous avons finalement, pour l'inverse de 6000 :

	0,000 167
Nous obtenons de même, pour $1/4000$	0,000 250
Et, pour $1/1500$	0,000 667

Soit, au total 0,001 084

Cette somme peut encore s'écrire : $1,084 \times 1/1000$.

La règle nous fournit l'inverse de 1,084, soit 0,92 que nous multiplions enfin par l'inverse de $1/1000$, c'est-à-dire par 1000, ce qui donne 920 pF.

Comme on le voit, les possibilités offertes par la règle à calcul sont bien variées, et leur application aux problèmes des circuits radio en général est fructueuse.

Mesures sur les antennes et les lignes de transmission; un impédancemètre

De très profitables mesures sur les antennes et les lignes de transmission sont faisables à l'aide d'un impédancemètre d'antenne associé au « grid-dip », pris comme source de H.F.

La figure 14-48 donne le schéma de cet instrument et l'on verra, par nos photographies, un mode de réalisation pratique très satisfaisant.

Il s'agit d'une forme de pont de Wheatstone, mais diverses précautions sont prises en vue d'assurer à l'instrument un fonctionnement non entaché d'erreur, lorsque l'on atteint des fréquences aussi élevées que 250 MHz.

Notons, en particulier, que le potentiomètre *au carbone* P est fixé sur une plaquette de Plexiglas, à distance du boîtier, afin d'éviter les fuites de H.F., et, de plus, commandé par un prolongateur d'axe isolant.

En vue de l'étalonnage, il faudra préparer une série de résistances *non inductives* (au carbone ou moulées) dont les valeurs s'échelonnent de 5 à 1000 ohms. Il sera bon d'en vérifier la valeur exacte.

Ayant branché une boucle de fil aux bornes d'entrée de l'impédancemètre, on y couplera la bobine du « grid-dip » (ce dernier se trouvant sur une fréquence quelconque, entre 3 et 30 MHz).

Pour chaque résistance auxiliaire connectée en Z_x , on recherchera, en tournant le potentiomètre P , l'équilibre du pont (traduit par un retour au zéro du galvanomètre). A chaque fois, la valeur de la résistance essayée en Z_x sera notée sur le cadran. Dès lors, il sera facile de tracer les graduations de ce dernier.

Ainsi constitué, l'impédancemètre conviendra aux mesures depuis 3 ou 4 ohms, jusqu'à 1000 ohms environ. La résistance fixe R_1 étant de 75 ohms, cela placera la graduation 75 vers le milieu du cadran et il en résultera un « étalement » de la graduation sur les faibles valeurs d'impédance. Ce détail est fort avantageux, car les mesures d'impédance présentent leur maximum d'intérêt lors des essais sur les antennes à éléments multiples, pour lesquelles l'impédance tombe à une valeur réduite.

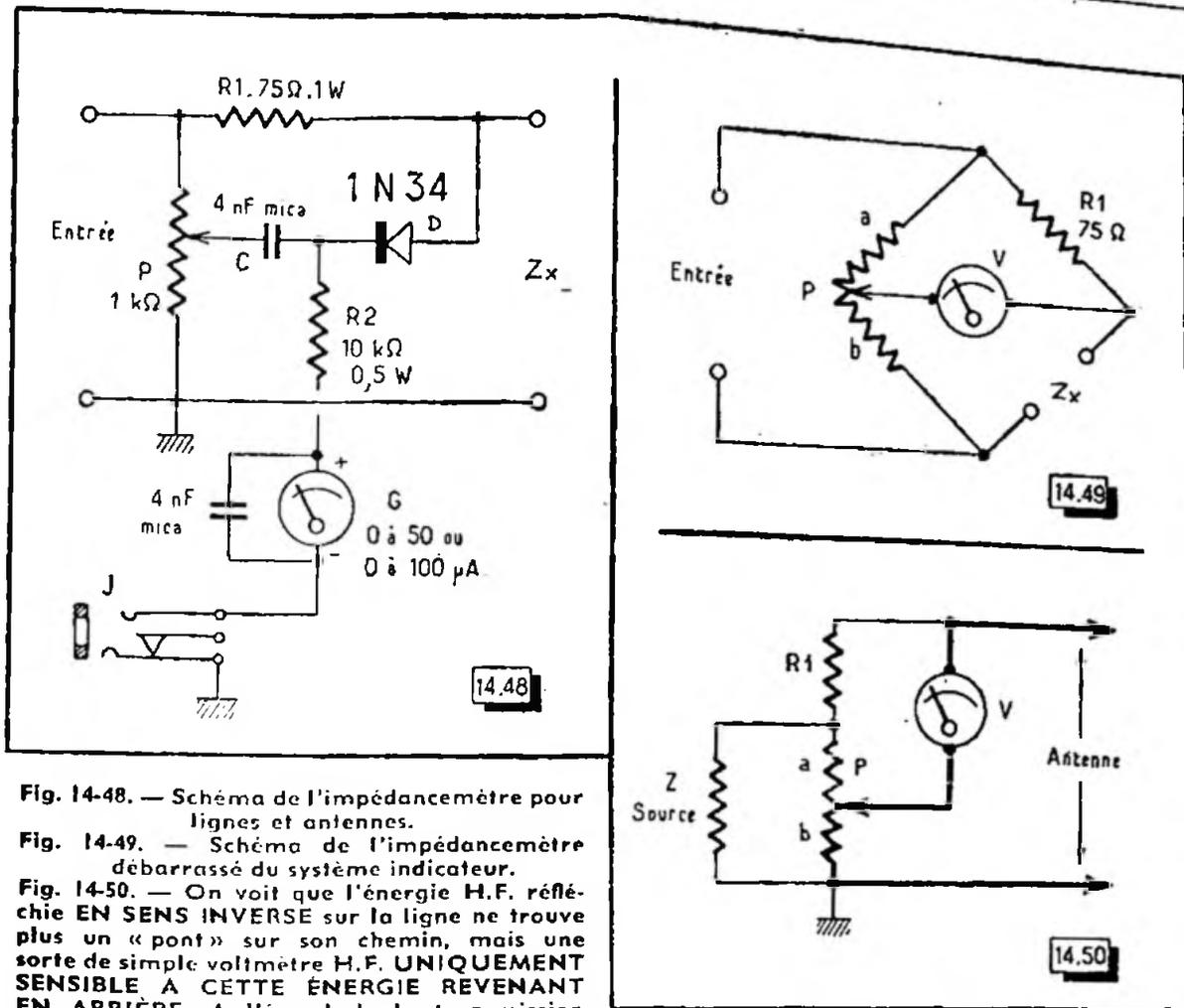


Fig. 14-48. — Schéma de l'impédancemètre pour lignes et antennes.

Fig. 14-49. — Schéma de l'impédancemètre débarrassé du système indicateur.

Fig. 14-50. — On voit que l'énergie H.F. réfléchie EN SENS INVERSE sur la ligne ne trouve plus un « pont » sur son chemin, mais une sorte de simple voltmètre H.F. UNIQUEMENT SENSIBLE A CETTE ÉNERGIE REVENANT EN ARRIÈRE. A l'égard de la transmission directe la forme « pont » demeure et se trouve toujours équilibrée.

Si l'on représente le schéma de l'impédancemètre en lui donnant la forme de la figure 14-49 (et en le débarrassant des circuits appartenant au système indicateur d'équilibre), on voit qu'il s'agit bien d'un pont analogue au classique pont de Wheatstone.

Les dispositions un peu spéciales du circuit indicateur trouvent leur raison d'être dans la nécessité de ne pas le laisser connecté entre « points chauds » en H.F., mais, au contraire, de lui ménager une liaison à la masse.

Dans cette « forme pont », on observera que l'énergie appliquée à l'entrée de l'instrument peut être plus ou moins grande et gagner la charge Z_x (compte tenu des possibilités en puissance de R_1), sans que le pont cesse d'être équilibré dans ce sens de transmission (l'indicateur restant ainsi au zéro). Cette remarque est très importante, car si la charge est une ligne mal adaptée à son extrémité et provoquant des réflexions d'ondes, le pont cessera d'en être un dans ce sens inverse, c'est-à-dire pour l'énergie H.F. y pénétrant par les bornes Z_x .

Le pont présenterait exactement, à l'égard de cette énergie H.F. inverse, l'aspect du circuit de la figure 14-50, où V est l'équivalent du circuit indicateur. Le trajet de cette énergie y étant figuré en trait gras, on voit que l'indicateur V y sera directement sensible.

Il est encore à noter que lors de l'étalonnage de l'impédancemètre (sur des résistances pures), l'équilibre du pont se trouvait marqué par un net retour au zéro de l'aiguille du microampèremètre. Au cours des mesures sur les lignes et les antennes, il se pourra que l'on obtienne seulement des minima de déviation au microampèremètre, sans atteindre de vrais retours au zéro. Ce fait traduit précisément l'existence d'ondes réfléchies en sens inverse, vers les bornes Z_x .

Si l'on ne recherche plus un fonctionnement *en pont*, mais en *indicateur de tension*, on aura même intérêt à déplacer le curseur de P jusqu'à l'extrémité masse de celui-ci, afin d'appliquer le maximum de tension au circuit V. C'est pourquoi, pour certaines mesures avec l'impédancemètre, il sera recommandé de mettre le potentiomètre P au zéro.

MESURES SUR LES LIGNES QUART D'ONDE

Un générateur H.F., « grid-dip » en l'occurrence, étant couplé à l'entrée de l'impédancemètre (par deux ou trois spires reliées à ces mêmes bornes d'entrée), on connectera la ligne à étudier aux bornes Z_x de l'instrument. Le boîtier de l'appareil ne sera pas mis à la terre et l'on s'efforcera de *suspendre* la ligne, de manière qu'elle ne repose pas sur le sol, sur des objets métalliques, ni même sur le parquet. L'extrémité de la ligne restera ouverte, et l'on placera le potentiomètre P au zéro, ce qui correspondra au schéma de la figure 14-50. L'impédancemètre se trouve ainsi connecté au point à basse impédance de la ligne (fig. 14-51).

Faisant varier l'accord du générateur H.F., on cherchera la fréquence la plus basse pour laquelle l'aiguille du galvanomètre passe par un minimum. Cette fréquence peut être évaluée par la formule :

$$F(\text{MHz}) = \frac{75 F V}{L(\text{mètres})}$$

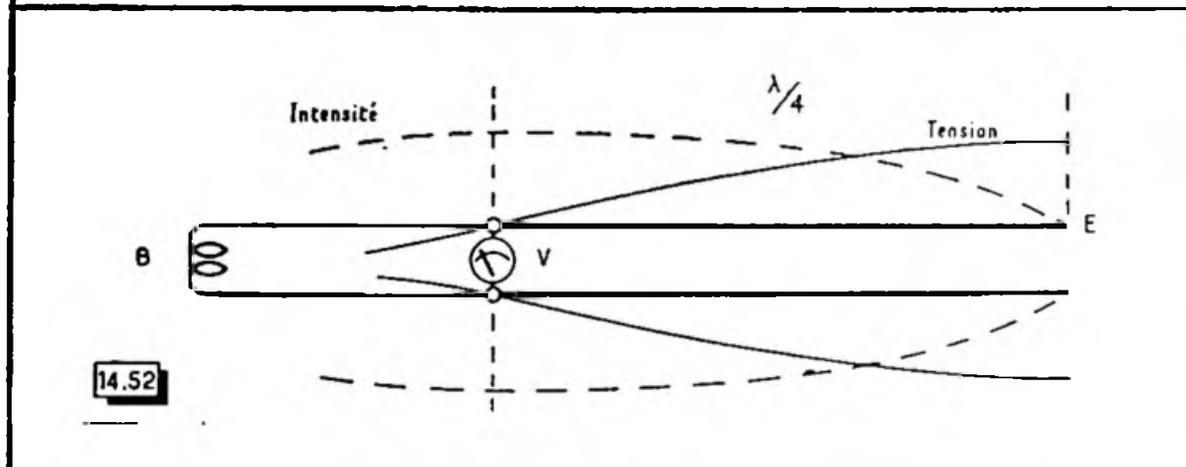
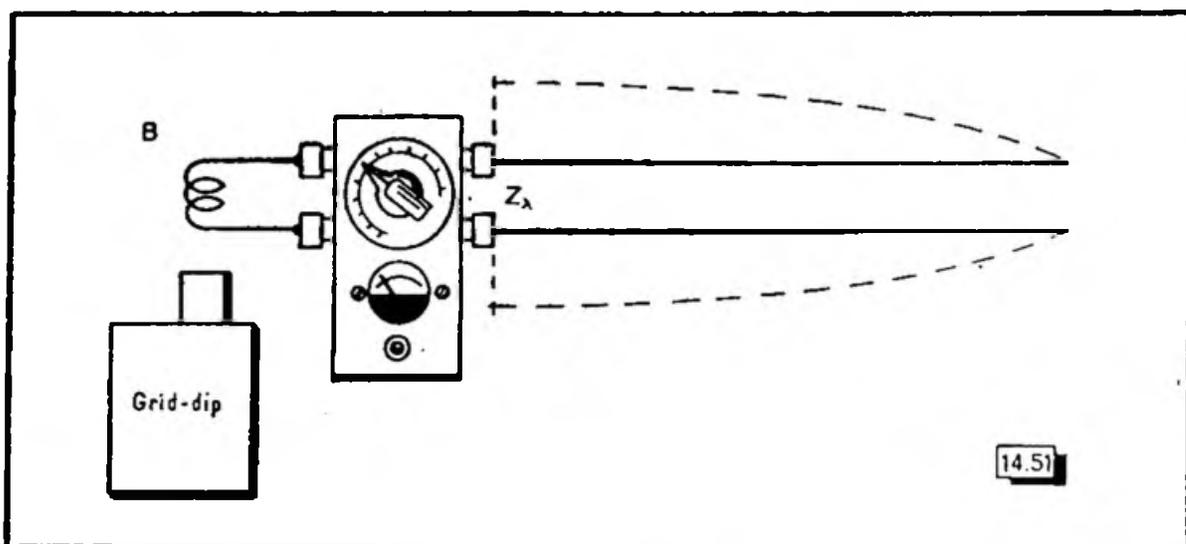
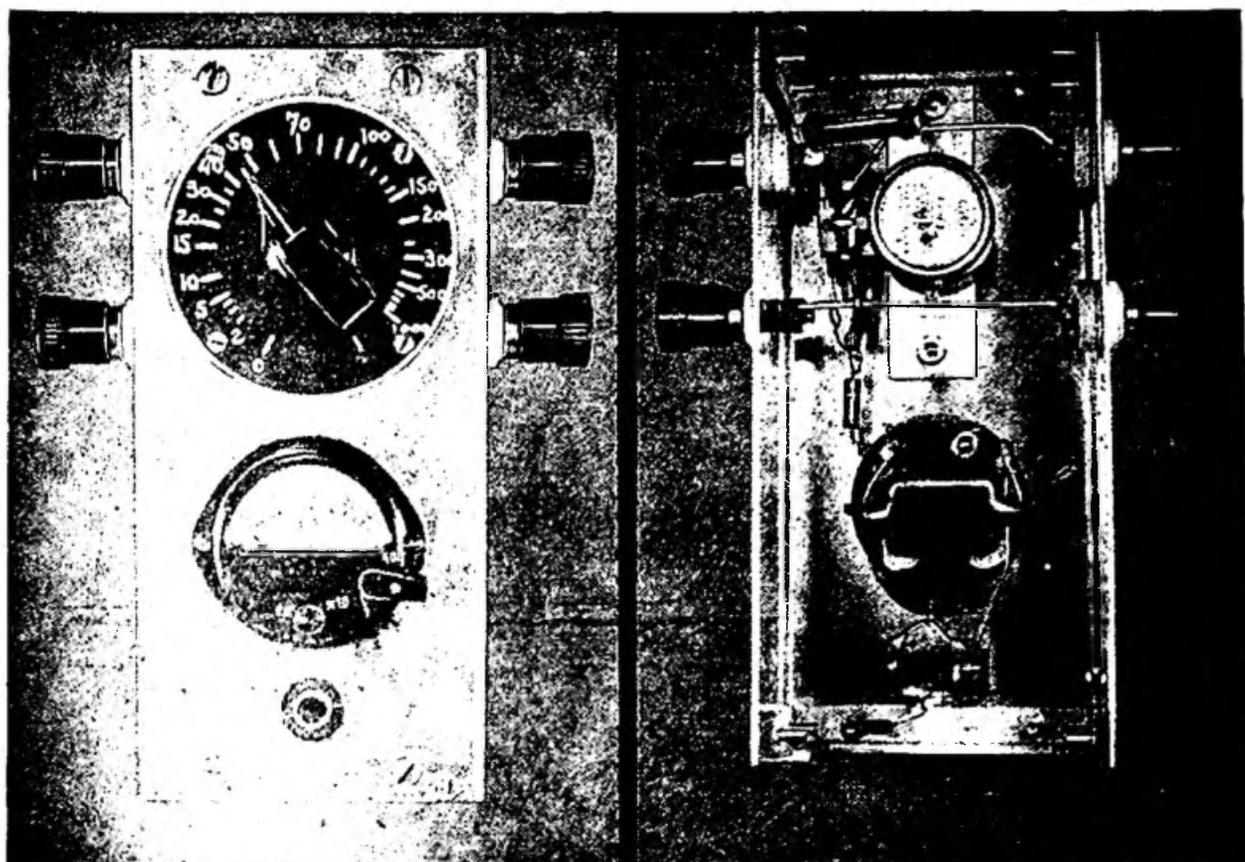


Fig. 14-51. — Dans les mesures sur les lignes quart d'onde, le branchement à l'impédancemètre correspondra au point à basse impédance.

Fig. 14-52. — On voit que le voltmètre H.F. (formé par l'indicateur de l'impédancemètre) ne peut enregistrer une tension nulle que si l'on a exactement un quart d'onde compris entre V et E, sans qu'intervienne la partie de circuit se situant entre V et B.



L'impédancemètre d'antenne (à gauche) et son aspect (intérieur à droite). On distingue le montage du potentiomètre sur une plaquette de Plexiglas le tenant à distance des parois de l'appareil.

où FV est le *facteur de vitesse* approximativement connu, et L la longueur de la ligne. La fréquence F indiquée par le générateur est alors celle pour laquelle la ligne résonne en quart d'onde. En réglant le générateur sur les multiples *impairs* de cette fréquence, on devra retrouver à chaque fois, une déviation minimum, les modes de vibration de la ligne correspondant à $3\lambda/4$, $5\lambda/4$, etc.

MESURE DU FACTEUR DE VITESSE

Le *facteur de vitesse* de la ligne est aisément déterminable à partir de la formule précédente. Ayant noté la fréquence F (en MHz) de la résonance en quart d'onde et mesuré la longueur de la ligne L , en mètres, on aura :

$$\text{Facteur de vitesse} = \frac{FL}{75}$$

MESURE DE L'IMPÉDANCE CARACTÉRISTIQUE Z_0

Sans toucher au générateur H.F. réglé sur la fréquence F de la résonance en quart d'onde, on connectera à l'extrémité de la ligne une résistance (non inductive, cela va sans dire), d'une valeur voisine, par exemple du double de l'impédance présumée pour ladite ligne.

L'aiguille du galvanomètre quittera le zéro ; on cherchera à l'y ramener en tournant le bouton du potentiomètre P et en retouchant légèrement, au besoin, la fréquence du générateur, au cas où celle-ci aurait été affectée par les manœuvres faites sur l'impédancemètre. On aura alors :

$$Z_0 = \sqrt{Z_e Z_r}$$

(Z_0 : impédance caractéristique de la ligne, Z_e : impédance d'entrée lue sur l'instrument, Z_r : impédance de charge en sortie, soit la valeur de la résistance connectée en bout de ligne.)

MESURES SUR LES LIGNES DEMI-ONDE

On connectera la ligne à l'impédancemètre, comme précédemment, *mais en court-circuitant son extrémité libre*. Le potentiomètre P étant au zéro, on cherchera la fréquence la plus basse pour laquelle l'aiguille du galvanomètre reviendra au zéro. Cette fréquence correspondra à la demi-onde, la ligne faisant apparaître au niveau de l'impédancemètre ce qui existe à sa sortie, c'est-à-dire un court-circuit. On aurait le même résultat pour n'importe quel multiple entier d'une demi-onde.

Nous pourrions vérifier également que, si nous connectons une résistance non inductive au bout libre de la ligne, nous retrouverons la mise au zéro du galvanomètre lorsque le potentiomètre P sera placé sur une valeur égale à celle de ladite résistance.

LA BOBINE DE COUPLAGE A-T-ELLE UNE INFLUENCE ?

Cette question a pu venir à l'esprit, et il est temps d'y répondre. L'appareillage étant disposé de la manière indiquée par la figure 14-51 pour la mesure d'une ligne quart d'onde, et le potentiomètre P étant au zéro, on a en réalité le schéma équivalent de la figure 14-52, où l'on voit que s'il existe un tronçon de circuit compris entre la bobine B et les bornes Z_x , l'indicateur de tension V demeure branché aux bornes Z_x . Quelles que soient donc les dimensions de la partie comprise entre B et Z_x , l'indicateur reviendra toujours au zéro quand un nœud de tension siègera aux bornes Z_x , ce qui ne peut se produire que si le tronçon compris entre Z_x et E vibre en quart d'onde. La mesure est donc bien indépendante de ce qui se trouve branché à l'entrée de l'instrument.

Ajoutons que, si l'on regarde le galvanomètre du « grid-dip » utilisé comme générateur H.F., au lieu du galvanomètre de l'impédancemètre, on verra que l'aiguille fait le classique « sursaut » pour une fréquence *plus basse* que celle qui vient d'être mesurée pour la vibration en quart d'onde de la ligne. Cela s'explique aisément, car à l'égard du « grid-dip » l'absorption maximum d'énergie H.F. a lieu pour la vibration en quart d'onde de *la totalité du circuit*, depuis et y compris la bobine B jusqu'à l'extrémité E de la ligne.

Nous aurons donc, à présent, une parfaite quiétude d'esprit sur l'exactitude des mesures de résonance faites à l'aide de l'impédancemètre.

MESURES SUR LES ANTENNES

En principe, les mesures sur les antennes sont possibles en faisant usage d'un simple « grid-dip » mais, dans la pratique, on éprouve souvent une certaine difficulté pour coupler la bobine à l'élément d'antenne dont on veut mesurer la fréquence de résonance. Notons au passage qu'il ne faut jamais relier le « grid-dip » à *une extrémité* de l'antenne, même par l'intermédiaire d'une capacité très faible, car on troublerait à coup sûr la fréquence de résonance de cette antenne. *La seule méthode correcte* est d'approcher la bobine du « grid-dip » *du milieu de l'antenne* ou de l'élément d'antenne.

Cependant, comme nous venons de le dire, un couplage convenable est assez difficile à obtenir, surtout quand on a affaire à des tubes métalliques dont le diamètre atteint un ou plusieurs centimètres.

Si l'on peut couper l'antenne en son milieu, l'insertion de l'impédancemètre résout toutes les difficultés et, comme nous l'avons vu précédemment, il indiquera bien la fréquence de résonance *de l'antenne seule*, quelle que soit la bobine de couplage connectée à ses bornes d'entrée.

MESURES SUR UNE ANTENNE DEMI-ONDE

L'antenne, que nous supposons accessible, étant coupée en son milieu, sera connectée aux bornes Z_x de l'impédancemètre, comme l'indique la figure 14-53, et un oscillateur « grid-dip » sera couplé à ce dernier. L'une des bornes Z_x de l'impédancemètre étant

Fig. 14-53. — L'utilisation de l'impédancemètre pour le réglage d'une antenne demi-onde.

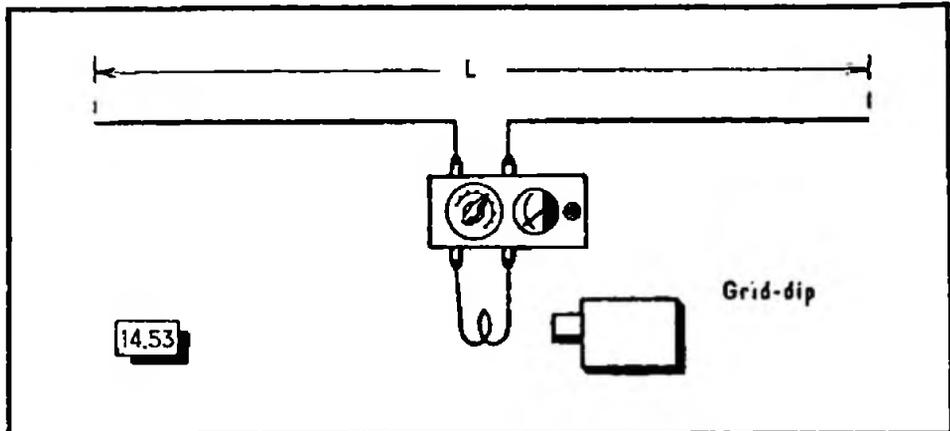
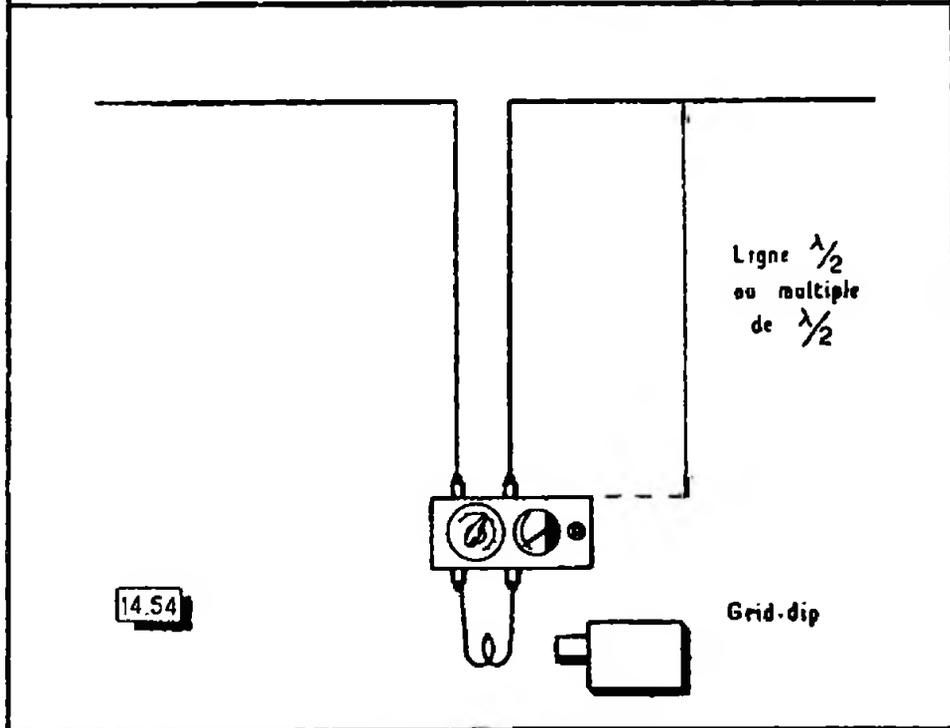


Fig. 14-54. — Si le milieu de l'antenne est inaccessible, on dispose simplement une ligne demi-onde entre son point de coupure et l'impédancemètre.



reliée à la masse de l'instrument, on s'efforcera de laisser ce dernier suspendu à l'antenne elle-même, sans le poser sur quoi que ce soit. Cela permettra, de plus, un branchement direct, sans adjonction de fils entre les deux moitiés de l'antenne et les bornes Z_x .

Une première approximation de la fréquence de résonance sera donnée par la formule :

$$F(\text{MHz}) = \frac{143}{L(\text{mètres})}$$

la longueur L étant la longueur totale de l'antenne.

On placera le potentiomètre P aux environs de 50 ohms et l'on fera varier la fréquence du générateur jusqu'au moment où l'aiguille du galvanomètre de l'impédancemètre passera par un minimum de déviation. Puis, on tournera le potentiomètre de manière à parfaire ce minimum et, de la même façon, on tentera une très légère retouche de la fréquence du générateur.

A la fois, on aura mesuré la fréquence de résonance de l'antenne demi-onde et sa *résistance de rayonnement* (disons, d'une manière générale : l'impédance en son milieu, bien que les termes réactifs soient annulés au moment de la résonance). La valeur de cette impédance se tiendra pratiquement entre 10 et 100 ohms selon la hauteur de l'antenne au-dessus du sol et la proximité d'éléments ou d'objets voisins. (C'est pourquoi les mesures faites sur des antennes intérieures réserveront parfois de grosses surprises.)

Aux fréquences supérieures à 50 MHz, les lectures sont susceptibles d'être affectées par la présence de l'instrument ou par celle de l'opérateur effectuant les mesures, ou

par les deux à la fois. Il est alors préférable (de même que si le milieu de l'antenne est inaccessible), de pratiquer les mesures à distance.

Nous avons vu qu'une ligne demi-onde *reflétait* exactement, à l'une de ses extrémités, la charge résistive pure branchée à l'autre extrémité. Une ligne demi-onde (ou multiple d'une demi-onde) peut ainsi être connectée au milieu de l'antenne et les mesures seront faites à l'extrémité inférieure de la ligne (fig. 14-54).

Ces mesures seront la fidèle réplique de celles que l'on aurait pu faire sur l'antenne elle-même sans que l'impédance propre de la ligne entre en jeu, tant que celle-ci présentera une *longueur électrique d'une demi-onde* (en tenant compte du *facteur de vitesse*), pour la fréquence de résonance de l'antenne.

Si la fréquence de travail est imposée, il sera possible de retoucher, en accord avec elle, une ligne demi-onde, en utilisant l'impédancemètre comme nous l'avons indiqué plus haut. La ligne étant connectée à l'antenne, on ajustera la longueur de celle-ci, tout en contrôlant les résultats au moyen de l'impédancemètre relié à l'extrémité inférieure de la ligne.

Pour les antennes existantes, on calculera la fréquence de résonance par la formule donnée plus haut et l'on se basera sur ce résultat pour établir la ligne demi-onde.

Une autre méthode consiste à brancher, au milieu de l'antenne, une ligne d'impédance caractéristique voisine de celle que l'on présume exister en cet endroit. On court la chance que le déséquilibre entre les deux impédances ne soit pas trop grand, de sorte que le résultat de la mesure d'impédance reste acceptable. Si l'antenne est accessible et si une mesure au « grid-dip » est possible, la fréquence peut être déterminée.

Diverses précautions doivent être prises lorsque l'on fait les mesures à distance. La ligne doit s'écarter perpendiculairement à l'antenne, sur une longueur d'au moins un quart d'onde, afin de réduire les couplages indésirables avec la partie rayonnante. Si la ligne est constituée par deux fils parallèles, il sera bon de la faire tourner sur elle-même (d'environ un tour tous les 0,50 m) afin d'annuler les déséquilibres avec la terre pouvant affecter les lectures.

L'impédancemètre étant lui-même un dispositif non symétrique, son boîtier doit toujours être isolé de la terre et placé de manière à réduire sa capacité avec le sol ou les objets voisins, plus ou moins en relation avec la terre.

L'équilibre des deux fils de la ligne peut être vérifié en les intervertissant aux bornes Z_x de l'impédancemètre; on ne doit noter qu'une faible différence entre les deux lectures.

Avec les antennes pour fréquences très élevées, il est habituellement préférable d'employer une ligne longue de plusieurs demi-ondes afin de réduire l'effet dû à la proximité de l'opérateur.

Si le galvanomètre de l'impédancemètre dévie lorsque l'on connecte l'antenne, ou la ligne, à l'instrument, sans que l'on excite celui-ci par un oscillateur H.F., il faudra en déduire qu'une certaine énergie H.F. *en provenance d'un émetteur voisin* est captée par l'antenne ou la ligne. On constate parfois ce phénomène sur la bande 3,5 MHz. Souvent, en inversant le branchement de la ligne, l'aiguille dévie en sens inverse, au-dessous du zéro. Le plus souvent, il faut attendre, pour faire les mesures, que la station perturbatrice ait fini d'émettre. En branchant un casque au jack de l'impédancemètre, on entendrait le signal perturbateur.

MESURES SUR LES ANTENNES « FOLDED » OU TROMBONE

Le principe des mesures (fig. 14-55), est ici le même que pour l'antenne demi-onde ordinaire. On connectera soit l'impédancemètre, soit une ligne demi-onde, à la coupure du milieu de l'antenne. Les impédances mesurées sur les antennes *repliées* se situent, en général, vers 150 à 350 ohms. Dans quelques cas, un second minimum se manifeste au galvanomètre, aux alentours de 500 ohms, sur le cadran du potentiomètre P et pour une fréquence légèrement différente.

Pour expliquer ce fait, examinons la figure 14-56. La longueur totale A est celle qui détermine la fréquence d'accord de l'antenne; cependant, les deux moitiés de cette

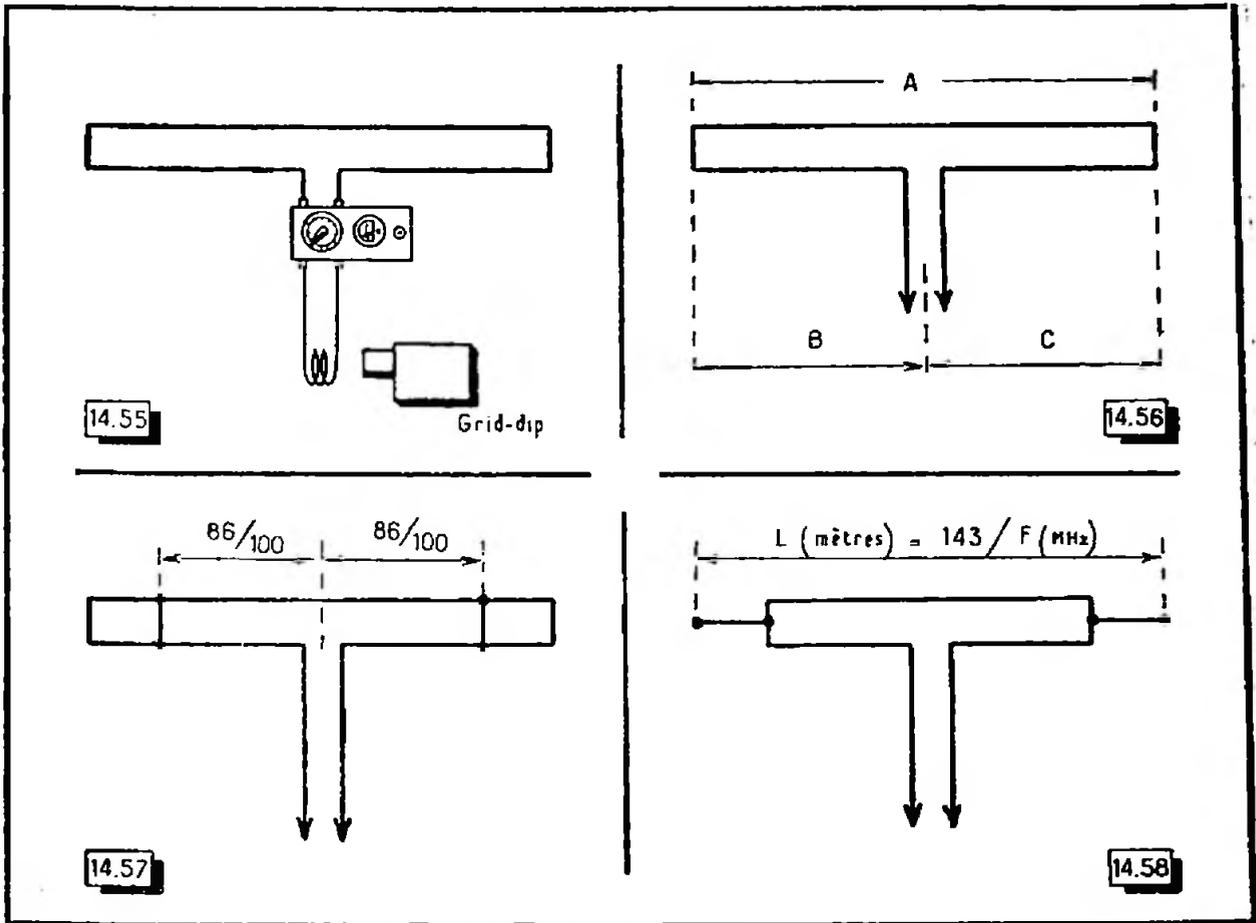


Fig. 14-55. — Le cas de l'antenne REPLIÉE est analogue à celui de l'antenne demi-onde.

Fig. 14-56. — Toutefois, si ses conducteurs sont très voisins, l'antenne REPLIÉE peut montrer un mode de vibration inattendu, car on y trouve aussi deux sections quart d'onde B et C !

Fig. 14-57. — Pour éliminer ce mode de vibration parasite, on peut court-circuiter les deux fils aux $86/100$ de la longueur de chaque moitié d'antenne...

Fig. 14-58. — ... ou encore écourter la partie REPLIÉE et la compléter par un conducteur à chaque extrémité.

dernière (sections B et C) sont deux lignes quart d'onde pour une fréquence différent: légèrement de la précédente (cela dépendant de la hauteur au-dessus du sol ou de la présence d'autres éléments). Avec des fils ou des tubes espacés, l'effet est habituellement peu prononcé et sans conséquence, mais avec une antenne « folded » réalisée au moyen de ruban 300 ohms plat (dit *twin lead*) il devient apparent avec une différence de fréquence plus importante, due au *facteur de vitesse* de l'onde dans le *twin lead* (la fréquence d'accord des sections quart d'onde étant de l'ordre de 86 % de celle de l'onde entière). Pour cette antenne, la valeur correcte de l'impédance mesurée est celle trouvée pour la fréquence la plus élevée.

Un moyen souvent proposé pour obvier au phénomène que nous venons de signaler consiste à placer un condensateur en série à chaque extrémité de l'antenne. La valeur de ce dernier dépend de la longueur d'onde; elle est d'environ 7 pF par mètre.

Selon une autre méthode, plus pratique, on court-circuite les deux moitiés de l'antenne aux $86/100$ de leur longueur, à partir du milieu de l'antenne (fig. 14-57). Les sections quart d'onde sont alors accordées chacune sur la fréquence principale de l'antenne et la courbe de l'impédance en fonction de la fréquence montre une partie utile élargie.

L'impédancemètre facilite l'établissement d'une telle antenne. Tout d'abord, on coupe une longueur de ruban 300 ohms en l'amenant à la résonance en demi-onde, sur la fréquence choisie, comme il a été indiqué précédemment. Puis, on court-circuitera chaque extrémité de cette ligne et, exactement en son milieu, on coupera l'un des deux fils

afin d'obtenir l'ouverture médiane de l'antenne. Ensuite, on ajoutera deux longueurs égales de fil aux deux extrémités de l'antenne, de sorte que la longueur totale soit un peu supérieure à celle que l'on aura calculée à l'aide de la formule donnée pour l'antenne demi-onde (voir la figure 14-58). L'impédancemètre sera connecté au milieu de l'antenne, soit directement, soit par l'intermédiaire d'une ligne demi-onde et l'on taillera les deux fils

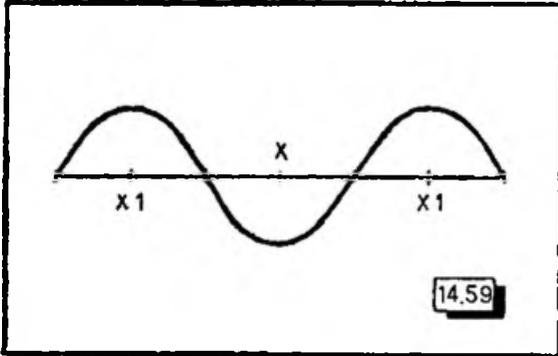


Fig. 14-59. — Le branchement de l'impédancemètre à une antenne longue où siègent plusieurs demi-ondes doit toujours se trouver fait en un ventre d'intensité, soit à l'un des points X ou X₁.

terminaux en maintenant leur égalité, de manière que la résonance se produise pour la fréquence désirée. Les propriétés de cette antenne sont sensiblement les mêmes que celles d'un dipôle ordinaire.

LES ANTENNES TRAVAILLANT SUR HARMONIQUES

Les antennes longues de plusieurs demi-ondes peuvent être mesurées à leur fréquence de travail en branchant l'impédancemètre directement ou par ligne demi-onde interposée, en un ventre de courant ; à titre d'exemple, la figure 14-59 indique ces points de branchement correct pour une antenne $3\lambda/2$. L'impédance mesurée sera celle au point considéré. La résonance contrôlée aux points X₁ sera celle sur l'harmonique 3 seulement, tandis, qu'en X, on noterait successivement la résonance sur la fondamentale, puis sur la suite des harmoniques d'ordre impair.

Un contrôle sur d'autres harmoniques serait possible en faisant le branchement sur un ventre d'intensité pour la fréquence considérée.

ANTENNES QUART D'ONDE ET « GROUND PLANE »

L'impédancemètre sera connecté, soit directement, soit par ligne demi-onde interposée, au point normal d'alimentation de l'antenne, c'est-à-dire entre la base de celle-ci et le sol ou les brins horizontaux (fig. 14-60 et 14-61). Les impédances mesurées seront de l'ordre de 35 ohms.

Dans le cas des antennes « ground plane », on aura la faculté d'augmenter cette impédance au point d'alimentation en abaissant obliquement les brins formant le *sol artificiel*, de manière qu'ils fassent un angle supérieur à 90° avec l'élément vertical. La valeur limite de l'impédance est de l'ordre de 70 ohms quand les brins inférieurs sont rabattus vers le bas et l'impédancemètre se montre un instrument précieux pour amener ce système à toute valeur intermédiaire d'impédance que l'on s'est fixée.

La résonance du brin vertical est ajustable par la variation de longueur de cet élément (et celle des brins inférieurs, s'il est nécessaire, par un réglage analogue).

ANTENNES AVEC ÉLÉMENTS PARASITES

L'impédancemètre sera branché, soit directement, soit par ligne demi-onde interposée, au milieu de l'élément excité, tout comme pour une antenne demi-onde. Selon l'espacement et la longueur des autres éléments, la valeur trouvée pour l'impédance se situera entre 10 et 100 ohms. La fréquence de résonance dépendra, dans une certaine mesure, des

mêmes facteurs, ce qui rend délicat le calcul exact de la ligne demi-onde si cela est nécessaire pour faire les mesures à distance. Dans ce cas, le système d'antenne doit être accordé sur la fréquence prévue et la ligne ajustée pour celle-ci, comme il a été conseillé précédemment. Toutefois, dans de nombreuses circonstances, le milieu de l'élément excité reste accessible, de sorte que l'on pourra y connecter directement l'impédancemètre.

Il peut arriver que ce dernier accuse une ou deux fréquences de résonance légèrement différentes de la fréquence principale. Cela est dû à des réflexions provenant des autres éléments et l'on devra faire l'analyse de chaque cas particulier.

Lorsque l'ensemble de l'antenne est correctement accordé, une seule fréquence sera marquée par un retour au zéro complet de l'aiguille du galvanomètre pour la véritable fréquence de résonance. Une diminution (sans annulation) de la déviation de l'aiguille indiquerait la présence indésirable d'une réactance (inductive ou capacitive) dans l'ensemble de l'antenne.

Il a été trouvé satisfaisant, en pratique, d'accorder l'élément excité tandis que l'on maintenait le réflecteur environ 5 % plus long et le directeur 5 % plus court que ce premier élément.

La mise au point d'une antenne à éléments multiples, conduite par ce procédé, sera très satisfaisante, et l'on ne pourrait obtenir que d'insignifiantes améliorations par la méthode (relativement longue) de la retouche des éléments parasites avec contrôle par

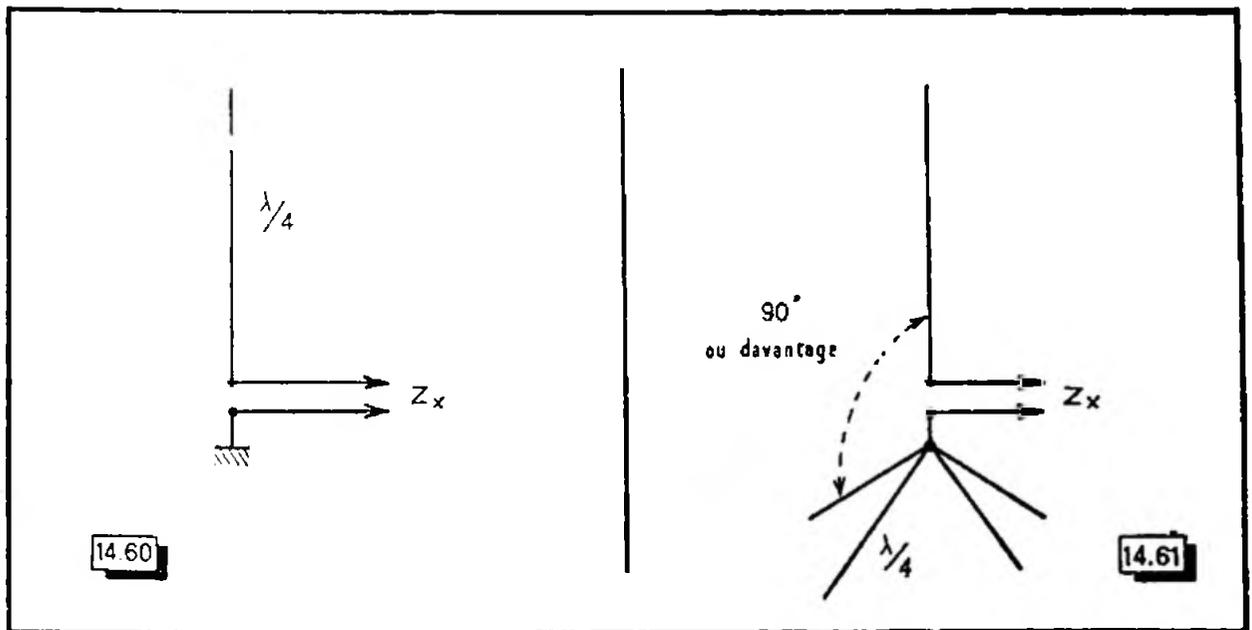


Fig. 14-60. — Les mesures sur les antennes quart d'onde se font à la base du conducteur vertical.

Fig. 14-61. — Les RAYONS quart d'onde placés à la base d'une antenne « ground-plane » peuvent être abaissés obliquement si l'on désire augmenter l'impédance au point d'alimentation.

un indicateur de champ. L'ultime vérification sera faite avec l'impédancemètre utilisé comme système de mesure du rapport d'ondes stationnaires, ainsi que nous allons le voir plus loin.

AJUSTEMENT DES TRANSFORMATEURS QUART D'ONDE

Les transformateurs quart d'onde ou *Q bars* souvent réalisés sous forme de lignes en gros tubes, entre une antenne et une ligne de transmission, peuvent être ajustés en les connectant à l'impédancemètre (cas de la ligne quart d'onde).

On coupera d'abord les tubes afin d'observer la résonance sur la fréquence prévue, puis on agira sur leur espacement, de manière que l'impédance atteigne la valeur requise.

RAPPORT D'ONDES STATIONNAIRES

Si le galvanomètre peut être ramené exactement au zéro, lorsque l'impédancemètre est relié à l'entrée de la ligne de transmission, cela signifie que le rapport d'ondes stationnaire est égal à 1/1. Des rapports supérieurs sont possibles avec une ligne d'une longueur multiple d'une demi-onde à la fréquence de résonance prévue et si l'antenne résonne. On tournera le potentiomètre P, tout en ajustant la fréquence du générateur si cela est nécessaire, jusqu'à ce que l'on ait atteint le zéro du galvanomètre indiquant l'impédance de la terminaison de la ligne. Connaissant, par ailleurs, l'impédance de cette ligne, on aura : Rapport d'ondes stationnaires = $Z_{\text{terminaison}}/Z_{\text{ligne}}$ ou $Z_{\text{ligne}}/Z_{\text{terminaison}}$ (en mettant au dividende la valeur la plus élevée).

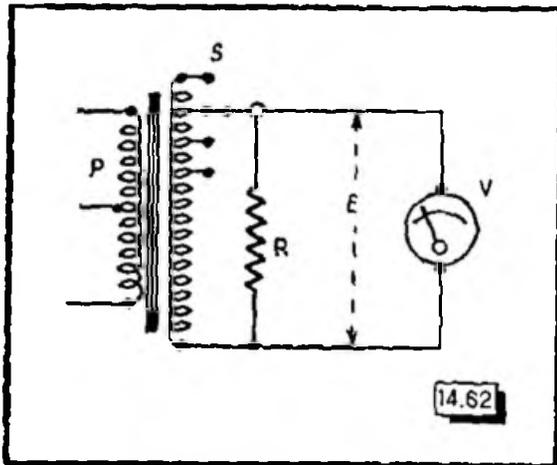


Fig. 14.62. — Pour connaître la puissance délivrée par un amplificateur B.F., on doit commencer par mesurer, à l'aide d'un voltmètre (alternatif) la tension E aux bornes d'une résistance R de valeur égale à l'impédance notée à la prise correspondante du secondaire du transformateur de sortie.

Des lignes d'une longueur non égale à une demi-onde à la fréquence prévue ne pourraient être employées, car elles reflèteraient une impédance différente de celle de la terminaison, et dans cette impédance apparaîtrait un terme réactif, en particulier si l'antenne ne résonnait pas à la fréquence d'essai.

La même difficulté pour obtenir une mesure exacte du rapport d'ondes stationnaires, lorsqu'on s'écarte de 1/1, survient avec tous les types habituels d'indicateurs d'ondes stationnaires.

Il sera également possible d'accorder une antenne et d'adapter sa ligne de transmission à l'aide de l'impédancemètre branché à l'extrémité inférieure de la ligne. Afin d'éviter quelques confusions dans les minima enregistrés au galvanomètre, il est recommandable que la longueur de la ligne soit inférieure à une longueur d'onde. On placera le potentiomètre P sur la graduation correspondant à la valeur que présente la ligne et l'on fera varier la fréquence du générateur aux environs de celle que l'on aura calculée pour l'antenne, jusqu'à l'observation d'un minimum au galvanomètre. Si ce minimum se produit pour une fréquence différente de celle que l'on a prévue, on ajustera la longueur de l'antenne jusqu'au moment où cette mesure sera correcte. Si ce même *minimum* n'est pas un retour au zéro et si l'on a installé un dispositif réglable pour l'adaptation des impédances, on agira sur ce dernier, de manière à parvenir à cette *mise au zéro* pour la fréquence de résonance.

Lorsqu'un système d'adaptation *en T* est utilisé, la fréquence de résonance de l'antenne devra être vérifiée pour chaque réglage du T.

Nous insisterons sur le fait que le rapport 1/1 ne peut être atteint que si la ligne est terminée par une impédance égale à la sienne et purement résistive, ce qui implique l'accord exact de l'antenne sur la fréquence prévue. Lorsque l'on est parvenu à un retour au zéro complet, indiquant un rapport d'ondes stationnaires égal à l'unité, on pourra raccourcir ou augmenter la longueur de la ligne de transmission de 1/8 à 1/4 d'onde et, si les réglages sont bons, on devra toujours enregistrer un complet retour au zéro de l'aiguille du galvanomètre.

MONITEUR DE TÉLÉPHONIE

En ajoutant une longueur de fil de 20 à 30 cm à l'une des bornes (d'entrée ou de sortie) non reliées à la masse et en enfonçant la fiche d'un casque dans le jack de l'impédancemètre, l'appareil peut servir de moniteur lors de l'émission en téléphonie et donner à l'opérateur un contrôle de la qualité de sa modulation.

La mesure de la puissance B.F. à la sortie d'un modulateur

Il est intéressant de connaître, par une véritable mesure, la puissance délivrée par un amplificateur. A cette fin, il faudra disposer d'une résistance dont la valeur sera égale à l'une des impédances notées aux prises secondaires du transformateur de sortie. La puissance qu'elle sera susceptible de dissiper doit être du même ordre que celle prévue à la sortie du modulateur.

Si l'on ne pratique que de courts essais on pourra se contenter d'une résistance de puissance inférieure (la moitié, par exemple).

On réalisera le montage de la figure 14-62 où V est un voltmètre (à redresseur) pour courant alternatif.

A l'entrée de l'amplificateur sera connecté un générateur B.F. ou bien un microphone devant lequel on sifflera. Le voltmètre déviara jusqu'à une tension E.

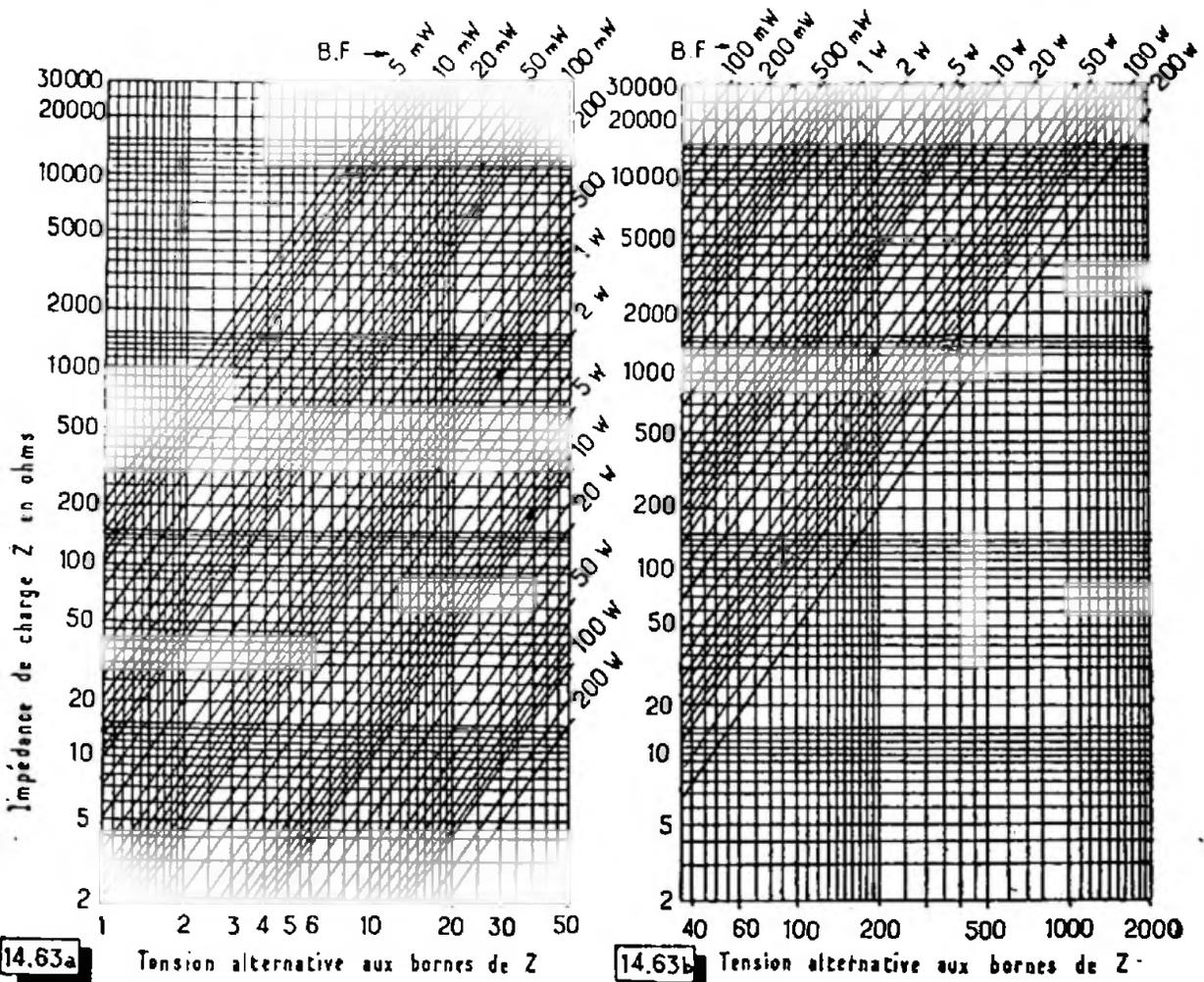


Fig. 14-63. — L'impédance de charge Z étant alors égale à la résistance R de la précédente figure et connaissant la tension E, l'abaque donne immédiatement la puissance B.F.

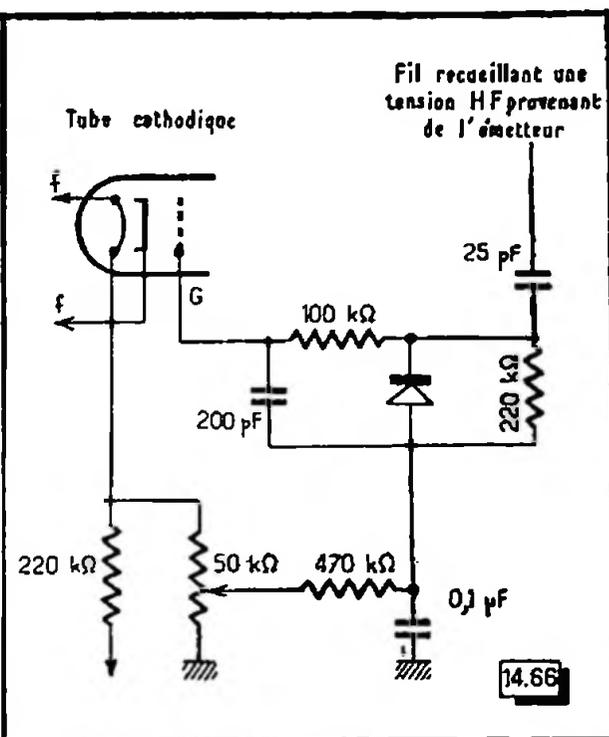
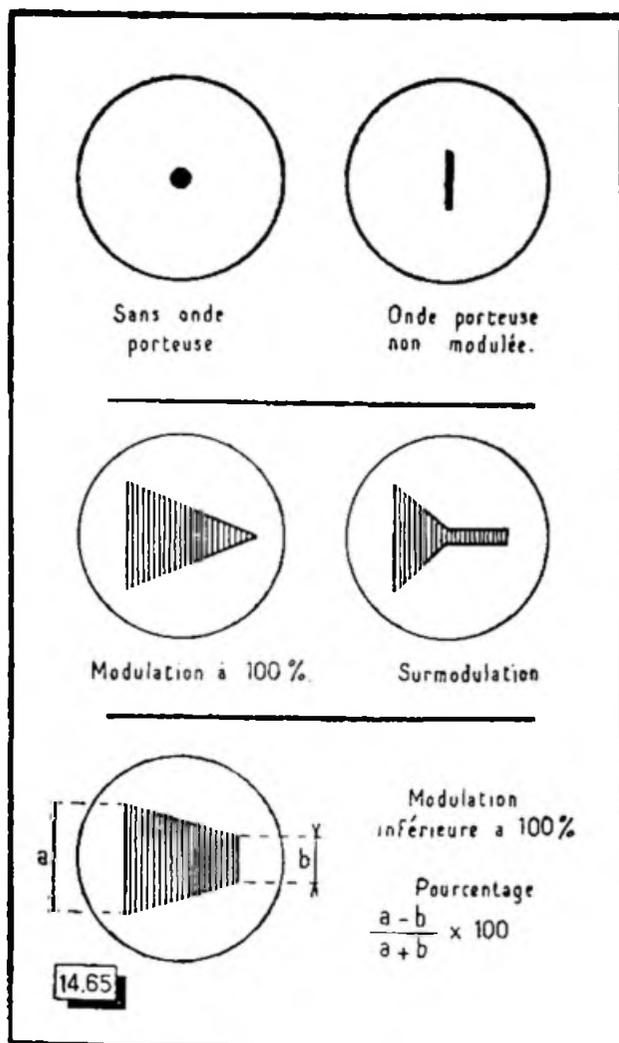


Fig. 14-65. — Quelques-uns des oscillogrammes possibles.

Fig. 14-66. — La commande automatique de la luminosité du spot est obtenue à partir du redressement d'une tension H.F. provenant de l'émetteur.

du tube ; un transformateur classique, du type « deux fois 350 volts, 60 mA » convient fort bien.

Le schéma complet serait donc celui de la figure 14-64 et l'on voit également comment le couplage à l'émetteur serait assuré.

On sait qu'avec la modulation par la plaque, la valeur de la tension anodique double lorsque l'on atteint la profondeur de 100 %. La tension de service du condensateur de 1000 pF branché au secondaire du transformateur de modulation doit être choisie en conséquence, afin de ne risquer aucun claquage.

Ainsi que dans tout oscilloscope, le potentiomètre « Foyer » procure la mise au point du spot, c'est-à-dire sa netteté, tandis que le potentiomètre « Lumière » agit sur sa luminosité.

Le spot proprement dit (en son état de point), ne doit jamais demeurer immobile, sous peine d'amener une détérioration de l'écran du tube cathodique. Il faudra donc s'astreindre à « l'éteindre » par le potentiomètre « Lumière », si nulle tension en provoquant le déplacement n'est appliquée à l'une des paires de plaques déviatrices.

Dans le cas du contrôle de modulation, un changement automatique dans la polarisation de la grille G peut être obtenu grâce à la modification de schéma que montre la figure 14-66. Une tension H.F. recueillie par un fil placé au voisinage de l'émetteur est redressée par un détecteur au germanium, et la tension continue ainsi obtenue intervient pour réduire la polarisation de G₁.

Si l'on a pris soin, l'émetteur étant à l'arrêt, de régler le potentiomètre « Lumière », juste au point où le spot disparaît, celui-ci retrouvera sa brillance à chaque fois que s'établira l'onde porteuse.

La figure 14-65 représente les oscillogrammes les plus souvent observés.

L'ÉTUDE DU MORSE

La pratique de la lecture au son de l'alphabet Morse fait partie des connaissances de tout amateur-émetteur. Non seulement, elle sera exigée lors de l'examen du *certificat d'opérateur*, mais il est également normal que tout O M soit un radio-amateur *complet*, capable de trafiquer en télégraphie comme en téléphonie.

L'étude de la lecture au son débute évidemment par celle de l'alphabet Morse et l'on commencera l'assimilation de ce dernier, à la vue de sa représentation graphique. Toutefois, il sera sage de ne pas oublier que le but poursuivi est de *caractère auditif et l'on associera, sans attendre, l'auditif au visuel*, par exemple en sifflant les signaux Morse.

D'autre part, on se procurera un « buzzer » que l'on branchera en série avec un manipulateur et une pile, ou, mieux encore, on constituera un « parleur à lampes ». Cela permettra, tout en écoutant les signaux, d'apprendre à manipuler.

Il va sans dire que l'aide d'un opérateur manipulant déjà entraîné est avantageuse, mais il est quand même possible d'apprendre seul.

Au début, on étudiera lettre par lettre et l'on s'attachera tout spécialement à bien observer la cadence des signaux Morse, c'est-à-dire les durées relatives entre les points, les traits et les intervalles.

Certaines manipulations, prétendant à l'originalité ou à quelque « chic » personnel, sont à réprouver ; citons l'accélération de la cadence au cours d'une succession de points, ou encore l'allongement relatif des traits, etc.

Dans un même ordre d'idées, les débutants demandent souvent que l'on augmente un peu l'espace entre lettres successives, afin de mieux discerner celles-ci. Cette satisfaction peut leur être donnée afin de rendre leurs débuts plus encourageants, mais il sera bon de revenir aussi vite que possible aux espacements relatifs normaux. N'oublions pas, en effet, que la transmission en Morse repose sur un *rythme bien défini*, et que *plus tôt on apprendra à le respecter, mieux cela vaudra*.

Bien entendu, ce rythme pourra se trouver ralenti ou accéléré dans son ensemble, tout comme un morceau de musique peut être exécuté dans un mouvement plus ou moins vif, mais les rondes, blanches, noires... les silences, n'en gardant pas moins les mêmes durées relatives.

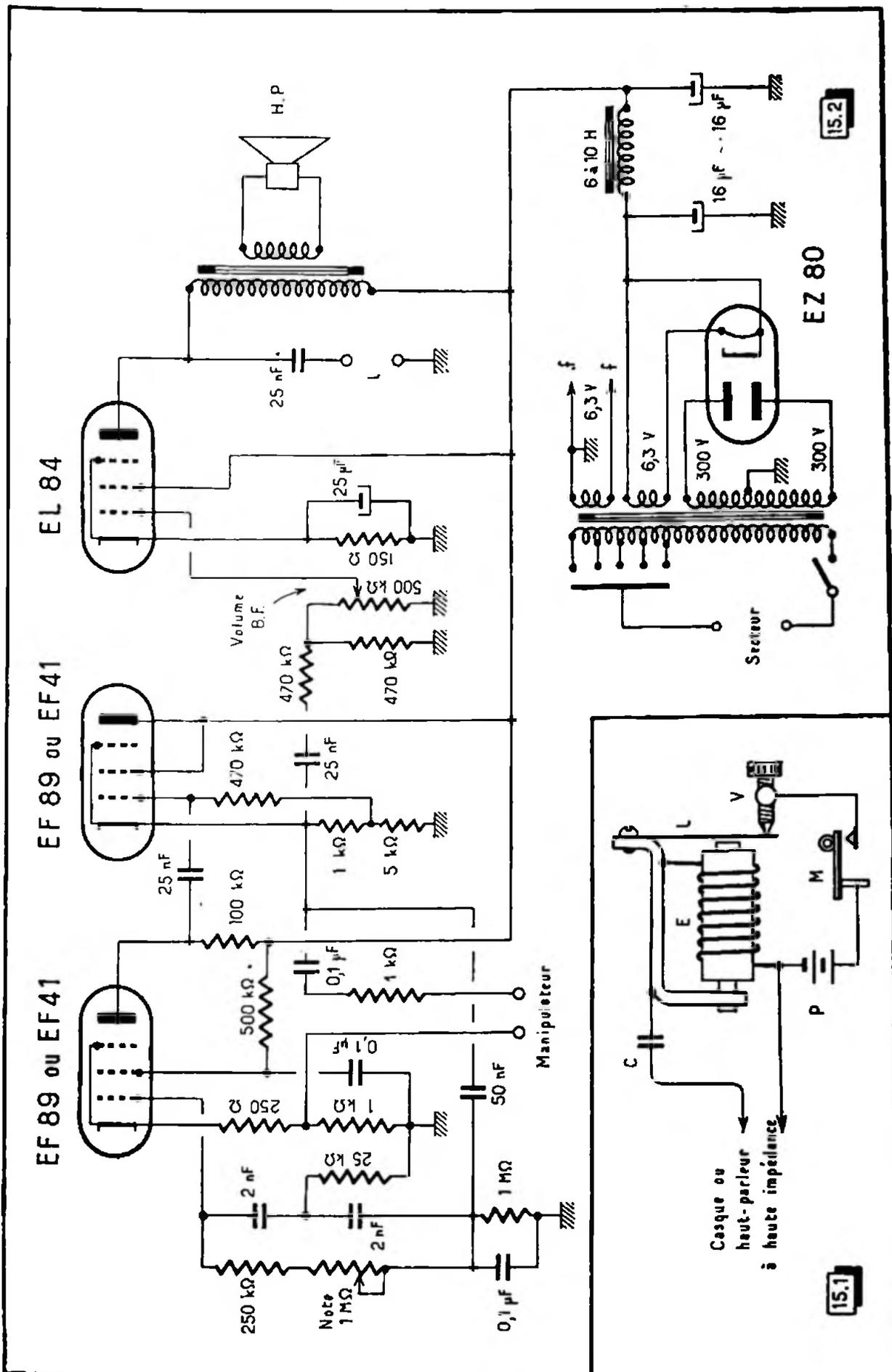


Fig. 15-1. — Montage d'un « buzzer » et comment lui connecter un casque ou un haut-parleur.
 Fig. 15-2. — Un « parleur à lampes » pour l'étude du Morse.

L'objectif devant être atteint est *l'élimination de la représentation graphique* des signaux Morse. Aussi faut-il arriver à *ne plus analyser* les combinaisons de points et traits entendues. Le « cliché rythmique auditif » d'une lettre doit, *sans travail de réflexion, déclencher l'inscription de la lettre correspondante.*

Il est évident que ce résultat ne sera pas immédiat, mais son échéance peut n'être pas lointaine si l'on travaille avec méthode. (On forme bien des lecteurs au son en deux mois et demi à trois mois, dans les services des transmissions.)

Au début de l'entraînement, il est inutile de faire des séances longues ; cinq minutes nous paraissent une limite. En effet, tant que l'esprit travaille pour traduire les combinaisons de signaux entendues, la fatigue vient assez rapidement et l'on arrive vite au moment où le cerveau de l'élève ne « répond » plus. Mieux vaut répéter aussi souvent que possible, de courtes séances.

A mesure que s'installe le *réflexe d'automatisme* dans la traduction des signaux, la fatigue disparaît et l'on peut, avec agrément, lire au son durant de longues périodes de temps.

Nous mentionnerons encore l'existence de cours de lecture au son enregistrés sur disques, solution commode pour un entraînement individuel.

Buzzer et parleur à lampes

Le buzzer est un accessoire simple et commode pour l'enseignement de la lecture au son. On sait qu'il repose sur le principe de la sonnerie électrique (attraction par un électro-aimant E, d'une armature L, associée à un rupteur à vis micrométrique V). Toutefois, l'armature L prend ici la forme d'une lame capable de vibrer à une fréquence audible et donne ainsi une note musicale.

Le circuit est simplement celui de la figure 15-1, où l'on voit le buzzer connecté en série avec une pile P (généralement de 4,5 volts) et le manipulateur M.

Cet ensemble n'étant pas très bruyant, on aura intérêt, s'il s'agit d'enseigner la lecture au son à plusieurs élèves, à monter en dérivation, sur l'enroulement E, une ligne alimentant plusieurs casques ou un haut-parleur à haute impédance (ancien magnétique ou électrodynamique muni d'un transformateur d'adaptation pour 7000 ohms). Un condensateur C, de 0,5 à 2 μ F, doit être placé en série, de manière que le courant continu alimentant l'enroulement E ne puisse passer dans la ligne.

Une formule beaucoup plus perfectionnée se trouve dans un « parleur à lampes ». Nous donnons, par la figure 15-2, le schéma d'un appareil que nous avons mis au point. Il comprend un oscillateur du type R C, dont la fréquence peut être réglée (avec les valeurs indiquées pour le « circuit R C ») entre 600 et 900 Hz. Cet oscillateur est suivi d'une amplification B.F.

Un haut-parleur est incorporé dans le coffret, mais un départ de ligne est prévu pour alimenter à distance des casques ou d'autres haut-parleurs.

La réalisation d'un tel « parleur à lampes » ne présente aucun détail critique.

Le choix du manipulateur

Il faut surtout songer aux longues séances de trafic et, à ce titre, le genre de manipulateur dit « américain » est très recommandable du fait de sa *forme basse*, permettant de ne pas travailler avec l'avant-bras trop levé. Les doigts ne seront pas crispés, et l'on obtiendra la manipulation grâce à de légers mouvements du poignet, lequel restera très souple.

Le réglage de *la course* du manipulateur et celui du ressort de rappel dépendront des goûts personnels de l'opérateur. Notons cependant que, pour maintenir longtemps une cadence de manipulation rapide, il sera préférable d'alléger le ressort de rappel et de régler la course de manière qu'elle soit faible.

L'ALPHABET MORSE

LETTRES		SIGNES de PONCTUATION et AUTRES		
A	N	Point		
B	O	Virgule		
C	P	Deux points		
D	Q	Point d'interrogation		
E	R	Apostrophe		
<i>é, è, e</i>	S	Trait d'union ou tiret		
F	T	Barre de fraction		
G	U	Parenthèses (1)		
H	V	Souligné (2)		
I	W	Double trait		
J	X	Compris		
K	Y	Erreur		
L	Z	Croix (3)		
M		Invitation à transmettre		
<th>CHIFFRES</th> <td>Attente </td> <td></td>		CHIFFRES	Attente	
		Fin de travail		
		Signal de commencement		
		Signal séparatif (4)		
		Point d'exclamation		
		(1) Avant et après les mots.		
		(2) Avant ou après les mots ou le membre de phrase.		
(3) Croix ou signal de fin de télégramme ou de transmission.				
(4) A utiliser pour la transmission des nombres fractionnaires (entre la fraction ordinaire et le nombre entier à transmettre) et des groupes formés de chiffres et de lettres (entre les groupes de chiffres et de lettres).				
<th>LETTRES et SIGNAUX FACULTATIFS</th> <td></td> <td></td>		LETTRES et SIGNAUX FACULTATIFS		
ã	ñ			
â	ô			
ch	ô			

ESPACEMENT ET LONGUEUR DES SIGNES

- Un trait est égal à trois points.
- L'espace entre les signaux d'une même lettre est égal à un point.
- L'espace entre deux lettres est égal à trois points.
- L'espace entre deux mots est égal à cinq points.

COMMENT ORGANISER LA STATION ?

COMMENT TRAFIQUER ?

Tous les classiques détails d'installation demeurent valables ici.

Les fils de la ligne de transmission allant à l'antenne ne seront pas fixés *contre* les murs.

Même si l'antenne utilisée n'exige aucune prise de terre pour son fonctionnement, on ne manquera pas d'en amener une *bonne* jusqu'à la station, afin d'y relier les châssis de l'émetteur. Cela *définira leur potentiel* et, très souvent, évitera l'apparition de phénomènes ennuyeux, tels que hurlements provoqués par la pénétration, dans le modulateur, de courants H.F. rayonnés à l'intérieur de la pièce, etc.

Il sera commode de loger les châssis de l'émetteur dans un bâti *fermé*. Cela leur épargnera la poussière... mais, de plus, évitera d'accidentels contacts avec les circuits à haute tension. Cette précaution est fort recommandable quand on craint la curiosité de jeunes enfants.

Un tel bâti est aisément réalisable au moyen d'un socle de bois que l'on munit de quatre montants verticaux. A gauche et à droite, à l'intérieur de ces derniers, on dispose des tasseaux horizontaux sur lesquels les châssis viennent s'enfoncer en glissant comme des tiroirs. Des panneaux amovibles, à l'arrière et sur les côtés, complètent ce meuble et rien n'empêche de les prévoir métalliques (tout en les reliant électriquement à la masse générale) si l'on veut que l'ensemble soit blindé.

De nouveaux profilés métalliques à perforations standard sont également susceptibles de faciliter l'exécution d'un bâti.

A l'égard de la *sécurité* électrique, il sera bon d'alimenter l'émetteur à partir *d'une seule prise de courant*. La fiche en étant retirée, on aura la certitude que tout est réellement débranché.

Le souci d'un maximum de commodités doit présider à l'aménagement de la station. Pour trafiquer agréablement, il est bon que l'opérateur soit installé *confortablement*.

A ce titre, le récepteur sera toujours *posé sur une table* et non logé sur quelque rayon, ce qui obligerait à lever le bras pour le régler. En effet, si l'on veut pratiquer dans de bonnes conditions de longues périodes d'écoute et de recherche de stations, les bras doivent pouvoir s'appuyer sur la table.

La même remarque est valable pour le manipulateur. De plus, il ne sera pas toujours avantageux de fixer celui-ci sur la table. Mieux vaut ne le faire que sur un socle offrant une surface suffisante pour garantir une bonne stabilité, mais que l'on pourra déplacer à volonté.

Dans le même ordre d'idées de l'agrément du trafic, il sera possible de ménager une section libre au commutateur général de l'émetteur, afin d'y relier (en parallèle) l'interrupteur de suppression momentanée d'écoute du récepteur. Le passage « émission-réception » se fait ainsi par une seule manœuvre.

Mais ce sont là des détails que chacun réglera au mieux de ses préférences personnelles.

Comment trafiquer

L'apprentissage du trafic se fait vite. Cependant, certaines bonnes habitudes doivent y être acquises si l'on veut obtenir un maximum de résultats.

Tout d'abord, avant de prendre le manipulateur ou le microphone, quelques instants d'écoute renseigneront avantageusement sur « ce qui passe » et permettront, à l'occasion, de tomber sur une station située dans un pays avec lequel l'opérateur n'a pas encore réalisé de liaison.

Les longs appels ou les longues réponses à un appel sont une *très mauvaise* pratique. Le plus souvent, ils n'ont pour seul effet que de lasser la patience d'un correspondant éventuel... qui choisit une autre station.

Pour appeler en télégraphie, une bonne méthode consiste à manipuler cinq ou six « CQ » suivis par « de » et deux ou trois fois son propre indicatif. L'ensemble est répété deux ou trois fois au plus, puis on passe l'invitation à transmettre « K » et l'on écoute. Si nulle réponse n'est entendue, on recommence...

En téléphonie, on énoncerait trois ou quatre « appel général », suivis par « de » et deux fois l'indicatif, sans omettre de préciser les lettres de ce dernier selon les analogies d'épellation classiques. Ces appels étant renouvelés deux ou trois fois, on passerait sur écoute, quitte à les répéter si nulle réponse n'est captée.

Pour répondre à une station appelante, en télégraphie comme en téléphonie, on transmettrait, à quelques reprises, trois ou quatre fois l'indicatif du correspondant et deux ou trois fois le sien. Mieux vaut *recommencer* une nouvelle réponse, si la première est restée sans succès.

En général, à la suite d'un appel, on trouvera les réponses des correspondants sur des fréquences très voisines de la sienne et, inversement, pour répondre à une station appelante, il sera bon de se placer sur une fréquence voisine de celle utilisée par elle.

A propos des analogies pour l'épellation des indicatifs, mieux vaut donner la préférence aux listes officielles *internationales* ; cela écartera des risques de confusion. En effet, rien ne sert de s'évertuer à dire : « E comme Espagne » à un correspondant de langue anglaise pour qui l'Espagne s'écrit « Spain » !

D'autre part, l'opérateur disposera d'un *cahier de trafic* où il notera les messages, avec la *date et l'heure* de la liaison, les *contrôles passés et reçus*. Ce document se montrera précieux lorsqu'il s'agira d'envoyer des « cartes QSL ».

L'usage veut, en effet, qu'une liaison soit *confirmée* par un échange de cartes. Souvent, celles-ci ont quelque caractère artistique, personnel, ou même humoristique.

Divers diplômes sont susceptibles d'être obtenus lorsque l'opérateur peut, à l'aide de « cartes QSL », prouver certaines des liaisons qu'il a réalisées.

Les indicatifs

Chaque station possède son indicatif et celui-ci se compose : a) d'une lettre ou d'un groupe de lettres et chiffres, caractérisant la *nationalité* de la station ; b) d'un

chiffre (définissant *parfois*, dans certains pays, une division territoriale) associé à deux ou trois lettres, pour former la combinaison propre à chaque station.

Les codes et abréviations

Les codes et abréviations font partie des connaissances que le futur OM doit avoir au moment de son examen d'opérateur. Ils permettent, en quelques lettres ou chiffres, d'exprimer certaines idées, phrases, « expressions standard », entre amateurs. Ils comprennent essentiellement :

- Le « code Q » ;
- Le « code R.S.T. » ;
- Les analogies officielles pour l'épellation ;
- Les abréviations propres au trafic entre amateurs.

Le « code Q ». — Nous ne donnerons pas celui-ci en entier, car ses abréviations spécifiquement destinées au trafic maritime et à l'aviation n'intéressent pas les amateurs-émetteurs.

Dans la forme réglementaire du « code Q », une abréviation suivie d'un point d'interrogation possède la « signification question » et, sans le point d'interrogation, elle prend la « signification réponse » ou « invitation », ces deux significations étant nettement précisées dans le code officiel. Nous relevons, par exemple :

- QRP ? : Dois-je diminuer l'énergie ?
- QRP : Diminuez l'énergie.

Dans le langage des amateurs, ces mêmes abréviations prennent souvent un sens beaucoup plus général. De cette même abréviation, on retient surtout *l'idée de petitesse*. Un « émetteur QRP » est un émetteur à petite puissance... Et si l'on entend dire « sur l'air », que « le QRPP pleure dans son berceau », chacun aura compris jusqu'où peuvent aller, dans l'esprit des amateurs-émetteurs, les extensions du « code Q ».

Le « code R.S.T. ». — Le « code R.S.T. » (readability, strenght, tonality), c'est-à-dire : *lisibilité, force, tonalité* des signaux, se passe de commentaires. Remarquons toutefois que la notation « T » n'est utilisable que pour la télégraphie.

Ces deux codes d'usage courant, sont groupés avec les préfixes de nationalité, sur un tableau hors-texte.

Les abréviations de trafic. — Celles-ci découlent le plus souvent de la réduction à quelques-unes de ses lettres, d'un mot (en général d'origine anglaise).

Abt	About	Environ
AC	Alternating current	Courant alternatif
Aer	Aerial	Antenne
AF	Audio frequency	Basse fréquence
Agn	Again	Encore
Ani	Any	Aucun, quelque
BCL	Broadcast listener	Usager de la radiodiffusion
Bd	Bad	Mauvais
Bi	By	Par
Bjr		Bonjour
Bk	Break-in	Travail en duplex
Bsr		Bonsoir
BST	British summer time	Heure légale d'été (en Angleterre, en France)
BT		Basse tension
Btr	Better	Mieux, meilleur

Bug	Bug	Vibroplex
B 4	Before	Avant
Call, cl	Call	Appel ou indicatif
CC	Crystal control	Pilotage par quartz
Chirp	Chirp	Piaulement, piaulé
Cld	Called	Appelé
Clg	Calling	Appelant
Cn	Can	Je puis
Cnt	Cannot	Je ne peux, ne pouvez-vous
CO	Crystal oscillator	Etage quartz
Code	Code	Télégraphie
Congrats	Congratulations	Compliments
Cp, cpse	Counterpoise	Contrepoids
Crd	Card	Carte (QSL)
Cu	See you	Je vous verrai
Cuagn	See you again	Je vous retrouverai encore
Cul	See you later	Je vous retrouverai plus tard
CV		Condensateur variable
CW	Continuous wave	Ondes entretenues
DC	Direct current	Courant continu
Dnt	Do not	Ne ... pas, je ne ... pas
Dr	Dear	Cher
DX	Distance	Portée, distance (grande)
Ere	Here	Ici
Es	And	Et
FB	Fine business	Beau travail, très beau, très bien
FD	Frequency doubler	Doubleur de fréquence
Fm	From	De, à partir de, à
Fone	Telephony ou Phones	Téléphonie ou Ecouteurs, casque
Fr, fer	For	Pour
Ga	Good afternoon	Bonne après-midi
Gb	Good bye	Au revoir
Gd, gnd	Ground	Terre
Ge	Good evening	Bonne soirée
Gld	Glad	Heureux
Gm	Good morning	Bonjour (bonne matinée)
GMT, GCT	Greenwich mean time	Temps moyen de Greenwich (T.M.G.)
Gn	Good night	Bonsoir (bonne nuit)
Gud	Good	Bon
Ham	Amateur	Amateur
HF	High frequency	Haute fréquence
Hi	Laughter	Et de rire !
Hpe	Hope	Espère
Hr, hre	Here	Ici
Hrd	Heard	Entendu
Hrx		Heureux
HT	High tension	Haute tension
Hv, hve	Have	Ai, avons, avez, etc.
Hvy	Heavy	Beaucoup, en quantité
Hw	How	Comment ? comment me recevez-vous ?
I	I	Je
Inpt	Input	Puissance alimentation
Key	Key	Manipulateur
LF	Low frequency	Basse fréquence

LT	Low tension	Basse tension
Ltr	Letter	Lettre
Mni, mani	Many	Beaucoup
Mci		Merci
Mi	My	Mon, ma, mes
Mike	Microphone	Microphone
Msg	Message	Message
MOPA	Master oscillator power amplifier	Émetteur commandé par oscillateur séparé
New	New	Nouveau
Nd, nid, nil	Nothing	Rien, rien à faire
Nite	Night	Nuit, soirée
Nm	No more	Plus rien, plus
No	No	Non
Nr	Number	Numéro, nombre
	ou	ou
	Near	Près de
Nw	Now	Maintenant
OB	Old boy	Mon vieux
OC		Ondes courtes
OK	All correct	Tout bien
OM	Old man	Mon vieux
On	On	Sur, « sur l'air »
Onli	Only	Seulement
Op, opr	Operator	Opérateur
OW	Old woman	Femme opérateur
PA	Power amplifier	Étage amplificateur H.F. de puissance
Pse	Please	S'il vous plaît, veuillez
Pwr	Power	Puissance
R	All right, OK	Bien reçu
RAC	Rectified alternating current	Courant alternatif redressé
Rcd	Received	Reçu
Rcvr, rx	Receiver	Récepteur
Rdn	Radiation	Courant antenne
RF	Radio frequency	Haute fréquence
Rite	Write	Ecrivez, j'écris
Rprt	Report	Rapport, compte rendu
Rpt	Repeat	Répétez
Sa	Say	Dites
SG	Screen grid	Grille écran
Sigs	Signals	Signaux
Sked	Schedule	Liaison régulière
Slite	Slite	Légèrement, un peu
Sn	Soon	Bientôt
Solid	Solid	Très bon, réception confortable
Sri	Sorry	Désolé, je regrette
Stn	Station	Station
Stdi	Steady	Stable
Sum	Some	Un peu, quelque
SW	Short waves	Ondes courtes
Ten	Ten	Dix (mètres)
Test	Test	Essai
Tg	Telegraphy	Télégraphie
Tjrs		Toujours
Tnx, tks, tnk	Thanks	Merci, remerciements

Tmw, tmrw	To morrow	Demain
TP	Telephony	Téléphonie
Trub	Trouble	Ennuis, difficultés
Tri	Try	Essayez, j'essaie
U	You	Vous
Unstdi	Unsteady	Instable
Ur	Your	Votre, vos
Vs		Vous, vos
Vx		Vieux
Vy	Very	Très
Wen	When	Quand
Wid	With	Avec
Wkd	Worked	Travaillé avec
Wkg	Working	Travaillant avec
Wl, wll	Will	Je vais...
Wx	Weather	Temps, conditions atmosphériques
Xmitter, Xmtr	Transmitter	Emetteur
Xtal	Crystal	Cristal de quartz
YL	Young lady	Jeune femme, femme
2nite	To night	Ce soir
73	Best regards	Meilleures amitiés
88	Love and kisses	Amour et baisers, tendresses

Fréquemment, il est fait état des conditions atmosphériques au cours des liaisons et les mots anglais les plus couramment utilisés sont :

Fair, fine	Beau	Cool	Frais
Bright	Clair	Mild	Doux
Sunny	Ensoleillé	Hot	Très chaud
Rainy	Pluvieux	Dark	Sombre
Cloudy	Nuageux	Tempest	Tempête
Windy	Venteux	Hail	Grêle
Stormy	Orageux	Fog	Brouillard
Wet, damp	Humide	Snow	Neige
Cold	Froid	Frost	Gelée
Warm	Chaud	Thaw	Dégel
Dry	Sec	Ice	Glace

LA RÉGLEMENTATION DE L'ÉMISSION

L'émission d'amateur n'est pas libre. Il ne suffit pas de *déclarer* un émetteur, il faut *demandeur une autorisation de détention et d'usage. Ce n'est qu'une fois celle-ci accordée et l'indicatif d'appel alloué, que le postulant sera en droit d'émettre.*

Nous ne saurions trop recommander de ne pas céder prématurément à la tentation d'expérimenter l'émetteur avant la délivrance de l'autorisation ; des peines ont déjà été prononcées contre certains candidats trop impatients et il ne faut pas oublier que, relevant des tribunaux correctionnels, ces condamnations laissent une trace au casier judiciaire de l'intéressé.

Le candidat à l'émission doit avoir 16 ans au moins. Sa demande d'autorisation sera établie en un seul exemplaire sur une *formule N° 706*, que l'on peut, en principe, trouver dans les bureaux de Poste, mais qu'il est également possible de demander à la Direction Générale des Télécommunications, 2^e bureau, 20, avenue de Ségur, Paris (7^e), soit au Secrétariat du Réseau des Emetteurs Français (nous reviendrons plus loin sur notre association nationale).

Cette formule doit être accompagnée de *quatre fiches de renseignements.*

La formule 706 sera remplie en s'inspirant des indications suivantes :

Catégorie : cinquième (stations expérimentales d'amateur) ;

But poursuivi : expérimental ;

Horaire de fonctionnement : sans limitation ;

Caractéristiques du poste : définir l'antenne et donner succinctement la constitution de l'émetteur, en précisant le procédé de modulation employé pour la radiotéléphonie.

Prévisions moyennes d'utilisation : sur toutes bandes allouées aux amateurs.

Aucune difficulté ne se présente pour répondre aux questions des feuilles de renseignements.

Le dossier ainsi constitué sera envoyé soit à la Direction Générale des Télécommunications, 2^e bureau, 20, avenue de Ségur, Paris (7^e), soit au Réseau des Emetteurs Français, qui se charge de suivre et d'appuyer la demande, lorsque l'intéressé fait partie de ses membres.

Il faudra, ensuite, attendre patiemment l'issue des enquêtes des divers Ministères. Pendant ce temps, le postulant aura tout intérêt à parfaire ses connaissances générales en électricité et en radio, de même qu'à s'entraîner à la lecture au son. Il lui sera permis

aussi de construire son émetteur et d'en faire la mise au point sur une antenne fictive non rayonnante.

Dès que les différents Ministères ont donné leur avis favorable, le pétitionnaire est invité à se mettre en rapport avec la Direction des Services Radioélectriques, 5, rue Froidevaux, Paris (14^e) aux fins de subir les épreuves du *certificat d'opérateur « double qualification »* (télégraphie et téléphonie). Sur l'avis qui lui en sera fait, il versera dans un bureau des P.T.T. quelconque, la somme afférente aux *droits d'examen, contre remise d'un récépissé extrait du registre n° 1108*. Le candidat donnera ce récépissé à l'examineur qui viendra, à son domicile, lui faire passer cet examen.

Après une dernière attente de quelques jours, viennent enfin *l'autorisation et l'attribution de l'indicatif d'appel. A partir de ce moment, on peut émettre.*

Les programmes sur lesquels portent les examens sont définis par l'arrêté du 10 novembre 1930. Nous en indiquons l'essentiel. Les candidats devront obtenir au moins 10/20 à chacune des épreuves.

Epreuves pratiques.

a) Transmission de signaux Morse à une vitesse de 10 mots ou groupes par minute, chaque mot ou groupe comprenant 5 lettres, chiffres ou signes de ponctuation ;

b) Réception auditive d'un texte en langage clair, de 50 mots, à la vitesse de 10 mots à la minute ;

c) Réglage du poste d'émission : changement de longueur d'onde, variation du couplage et de la puissance ;

d) Utilisation des appareils de mesure et notamment d'un ondemètre étalonné à 0,5 % près.

Pour les épreuves relatives à la radiotéléphonie, il est prévu : la prononciation distincte devant le microphone, de lettres, chiffres, etc. et la réception d'une communication radiotéléphonique (ce qui n'offre aucune difficulté !).

Epreuves orales.

Connaissances des règles de service d'usage courant dans l'exploitation des stations radiotélégraphiques et radiotéléphoniques, selon l'article 9 du Règlement Général annexé à la Convention de Washington, et des abréviations à employer dans les transmissions radioélectriques. Une méthode opératoire succincte est, d'ailleurs, adressée par l'Administration à l'amateur en cours d'autorisation.

Notons au passage que les opérateurs de stations mobiles, les opérateurs brevetés de la Guerre, de la Marine, etc., seront dispensés des épreuves ci-dessus. Les épreuves orales ne seront pas exigées des anciens élèves des grandes écoles.

L'examen oral comprend encore des questions techniques pouvant porter sur les matières suivantes :

Electricité. — Les sources et récepteurs de courant continu. Accumulateurs, principe, charge et décharge, montage, entretien. Piles électriques, caractéristiques des modèles ordinaires. Dynamo, principe, divers modes d'excitation. Moteurs à courant continu, divers modes d'excitation, rhéostat de démarrage et rhéostat d'excitation.

Les sources de courant alternatif : Alternateurs, principe. Transformateurs, principe, rapport de transformation.

Instruments de mesure, organes de protection : Voltmètres et ampèremètres divers, wattmètres. Fusibles et limiteurs de tension. Dispositions à prendre en cas d'accident par contact avec la haute tension.

Radioélectricité. — *Organes principaux des postes radio :* Condensateurs, principe, groupement. Inductances, principe, groupement en série avec ou sans induction mutuelle, groupement en parallèle avec ou sans induction mutuelle.

Le circuit oscillant : Oscillations libres d'un circuit, longueur d'onde propre, facteurs qui influent sur la longueur d'onde propre d'un circuit. Circuits couplés. Procédés permettant de diminuer l'importance des harmoniques.

Antennes et cadres : Constitution d'une antenne, caractéristiques, longueur d'onde propre, capacité. L'antenne, organe de rayonnement. Précautions à prendre dans la constitution d'une antenne d'émission. Isolement de l'antenne. Circuits équivalents, antennes fictives. Antennes de réception, cadres.

La lampe à trois électrodes : Théorie élémentaire. Caractéristiques d'une lampe utilisée comme génératrice d'oscillations entretenues, divers montages courants, description des organes d'un poste émetteur à lampes. Alimentation des circuits de plaque par un redresseur à lampes diodes suivi d'un filtre. Alimentation directe en alternatif. Procédés de manipulation.

Radiotéléphonie : Procédés de modulation d'un poste émetteur à lampes.

Principe de la réception de la radiotéléphonie : Cadre ou antenne, accord du poste récepteur sur la longueur d'onde du poste émetteur, organes d'accord. Montage d'une antenne de réception avec les organes d'accord. Principe de la détection par cristal. Divers montages des postes à galène, leur réglage.

La lampe utilisée à la réception : Principe de la lampe amplificatrice en haute et basse fréquence. Divers montages courants. Couplage entre lampes par transformateurs accordés ou non, couplage par résistances. La lampe détectrice, divers montages.

La réception : Réception des ondes entretenues au moyen d'une hétérodyne, dispositifs à réaction ; utilisation de la réaction. Principe du superhétérodyne.

Principe de la radiogoniométrie.

Mesures : Le contrôleur d'ondes, réglage de la longueur d'onde d'un poste d'émission sur une longueur d'onde donnée.

Ce programme date de la publication du texte officiel, c'est-à-dire de 1930. Il nous semble un peu suranné et il est logique de penser que le postulant, lui-même passionné par les développements modernes de la radioélectricité, ne manquera pas d'en dépasser largement les limites.

Les stations d'amateur sont soumises au paiement d'une redevance annuelle, dite *taxe de contrôle*. Elle est payable tout d'abord au moment de la délivrance de l'autorisation, pour la période allant jusqu'au 31 décembre de l'année en cours, puis au 1^{er} janvier de chacune des années suivantes.

L'autorisation se maintient par tacite reconduction, contre paiement de la taxe de contrôle. Si l'on désire la dénoncer, il faudrait le faire avant le 30 novembre de l'année en cours, par lettre recommandée adressée à la Direction Générale des Télécommunications, 4^e bureau, 20, avenue de Ségur, Paris (7^e).

La taxe de contrôle s'applique à la totalité de l'installation : émetteur et récepteur. En principe, ce dernier ne doit alors couvrir que les bandes réservées aux amateurs ; néanmoins, si le récepteur de trafic peut aussi recevoir la radiodiffusion, l'Administration maintient le bénéfice de l'exonération quand l'amateur-émetteur a déjà déclaré un récepteur ordinaire à son foyer.

L'autorisation est, en outre, accordée à *titre strictement personnel*. Si son possesseur désire que sa station puisse être utilisée conjointement par une autre personne, celle-ci doit recevoir le titre officiel de « deuxième opérateur ». Les formalités se résument à l'adresse d'une demande *sur papier libre* (accompagnée des *quatre fiches de renseignement* déjà mentionnées) à la Direction Générale des Télécommunications, 4^e bureau, 20, avenue de Ségur, Paris (7^e). Le « deuxième opérateur » doit ensuite subir les épreuves du *certificat d'opérateur*, en acquittant les *droits d'examen* correspondants. Il va sans dire qu'il n'est perçu qu'une seule *taxe de contrôle* pour la station.

Les associations

Des associations nationales d'amateurs-émetteurs se sont formées dans chaque pays et elles se sont groupées en une association mondiale : l'I.A.R.U. (International Amateur Radio Union).

Nous avons en France, le *Réseau des Emetteurs Français* (R.E.F.) dont l'adresse est : Boîte Postale 42-01, Paris R.P. En dehors d'un agréable esprit de cohésion et de bonne camaraderie qu'il entretient parmi ses membres, le R.E.F. se charge de suivre et d'appuyer les demandes d'autorisation transmises par son intermédiaire, il assure le relais des cartes QSL provenant de tous les pays ou de celles à expédier dans le monde entier. Son organe mensuel « *Radio R.E.F.* » publie des articles techniques, des renseignements sur le trafic, etc.

En appendice on trouvera deux documents concernant le *Réseau des Emetteurs Français*.

DOCUMENTATION

La nécessité de s'informer

Une fois ce livre refermé, il ne faut pas croire que l'émetteur-amateur doive se replier sur lui-même, fier du bagage technique qu'il a assimilé, fier également, et à juste titre, des réalisations qu'il a faites.

La nécessité de s'informer des progrès de la technique, de réunir une documentation utile, doit être chez lui un impératif constant.

D'ailleurs, on conçoit difficilement un vrai amateur s'isolant de la technique et de ses développements.

Et si la littérature en la matière est abondante, il faut dire que, parmi les revues et les livres publiés actuellement, le choix, à notre avis, peut sembler facile.

COTÉ REVUES, il convient de citer :

— **Toute la Radio**, revue mensuelle de technique expliquée et appliquée ; fondée en 1934 et toujours dirigée par E. Aisberg, elle est réputée dans le monde entier comme la principale revue française de radio ;

— **Radio Constructeur et Dépanneur**, revue mensuelle de pratique radioélectrique, fondée en 1937 (rédacteur en chef W. Sorokine), plus spécialement destinée aux techniciens, dépanneurs et agents techniques ;

— **Radio-R.E.F.**, revue mensuelle du Réseau des Emetteurs Français (voir page suivante).

COTÉ LIVRES, on trouve à la Société des Editions Radio une grande variété des meilleurs livres techniques, parmi lesquels on peut mentionner :

- **Appareils à transistors**, par H. Schreiber.
- **Caractéristiques officielles des lampes radio.**
- **Circuits électroniques**, par J.P. Cehmichen.
- **Formulaire de la radio**, par W. Sorokine.
- **Laboratoire Moderne Radio**, par F. Haas.
- **La Télévision ?... Mais c'est très simple**, par E. Aisberg.
- **Lexique Officiel des lampes radio**, par L. Gaudillat.
- **Guide mondial des transistors**, par H. Schreiber.
- **Pratique Electronique**, par J.P. Cehmichen.
- **Radio-dépannage moderne**, par R. De Schepper.
- **Radio-Tubes**, par E. Aisberg, L. Gaudillat et R. De Schepper.
- **Télé-Tubes**, par R. De Schepper.
- **Technique de la télévision**, par A.V.J. Martin.
- **Télévision Pratique**, par A.V.J. Martin.
- **Voltmètres électroniques modernes**, par F. Haas.
- Etc..., etc...

APPENDICE

Le Réseau des Emetteurs Français

R E F

Afin de permettre au lecteur de juger en toute objectivité les différentes activités du REF, nous avons extrait d'une documentation de cette organisation les textes ci-après qui situent les buts poursuivis.

Le REF est une Association sans but lucratif, groupant les Amateurs-Emetteurs, les Amateurs-Ecouteurs, les personnes s'intéressant aux Ondes Courtes et à la Télécommande de modèles réduits.

Le REF, fondé à Paris en 1925, représente les Amateurs-Emetteurs auprès des Administrations pour assurer la défense de leurs droits et il coordonne leurs travaux d'expérimentation et de recherche pour en accroître l'efficacité.

Le REF développe l'esprit de fraternité qui règne parmi les Amateurs-Emetteurs du monde entier et ses Membres se mettent à la disposition des Services Officiels pour une aide désintéressée en cas de raids, expéditions, expériences diverses, catastrophes, etc. Les Amateurs-Emetteurs peuvent capter et retransmettre des messages d'urgence qui leur parviennent, réclamant des médicaments ou de l'aide pour sauver des vies humaines gravement menacées.

Le REF est divisé en Sections régionales, dont chaque Chef est élu par ses ressortissants, en France et dans l'Union Française.

Les Membres de la plupart des Sections se réunissent au moins une fois par mois.

Le REF publie une Revue mensuelle « Radio REF », adressée à tous ses Membres et donnant des articles techniques, des réalisations pratiques, des schémas, des tours de mains, des comptes rendus des réunions de Sections, etc. Un numéro spécimen est envoyé gratuitement sur demande. Le REF transmet également des informations destinées aux amateurs par l'intermédiaire de sa station F8REF.

Point n'est besoin de posséder une station d'émission, ni même d'être versé dans la technique de la Radio et des Ondes Courtes pour adhérer au REF : les Amateurs-Ecouteurs peuvent aussi en faire partie ; ils se servent de leur numéro d'inscription comme indicatif d'identification et portent cet indicatif sur les cartes (appelées « cartes QSL ») qu'ils adressent aux stations du monde entier captées sur leur récepteur. Celles-ci envoient en retour leur propre carte.

Les cartes QSL sont acheminées au départ et collectées au retour, pour un prix extrêmement modique, par le service spécialisé du REF (QSL Bureau).

Le REF facilite l'incorporation de ses jeunes Membres ayant des notions en matière de télécommunications dans l'Arme des Transmissions ou dans les unités utilisant la Radio. Des cours de Morse sont organisés par le REF « sur l'air », ainsi que dans la plupart de ses Sections.

Le montant du droit d'inscription (versé une fois pour toutes) et celui de la cotisation figurent sur le bulletin d'adhésion, au verso.

RÉSEAU DES ÉMETTEURS FRANÇAIS

ASSOCIATION SANS BUT LUCRATIF GROUPEMENT LES AMATEURS D'ONDES COURTES
SECTION FRANÇAISE DE L'I.A.R.U.

Agrée par le Ministère de la Guerre (N° 12.744)
Reconnue d'utilité publique (décret du 29 novembre 1952)

BULLETIN D'ADHESION

Je soussigné, après avoir pris connaissance des Statuts, déclare solliciter mon admission au « RESEAU DES ÉMETTEURS FRANÇAIS », comme membre (1).

Je verse la somme de : 100 + frs, soit Frs., montant du droit fixe d'inscription et de ma cotisation annuelle au REF à dater du 1^{er} ou au Compte Chèque Postal du REF : Paris 1027-92

NOM et prénoms Le 19
Adresse Signature (2)

Nationalité N° de téléphone

Profession Indicatif

Né à le Arme

Grade dans la réserve (2) Autorisation, pour les mineurs,
du tuteur légal :

Noms des Parrains et N° d'inscription au REF		Section	Signature
.....	
.....	

Présenté par

(1) ACTIF : Le permissionnaire d'une autorisation délivrée par l'Administration compétente pour l'établissement et l'exploitation d'une station radio-électrique privée d'émission dite « d'amateur » et titulaire d'un indicatif d'appel (3.000 frs par an).

ADHERENT : Le candidat à l'autorisation mentionnée ci-dessus ; un membre adhérent peut devenir membre ACTIF dès l'obtention de son autorisation.

Toute personne résidant dans l'Union Française et Pays sous mandat français s'intéressant aux Ondes Courtes et aux essais des émetteurs amateurs. (3.000 frs par an)

CORRESPONDANT : Tout étranger résidant hors de France (3.400 frs par an).

DEMI-COTISATION : Les membres appelés sous les drapeaux, pour la durée de leur service légal, ainsi que les membres âgés de moins de 25 ans produisant un certificat de scolarité pour l'année en cours, payent seulement demi-cotisation. Ce certificat est à joindre au présent bulletin et au renouvellement annuel de la cotisation.

Adresse postale : REF, B.P. 42-01, PARIS R.P.

TABLE DES MATIÈRES

Avertissement	5
Introduction	7
CHAPITRE PREMIER. — Les ondes électromagnétiques. — La propagation des	
ondes courtes. — Les bandes réservées aux amateurs émetteurs	11
Longueur d'onde et fréquence.....	12
L'onde directe ou onde au sol.....	12
L'onde d'espace.....	12
Le fading et autres accidents de propagation	14
Les bandes réservées aux amateurs et ce que l'on en peut attendre.....	14
CHAPITRE II. — La réception des ondes courtes	
La détectrice à réaction.....	18
Les récepteurs à changement de fréquence.....	19
Le double changement de fréquence.....	20
Les fonctions principales dans un récepteur de trafic.....	21
A propos de la réalisation des circuits d'accord H.F. d'un récepteur.....	24
La détection diode.....	25
La détection retardée.....	27
Le changement de fréquence et la fonction oscillatrice.....	27
Notes sur la mise au point pratique des oscillateurs.....	29
Un brouillage spécial (avec réception sans oscillation locale).....	30
CHAPITRE III. — Les circuits auxiliaires des récepteurs de trafic	
L'hétérodyne M.F. ou oscillateur de battement.....	31
Le limiteur de parasites.....	33
Le S-mètre.....	36
L'accroissement de la sélectivité du récepteur de trafic.....	38
Le filtre M.F. à cristal de quartz.....	38
Le « Q-multiplier ».....	42
CHAPITRE IV. — Un premier récepteur : la détectrice à réaction	
L'alimentation du récepteur.....	51
	54

·CHAPITRE V. — La réception par changement de fréquence. — Constitution d'un bloc de bobinages. — Construction de convertisseurs et de récepteurs	57
L'association du bloc de bobinages des condensateurs variables et des lampes ...	63
A propos de « l'impédance d'entrée » du bloc.....	64
Les convertisseurs pour ondes courtes.....	64
La construction d'un convertisseur.....	66
L'alignement du convertisseur.....	67
La construction d'un récepteur de trafic.....	69
L'art de bien câbler.....	76
L'alignement du récepteur de trafic.....	78
Les réglages du récepteur.....	79
Le cas du récepteur à simple changement de fréquence.....	80
Réalisation des transformateurs M.F.....	80
·CHAPITRE VI. — Les branchements entre châssis.....	82
Le bouchon octal et le câble à huit conducteurs.....	82
La « famille » des bouchons à sept broches.....	83
Six broches... vingt-huit combinaisons !.....	83
Dispositions de sécurité.....	83
·CHAPITRE VII. — Les principes de l'émission et quelques-uns de leurs détails pratiques.....	84
La stabilité en fréquence.....	85
L'étage pilote à cristal de quartz.....	86
Le pilotage par V.F.O.	88
Le schéma d'un V.F.O. et d'une chaîne multiplicatrice de fréquence.....	92
Les bobinages du V.F.O. et des étages multiplicateurs.....	94
L'étage final de l'émetteur.....	96
Le neutrodynage.....	100
Circuits symétriques et asymétriques.....	101
La polarisation.....	102
La tension d'écran.....	104
La lampe finale en fonctionnement. La charge apportée par l'antenne.....	104
Les bobines d'arrêt. L'alimentation en série et en parallèle.....	105
Le choix de la lampe finale.....	107
Le circuit oscillant de l'étage final.....	108
·CHAPITRE VIII. — La manipulation.....	114
A propos de la tension d'écran.....	116
La manipulation sur un étage intermédiaire.....	117
Le cas du « break-in ».....	117
·CHAPITRE IX. — La modulation d'amplitude.....	119
Les microphones.....	119
La modulation de l'émetteur.....	121
Les modulations par une grille.....	123
La modulation par la plaque, avec transformateur.....	124
La modulation à courant constant.....	126
L'alimentation de l'écran à l'étage final d'un émetteur modulé par la plaque.....	127
La surmodulation. Un circuit écrêteur.....	129
La réalisation de modulateurs.....	132
Les impédances du transformateur de sortie.....	138
Une importante précaution.....	140

CHAPITRE X. — La modulation de fréquence à bande étroite ou N.B.F.M. (Narrow band frequency modulation)	142
La réception de la N.B.F.M.	143
La réglementation administrative.	147
CHAPITRE XI. — Un émetteur simple et à évolution progressive	148
La manipulation de l'émetteur.	151
La réalisation et le matériel employé.	152
L'alimentation.	152
Premiers essais.	152
« Côté chaud » ... « côté froid »	153
Les valeurs relevées (tension anodique, intensités, puissance)	154
La modulation de l'émetteur.	154
Premiers résultats.	155
L'adjonction d'un V.F.O.	155
L'évolution de l'étage final.	157
CHAPITRE XII. — Un émetteur de 50 à 100 watts commuté pour les bandes 3,5 - 7 - 14 - 21 - 28 MHz	160
La réalisation de l'émetteur.	165
Premiers essais et réglages	166
Les alimentations.	168
La modulation.	170
Les résultats obtenus.	172
CHAPITRE XIII. — Les antennes	173
L'antenne fictive.	173
L'impédance.	174
L'impédance d'une antenne.	176
L'impédance caractéristique.	177
Les lignes de transmission à ondes stationnaires.	178
Les lignes à ondes progressives.	180
De l'émetteur à l'antenne.	180
L'antenne Marconi.	185
L'antenne « ground plane ».	187
L'antenne « long fil » (« long wire »).	188
L'antenne demi-onde.	188
L'antenne Hertz-Windom.	189
Le QRM BCL.	190
L'antenne demi-onde alimentée par feeder à ondes progressives.	191
L'antenne « folded » ou repliée.	192
Les antennes multibande.	192
L'antenne Zeppelin.	193
L'antenne en « J ».	195
L'antenne Lévy.	195
L'antenne Lévy tournante.	197
Les antennes directives à éléments parasites.	197
La réalisation des antennes.	198
La directivité des antennes.	198
L'antenne de réception.	200
CHAPITRE XIV. — Contrôles, mesures, réglage de circuits	201
Les mesures de tension et d'intensité.	201
Les contrôles en H.F.	203
La boucle à ampoule.	203
Le contrôleur à détecteur au germanium.	204
Un ondemètre 3 à 80 MHz.	205

Un ondemètre spécial pour les bandes amateurs 3,5 à 28 MHz.....	206
Les premières vérifications d'un émetteur.....	208
Un générateur H.F.....	210
Un étalon de fréquence à quartz 100 kHz et un standard de fréquence.....	214
La mise au point des circuits oscillants.....	218
Le « grid-dip » « clin d'œil ».....	219
Un « grid-dip » 6 J 6 avec amplification.....	220
Un oscillateur « grid-dip » à piles.....	223
L'étalonnage des oscillateurs « grip-dip ».....	225
Les utilisations de l'oscillateur « grid-dip ».....	226
Mesures sur les lignes à ondes stationnaires.....	226
Mesures sur les lignes à ondes progressives.....	228
Mesures sur une antenne verticale.....	229
Mesures sur une antenne demi-onde.....	229
Le cas de l'antenne Hertz-Windom.....	230
Mesures de capacité.....	231
Retouches aux circuits et calculs à la règle.....	232
Mesures sur les antennes et les lignes de transmission ; un impédancemètre.....	242
La mesure de la puissance B.F. à la sortie d'un modulateur.....	253
Le contrôle de la modulation.....	254
CHAPITRE XV. — L'étude du Morse.....	256
Buzzer et parleur à lampes.....	258
Le choix du manipulateur.....	258
CHAPITRE XVI. — Comment organiser la station ? Comment trafiquer ?.....	260
Comment trafiquer.....	261
Les indicatifs.....	261
Les codes et abréviations.....	262
CHAPITRE XVII. — La réglementation de l'émission.....	266
APPENDICE.	
Le Réseau des Emetteurs Français (R.E.F.).....	271

Technique de l'émission réception sur ondes courtes

Charles GUILBERT

F3LG

1ère édition 1959