

W. SOROKINE

ALIGNEMENT DES RÉCEPTEURS RADIO



CIRCUITS
OSCILLANTS
•
BOBINAGES
•
COMMANDE
UNIQUE
•
ANOMALIES
•
PRATIQUE DE
L'ALIGNEMENT

2^e ÉDITION
revue et augmentée

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO - PARIS

POUR RESTER « A LA PAGE », Lisez

TOUTE LA RADIO

Revue mensuelle de technique
expliquée et appliquée
Fondée en 1934

DIRECTEUR : E. AISBERG

Reputée dans le monde entier comme la principale revue technique française de radio, TOUTE LA RADIO tient ses lecteurs au courant de tous les progrès de l'électronique, des télécommunications et de la télévision. Rédigée par une élite de techniciens, elle s'adresse à tous les spécialistes de la radio.

LE NUMERO : 2,70 NF

TÉLÉVISION

Magazine mensuel fondé en 1939

DIRECTEUR : E. AISBERG

Théorie et pratique de la nouvelle technique de la transmission des images et ses développements les plus récents dans le monde. Réalisation des récepteurs de télévision et des appareils de mesure correspondants. Conseils pour la mise au point et le dépannage des téléviseurs. Confection des bobinages. Revue de la presse étrangère spécialisée. Examen de nouvelles pièces détachées.

LE NUMERO : 1,80 NF

RADIO CONSTRUCTEUR ET DÉPANNÉUR

Revue mensuelle
de pratique radioélectrique
Fondée en 1937

Rédacteur en Chef : W. SOROKINE

C'est la revue des techniciens, dépanneurs et agents techniques. Dans chaque numéro, elle publie de nombreux montages de récepteurs, amplificateurs, appareils de mesure, émetteurs, etc., avec schémas, photographies et plans de câblage rendant leur réalisation aisée. Abondante documentation pratique et études de perfectionnement instructives.

LE NUMERO : 1,80 NF

ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE

Revue mensuelle
de technique moderne
destinée aux promoteurs
et aux utilisateurs des
méthodes et appareils
électroniques.

Toutes les applications
de l'électronique
à tous les domaines de l'industrie.

LE NUMERO : 3,90 NF

Nos revues n'étant mises en vente que chez certains libraires ou marchands de journaux, le meilleur moyen de s'en assurer le service est de souscrire un abonnement. — Conditions et bulletin adressés sur demande.

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob — PARIS (6^e)

Téléphone : ODEON 13-65

C. C. P. Paris 1164-34

ALIGNEMENT
DES
RÉCEPTEURS
RADIO

Du même auteur :

BASES DU DEPANNAGE (Tome I). — Consacré à l'alimentation et à l'amplification B.F., cet ouvrage contient tout ce qu'un dépanneur doit savoir.

BASES DU DEPANNAGE (Tome II). — Détection, amplification H.F. et M.F., changement de fréquence.

AIDE-MEMOIRE DU DEPANNEUR. — Résistances, Condensateurs, Inductances et Transformateurs, avec 25 tableaux numériques.

BLOCS D'ACCORD 54. — Schémas d'utilisation, commutation, connexion, alignement et particularités des principaux blocs industriels.

500 PANNES. — Cas tirés de la pratique courante. Le diagnostic et les remèdes à apporter.

150 PANNES TV. — Symptômes, diagnostic et remèdes des principales pannes des téléviseurs.

RADIORECEPTEURS A PILES ET A ALIMENTATION MIXTE. — Systèmes d'alimentation. Etude des différents étages d'un récepteur. Polarisation. Antifading. Détections à réaction. Cadres et bobinages. Quelques schémas-types.

LE DEPISTAGE DES PANNES TV PAR LA MIRE. — Méthode moderne de dépannage en télévision.

SCHEMATHEQUE. — Manuels de base contenant schémas avec valeurs et détails caractéristiques des récepteurs de radio et de télévision.

W. SOROKINE

**ALIGNEMENT
DES
RÉCEPTEURS
RADIO**



CIRCUITS OSCILLANTS - BOBINAGES
COMMANDE UNIQUE - ANOMALIES
PRATIQUE DE L'ALIGNEMENT

DEUXIÈME ÉDITION
REVUE ET AUGMENTÉE

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, Rue Jacob - PARIS VI^e

Tous droits de traduction et de reproduction
réservés pour tous pays.

© EDITIONS RADIO, Paris 1961

Imprimé en France
Imprimerie WALLON, Vichy

Dépôt légal : 1^{er} trimestre 1962
Éditeur N° 307 — Imprimeur N° 707

PRÉFACE

L'alignement est une opération que tout dépanneur, tout technicien, tout constructeur est appelé à pratiquer journallement, et il est essentiel qu'il en connaisse à fond toutes les finesses et tous les « trucs ».

Or, à la base de toute opération d'alignement, qui n'est, en somme, que la mise au point du monoréglage, de la commande unique, il y a la connaissance de quelques principes fondamentaux sans lesquels la compréhension du travail à effectuer et des anomalies rencontrées n'est pas possible.

Loin de nous l'idée de faire la théorie complète de la commande unique et d'exposer une méthode de calcul des divers éléments. Nous visons un but essentiellement pratique qui est de faciliter le travail courant des techniciens et leur donner des armes pour vaincre n'importe quelle difficulté rencontrée au cours d'un alignement.

Ce qui est nécessaire, c'est de montrer l'ordre de grandeur, l'importance et l'influence mutuelle des divers éléments constituant l'ensemble des circuits commandés simultanément : capacités série et parallèle, self-inductions des enroulements d'accord et d'oscillateur, valeur de la M.F., etc...

Nous remarquerons également que le principe de la commande unique étant admis et bien compris, et nous insistons sur ce mot « bien compris », tout le reste en découle avec une logique rigoureuse, et la cause d'un défaut quelconque, d'un alignement qui laisse à désirer, saute aux yeux.

Avant d'aborder la commande unique et l'alignement, nous avons cru nécessaire de dire quelques mots au sujet des bobinages, condensateurs variables, transformateurs M.F. et points d'alignement, notions inséparables de l'ensemble et qui nous aident à comprendre le sens et l'importance des différents réglages.

De même, nous avons indiqué les différentes façons de réaliser un indicateur visuel d'accord, instrument indispensable lorsqu'on tient à affectuer un alignement soigné, autrement qu'à l'oreille.

Et nous pensons que ce petit ouvrage, basé sur une longue expérience et inspiré par des difficultés réellement rencontrées dans la pratique, rendra quelques services à tous les radio-techniciens.

CHAPITRE I

RAPPEL DE QUELQUES NOTIONS ÉLÉMENTAIRES SUR LES CIRCUITS OSCILLANTS.

Variables - Fixes - Couplage - Gammes couvertes

Faisons connaissance avec quelques unités.

Il est indispensable, lorsque l'on pratique l'alignement et que l'on se trouve, par conséquent, en contact avec les bobinages, de posséder quelques notions théoriques, très simples d'ailleurs, sur les relations existant entre les grandeurs caractérisant le circuit oscillant dont ces bobinages font partie :

le coefficient de self-induction de la bobine, désigné par L ;

la capacité totale C , qui se trouve aux bornes de la bobine ;

la fréquence f de résonance du circuit ainsi constitué ;

éventuellement, la longueur d'onde λ qui en résulte.

Nous allons donc voir, rapidement, en quelles unités s'expriment ces différentes caractéristiques.

Coefficient de self-induction L .

Ce coefficient caractérise la bobine à proprement parler et s'exprime en microhenrys (symbole μH) ou, plus rarement et seulement dans certains ouvrages allemands ou russes assez anciens, en centimètres (cm). La relation qui existe entre ces deux unités est, d'ailleurs, très simple :

$$1 \mu\text{H} = 1000 \text{ cm.}$$

La self-induction L dépend des facteurs suivants :

A. — Nombre de spires, en premier lieu. On dit, couramment, que L est d'autant plus grand que le nombre de spires est plus élevé, mais cela n'est exact que si les deux bobines ont sensiblement le même diamètre et la même longueur. Lorsque cette condition se trouve réalisée, on peut même préciser en disant que L est alors proportionnel au carré du nombre de spires.

Cela veut dire que si nous avons une bobine, telle que a de la figure 1, avec 5 spires, et une bobine b , de dimensions identiques, mais avec 10 spires, c'est-à-dire deux fois plus, la « self » de b sera très sensiblement 2 au carré fois plus élevée que

celle de α . Elle sera donc 4 fois plus grande. De même, si la bobine b avait 15 spires, soit 3 fois plus, sa « self » serait 9 fois plus élevée que celle de α ($3^2 = 9$). De même, lorsqu'il s'agit de bobines à plusieurs couches, dites en « nids d'abeilles » (fig. 2), ayant les mêmes dimensions, l , d et D , leur « self » sera proportionnelle au carré du nombre de spires, très sensiblement.

B. — *Longueur de la bobine.* Par ce terme il faut comprendre la longueur occupée par l'enroulement (l de la figure 3), et non pas celle du tube, qui n'a aucune importance. La relation entre la « self » et la longueur l est assez complexe, mais il nous suffit de nous rappeler que la « self » d'une bobine est d'autant plus faible que sa longueur est plus grande. Bien entendu, on suppose que les deux bobines ont le même nombre de spires et le même diamètre.

Pour les bobines en nids d'abeilles, c'est l'épaisseur (marquée également l sur la figure 2) qui peut être assimilée à la longueur. Donc, des deux bobines ayant les mêmes dimensions d et D et le même nombre de spires, celle qui sera plus « étroite » (l plus faible) aura un coefficient de self-induction plus important.

Tout cela entraîne deux conséquences pratiques. Tout d'abord, si nous réalisons une bobine avec, par exemple, 6 spires espacées, nous obtenons une « self » plus faible qu'avec les mêmes 6 spires, mais bobinées « jointives ». Ensuite, si nous avons une certaine bobine dont nous voulons diminuer un peu la « self », il nous suffit d'écartier le plus possible deux ou trois spires de l'une des extrémités, de façon à augmenter la longueur de la bobine (figure 4). C'est, d'ailleurs, un procédé qui a été beaucoup employé (et qui l'est encore actuellement) lorsqu'on cherche à ajuster une « self » soit en cours d'alignement, soit en cours de fabrication, pour les bobines à une couche, O. C. et quelquefois P. O.

C. — *Diamètre de la bobine.* Ce qui compte, c'est le diamètre extérieur d (figures 2 et 3) du tube sur lequel est réalisé le bobinage. Pour être tout à fait exact, il faut préciser que c'est même le diamètre moyen de la bobine qu'il faut prendre en considération, c'est-à-dire d augmenté du diamètre du fil employé. Cependant, en première approximation nous pouvons le négliger.

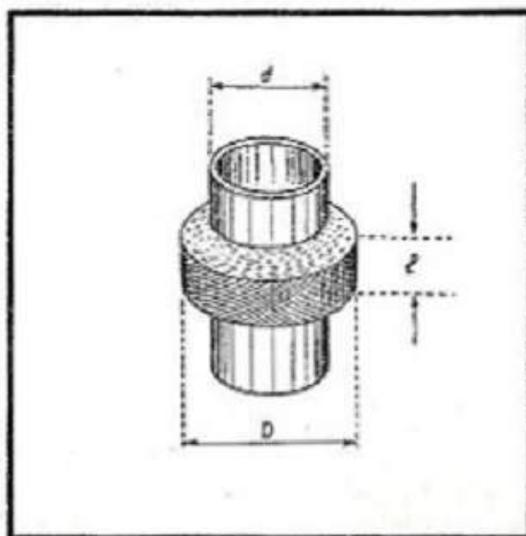
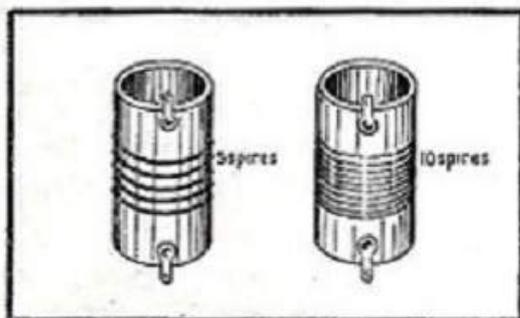
Pour les bobines en nids d'abeilles on tient parfois compte du diamètre moyen, d_m (fig. 5), qui n'est autre chose que

$$\frac{d + D}{2}$$

L'influence du diamètre est inverse de celle de la longueur. Par conséquent, plus d est grand, plus la « self » est importante, en parlant bien entendu d'une bobine où le nombre de spires et la longueur l demeurent constants.

Fig. 1 (ci-dessous). — La self-induction est proportionnelle au carré du nombre de spires.

Fig. 2 (ci-contre). — Dimensions qui interviennent dans le calcul d'une bobine à plusieurs couches.



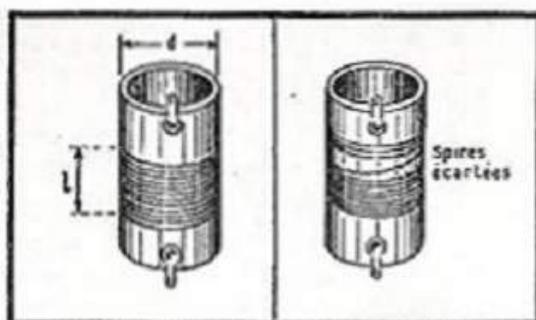


Fig. 3 (ci-dessus, à gauche). — Dimensions qui interviennent dans le calcul d'une bobine à une couche.

Fig. 4 (ci-dessus, à droite). — On diminue la self-induction en augmentant la longueur l , c'est-à-dire en écartant des spires.

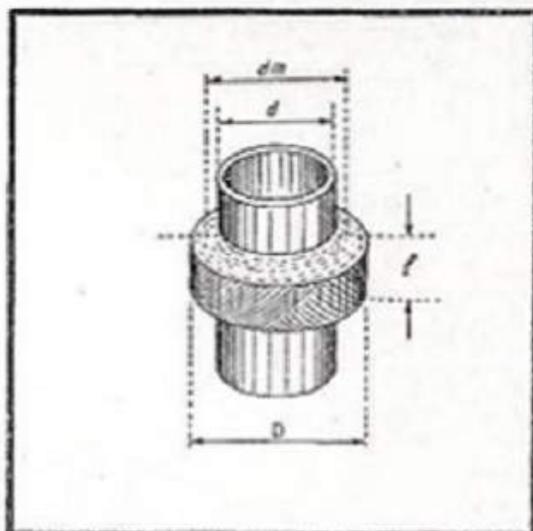


Fig. 5 (ci-dessus). — C'est le diamètre moyen (d_m) qui intervient souvent dans le calcul d'une bobine à plusieurs couches.

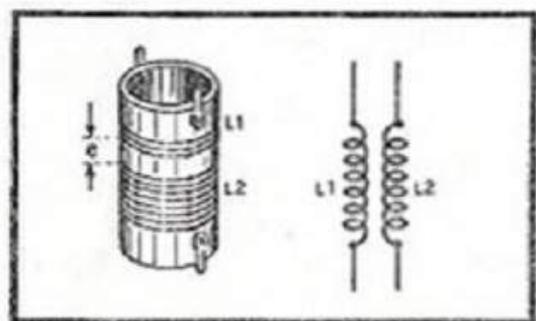


Fig. 6 (ci-contre). — Représentation schématique et aspect réel de deux bobines couplées par induction.

D. — *Longueur des connexions.* L'influence des différentes connexions qui réunissent la bobine d'une part au commutateur éventuel et, d'autre part, au C. V., à la grille de la lampe, etc..., peut être parfaitement négligée lorsqu'il s'agit des bobines P. O. et G. O., mais il n'en est pas de même pour les bobines O. C. où il n'est pas rare de voir la « self » totale du circuit augmentée de $0,5 \mu\text{H}$, pour une bobine qui « fait » en tout 1 à $1,2 \mu\text{H}$. Il conviendra donc d'en tenir compte dans nos estimations et calculs, en prévoyant la « self » de la bobine légèrement plus faible que la valeur théoriquement nécessaire.

E. — *Présence des enroulements voisins.* Prenons, par exemple, un enroulement L_1 , tout seul, réalisé sur un tube quelconque (fig. 6). Enroulons maintenant, sur le même tube, et à une certaine distance e de la bobine L_1 , un autre bobinage L_2 . On dit que les deux bobines se trouvent couplées par induction mutuelle et la conséquence de ce couplage peut se traduire par une modification des caractéristiques de chacun des deux circuits, modification d'autant plus sensible, par exemple, pour L_1 , que la distance e est plus faible et que L_2 a plus de spires. Cependant, il est rare, dans la pratique, que cette modification due au couplage soit telle qu'il faille en tenir compte dans le calcul, du moins en première approximation.

F. — *Blindage.* La présence d'un blindage diminue la « self » d'une bobine et cette diminution est d'autant plus sensible que le blindage est plus rapproché, sans parler des pertes H. F. qui deviennent alors très importantes et peuvent même empêcher tout fonctionnement. On admet, généralement, que le diamètre du blindage doit être le double de celui de la bobine afin que les pertes ne soient pas excessives, mais, malgré tout, le coefficient de self-induction subit une diminution assez sensible.

En dehors des blindages, le voisinage étroit d'une simple plaque métallique (paroi

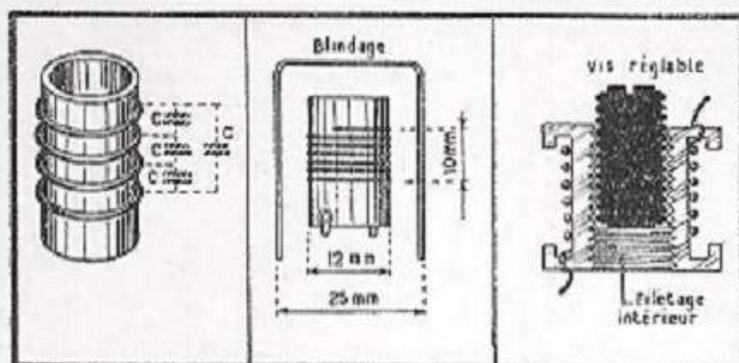


Fig. 7 (à gauche). — Structure de la capacité répartie d'une bobine.

Fig. 8 (au milieu). — Un blindage doit être suffisamment large.

Fig. 9 (à droite). — Le réglage de la self-induction peut se faire par une vis en matière magnétique.

d'un châssis, par exemple) peut modifier, assez sensiblement le coefficient de self-induction d'une bobine.

Ainsi, dans le cas de la figure 8, la diminution de la « self » est de l'ordre de 12 %.

G. — *Présence du noyau magnétique.* Presque toujours les bobines sont munies d'un noyau réglable, présenté sous forme d'une vis en poudre de fer agglomérée, et que l'on peut enfoncer plus ou moins profondément à l'intérieur de la bobine (fig. 9). Le fait d'introduire un tel noyau augmente le coefficient de self-induction du bobinage dans une proportion qui dépend de la nature de la matière constituant la vis, ainsi que des dimensions de cette dernière. En moyenne, si la « self » de la bobine est de 1 μH , par exemple, sans noyau, elle devient 1,3 à 1,7 μH lorsque la vis est complètement enfoncée. Autrement dit, la présence d'un tel noyau magnétique multiplie la « self » de la bobine par un coefficient variant de 1,3 à 1,7, que l'on appelle perméabilité du matériau constituant le noyau.

Capacité.

Il serait ridicule de supposer qu'une bobine quelconque prise isolément, est caractérisée uniquement par son coefficient de self-induction. En fait, et quel que soit le soin pris pour la réaliser, nous aurons toujours une certaine capacité qui existe entre ses extrémités et qu'on appelle *capacité répartie*.

L'existence de cette capacité est facile à comprendre. Prenons une bobine (fig. 7) où pour simplifier le raisonnement, nous avons espacé les spires. Nous pouvons supposer à juste raison qu'il existe toujours une certaine capacité c entre deux spires voisines. L'ensemble de ces petites capacités peut être remplacé par une capacité équivalente C qui vient shunter la bobine et représente sa capacité résiduelle.

Rassurons-nous cependant. Pour une bobine O.C., la capacité répartie reste faible, comprise « grosso modo », entre 1 et 3 pF, suivant que les spires sont espacées (capacité répartie moindre) ou jointives.

En P.O., la capacité répartie d'une bobine se situe entre 5 et 10 pF, et en G.O., entre 20 et 30 pF.

Mais ce n'est pas tout, car, par la force des choses, nous sommes obligés de connecter notre bobine à un condensateur variable, à une lampe, à un contacteur. Et en regardant la figure 10 nous comprendrons immédiatement à quel point tout cela contribue à accumuler des capacités parasites qui viennent shunter notre bobine.

En dehors de la capacité répartie C , nous avons, dans l'ordre :

C_1 , qui représente la capacité des connexions par rapport au châssis, c'est-à-dire à la masse, et qui est, bien entendu, d'autant plus élevée que les connexions sont plus longues et plus rapprochées du châssis. Il est difficile de chiffrer cette capacité, mais, à notre avis, quel que soit le soin apporté au câblage, nous devons compter sur, au moins, 4 à 6 pF.

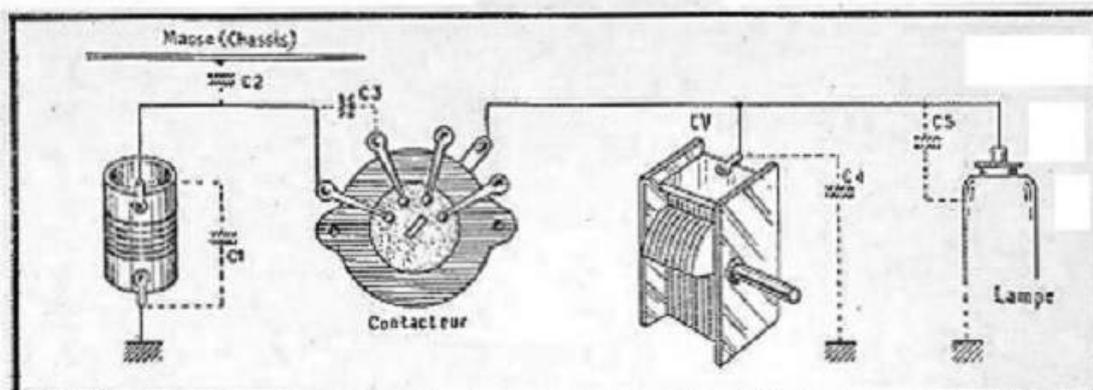


Fig. 10. — La capacité parasite totale existant aux bornes d'une bobine se compose de capacités parasites de tous les éléments constituant ce circuit.

C_3 , capacité introduite par le contacteur du fait qu'en général, les positions inutilisées sont mises à la masse. Ordre de grandeur : 5 pF.

C_4 , résiduelle du C.V., c'est-à-dire la capacité qui subsiste lorsque les lames mobiles sont complètement sorties. Elle est d'autant plus élevée que la capacité maximum du C.V. est plus forte. Ordre de grandeur : 8 à 10 pF pour un C.V. de 130 pF; 13 à 15 pF pour un C.V. de 490 pF. S'il existe un trimmer, sa capacité vient s'ajouter à C_4 , évidemment.

C_5 , capacité d'entrée de la lampe, variable suivant le type de cette dernière. Ordre de grandeur : 3,8 pF pour une ECH42; 7 pF pour une 6BE6; 5 pF pour une EF41; 5,5 pF pour une 6BA6.

Faisons le compte, pour un bobinage O.C., en prenant les chiffres moyens, en admettant que le C.V. soit un « 490 pF » au minimum de sa capacité. Nous avons donc

$$\begin{aligned} C_1 &= 2 \text{ pF} \\ C_2 &= 6 \text{ pF} \\ C_3 &= 6 \text{ pF} \\ C_4 &= 14 \text{ pF} \\ C_5 &= 6 \text{ pF} \end{aligned}$$

Cela nous fait un joli total de 34 pF, capacité en parallèle sur notre bobine lorsque le C.V. est au minimum, et qui détermine la fréquence maximum que nous pouvons atteindre avec une bobine de « self » donnée (ou, ce qui revient au même, la longueur d'onde minimum). Que se passe-t-il lorsque le C.V. est au maximum? Nous ajoutons 490 pF à la somme ci-dessus, et le nouveau total devient donc 524 pF. Cette capacité détermine la fréquence minimum (ou la longueur d'onde maximum) que nous pouvons obtenir.

Il serait très intéressant de savoir quelle gamme, quel rapport de fréquences, nous pouvons couvrir dans ces conditions. Autrement dit, si par calcul ou expérience nous déterminons que la fréquence maximum de notre montage est f_{\max} , quel sera son rapport à la fréquence minimum, f_{\min} . Rien de plus facile, car le rapport f_{\max}/f_{\min} est égal à la racine carrée du rapport C_{\max}/C_{\min} .

Dans l'exemple ci-dessus, où $C_{\max} = 524$ pF et $C_{\min} = 34$ pF, le rapport est de $524/34 = 15,4$, dont la racine carrée est 3,9 environ. Donc $f_{\max}/f_{\min} = 3,9$ et $f_{\min} = f_{\max}/3,9$. Autrement dit, si nous avons $f_{\max} = 25$ MHz nous aurons $f_{\min} = 25/3,9 = 6,4$ MHz environ. La gamme couverte sera donc de 6,4 à 25 MHz.

Retenons bien, pour l'instant, la notion très importante de la capacité minimum et maximum, qui nous servira beaucoup, par la suite, lorsque nous aurons à calculer nos bobines, et terminons en faisant remarquer que la gamme couverte diminue de beaucoup lorsque la capacité parasite augmente relativement peu.

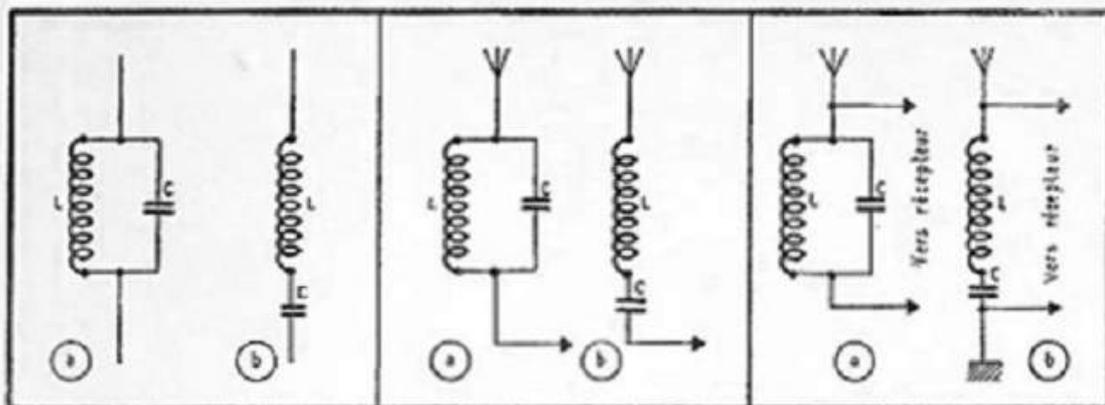


Fig. 11 (à gauche). — Circuit oscillant parallèle (a) et série (b).

Fig. 12 (au milieu). — On peut disposer l'un de ces circuits en série à l'entrée d'un récepteur.

Fig. 13 (à droite). — On peut également disposer l'un de ces circuits en parallèle à l'entrée d'un récepteur.

Pour nous en convaincre, supposons que, par suite d'un câblage mal soigné et des connexions trop longues, la capacité parasite C_p passe de 6 à 20 pF. Nous aurons donc $C_{\min} = 48$ pF et $C_{\max} = 538$ pF. Leur rapport sera de 11,2, ce qui nous donne, pour le rapport des fréquences f_{\max} et f_{\min} , $\sqrt{11,2} = 3,35$ env. Cela signifie que si f_{\min} est encore de 6,4 MHz, f_{\max} ne sera plus que de 21,4 MHz.

Nous perdons plus de 3,5 MHz pour quelque 14 pF de capacité supplémentaire parasite.

Fréquence.

En associant une bobine et un condensateur nous obtenons un circuit oscillant classique, qui oscille ou résonne sur une certaine fréquence, facile à calculer lorsque nous connaissons la grandeur de L et de C .

Nous retiendrons simplement que le calcul de la fréquence de résonance d'un circuit se fait de la même façon, qu'il s'agisse du circuit parallèle (fig. 11 a), ou du circuit série (fig. 11 b).

Le premier, que l'on désigne parfois plus spécialement par le terme « antirésonnant », par opposition au second — « résonnant », est celui que nous rencontrons à chaque instant dans tout récepteur : circuit accordé de grille ou de plaque, le condensateur C pouvant être fixe, ajustable ou variable.

Le second nous est un peu moins familier, mais nous le voyons cependant, assez souvent, à l'entrée d'un récepteur, utilisé comme filtre M.F.

Enfin, pour comprendre la différence de comportement de ces deux circuits, notons que l'impédance, ou résistance apparente, du premier (a) est maximum à la fréquence de résonance, tandis que l'impédance du second est minimum dans les mêmes conditions.

Autrement dit, si nous plaçons un circuit parallèle en série dans l'antenne (fig. 12 a), il freinera surtout la réception de la fréquence correspondant à sa fréquence de résonance. C'est ce qu'on appelle un circuit bouchon, moyen quelquefois employé pour rendre plus sélectif un récepteur qui ne l'est pas. Par contre, si nous disposons, toujours en série dans l'antenne, un circuit série (fig. 12 b), nous favoriserons surtout la réception d'une seule fréquence : celle de résonance du circuit.

L'effet contraire sera obtenu en disposant les deux circuits ci-dessus non plus en série dans l'antenne, mais en parallèle sur l'entrée d'un récepteur (fig. 13). Dans

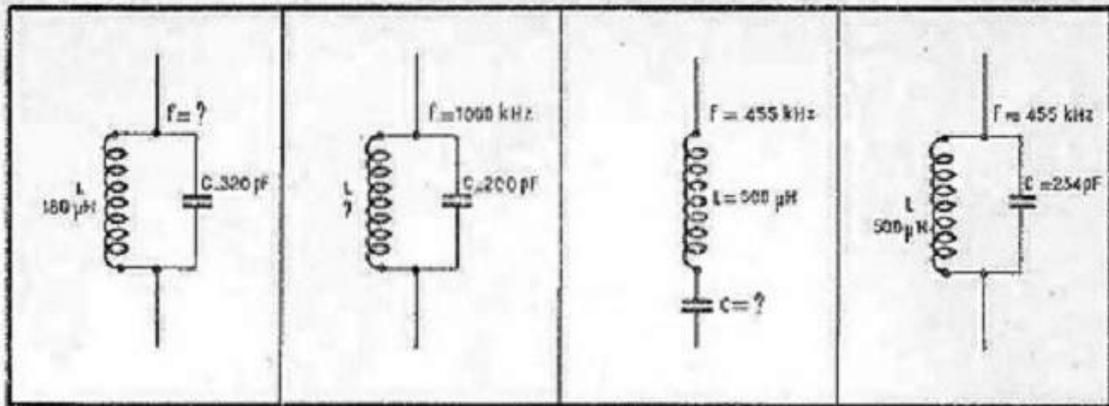


Fig. 14. — Calcul de la fréquence. | Fig. 15. — Calcul de la self-induction. | Fig. 16. — Calcul de la capacité. | Fig. 17. — Circuit accordé sur 455 kHz.

le premier cas (a), nous recevrons le mieux la fréquence de résonance (cas classique du circuit d'entrée d'un récepteur). Dans le second (b) nous « étoufferons » la fréquence sur laquelle le circuit L-C se trouve accordé (cas d'un filtre M.F.).

Donc, quelle que soit la forme du circuit et quelles qu'en soient les conditions d'emploi, nous nous heurtons, à chaque instant, à la nécessité de connaître sa fréquence de résonance.

Inversement, si nous nous imposons, dans un but quelconque, une fréquence de résonance déterminée, nous devons pouvoir calculer l'un des éléments, L ou C, en connaissant l'autre.

La réponse à toutes ces questions est contenue dans la fameuse formule de Thomson, dont l'aspect, particulièrement commode pour le calcul des circuits H.F., est

$$f = \frac{159\,000}{\sqrt{LC}} \quad (1)$$

où la fréquence f est exprimée en kilohertz, la « self » L en microhenrys et la capacité C en micro-microfarads ou picofarads. C'est la relation qui nous donne la fréquence lorsque nous connaissons L et C .

Si nous voulons calculer L en connaissant f et C , nous la transformons de la façon suivante :

$$\sqrt{L} = \frac{159\,000}{f \sqrt{C}} \quad (2)$$

Enfin, si nous voulons calculer C connaissant f et L nous écrivons

$$\sqrt{C} = \frac{159\,000}{f \sqrt{L}} \quad (3)$$

Quelques exemples feront comprendre immédiatement la façon de se servir des trois relations ci-dessus.

1. — Soit à déterminer la fréquence de résonance du circuit constitué par une bobine de $180 \mu\text{H}$ et un condensateur de 320 pF (fig. 14). Ecrivons

$$f = \frac{159\,000}{\sqrt{180 \times 320}} = \frac{159\,000}{\sqrt{57\,600}} = \frac{159\,000}{240} = 662,5 \text{ kHz.}$$

2. — Soit à calculer la « self » L de la bobine nécessaire pour obtenir $1\,000 \text{ kHz}$

avec un condensateur de 200 pF en parallèle. Bien entendu, nous utilisons la relation (2) et écrivons

$$\sqrt{L} = \frac{159\,000}{1\,000 \times \sqrt{200}} = \frac{159\,000}{1\,000 \times 14,15} = \frac{159\,000}{14\,150} = 11,25.$$

Puisque $\sqrt{L} = 11,25$, $L = (11,25)^2 = 127 \mu\text{H}$ (fig. 15).

3. — Voulant réaliser un filtre M.F. (fig. 16), sur 455 kHz, et disposant d'une bobine de 500 μH , nous voudrions connaître la valeur du condensateur C à mettre en série. Nous utilisons donc la relation (3) et écrivons

$$\sqrt{C} = \frac{159\,000}{455 \times \sqrt{500}} = \frac{159\,000}{455 \times 22,4} = \frac{159\,000}{10\,400} = 15,3.$$

Puisque $\sqrt{C} = 15,3$, $C = (15,3)^2 = 234 \text{ pF}$.

Remarquons en passant, à propos du calcul ci-dessus, que les valeurs de L et de C restent les mêmes si nous voulons constituer un circuit parallèle accordé sur 455 kHz, c'est-à-dire un circuit de liaison M.F. (fig. 17). Cela nous donne immédiatement une idée pour constituer, à peu de frais, un filtre M.F. : prendre une bobine provenant d'un vieux transformateur M.F. et mettre en série la capacité qui était en parallèle.

Lorsqu'il s'agit des bobinages O.C., voici un autre aspect de la formule Thomson, plus commode pour les calculs, lorsqu'on prend comme unités les mégahertz, les microhenrys et les micro-microfarads ou picofarads :

$$f = \frac{159}{\sqrt{LC}} \quad (4)$$

Les deux relations qui en découlent, analogues à (2) et (3) sont, évidemment,

$$\sqrt{L} = \frac{159}{f \sqrt{C}}$$

et

$$\sqrt{C} = \frac{159}{f \sqrt{L}}$$

Les différents calculs se feront exactement de la même façon que plus haut.

1. — Quelle est la fréquence de résonance d'une bobine de 1 μH avec, en parallèle, une capacité de 25 pF ?

$$f = \frac{159}{\sqrt{25 \times 1}} = \frac{159}{5} = 31,8 \text{ MHz.}$$

2. — Quelle est la « self » d'une bobine, donnant avec 50 pF en parallèle, une fréquence de résonance de 12 MHz ?

$$\sqrt{L} = \frac{159}{12 \sqrt{50}} = \frac{159}{12 \times 7,1} = \frac{159}{85} = 1,87.$$

Donc $L = (1,87)^2 = 3,5 \mu\text{H}$.

3. — Quelle capacité devons-nous mettre en parallèle sur une bobine de 1 μH pour obtenir une fréquence de résonance de 18 MHz ?

$$\sqrt{C} = \frac{159}{18 \sqrt{1}} = \frac{159}{18} = 8,85.$$

Donc $C = (8,85)^2 = 78$ pF.

Longueur d'onde.

Qui dit fréquence dit longueur d'onde, et il faut s'habituer à passer instantanément de l'une à l'autre. Comme nous l'avons dit plus haut, la longueur d'onde est désignée par la lettre grecque λ (lambda) et la relation qui la lie à la fréquence s'écrit

$$\lambda = \frac{300\,000}{f}$$

où λ est exprimé en mètres, f en kilohertz, 300 000 désignant, dans ces conditions, la vitesse de la lumière en kilomètres par seconde.

Bien entendu, si l'on connaît la longueur d'onde, la fréquence s'obtient par la relation inverse

$$f = \frac{300\,000}{\lambda}$$

Parfois, il est commode d'utiliser, pour nos calculs, la formule de Thomson dans son aspect « longueur d'onde ». Elle s'écrit, en exprimant λ en mètres, C en microfarads ou en picofarads, et L en microhenrys.

$$\lambda = 1,88 \sqrt{LC}$$

Par exemple, une bobine de 2 μ H avec, en parallèle, un condensateur de 200 pF, se trouvera accordée sur la longueur d'onde de

$$\lambda = 1,88 \sqrt{2 \times 200} = 1,88 \times 20 = 37,6 \text{ mètres.}$$

Le tableau de la page 17 nous permet de calculer rapidement la fréquence (en kilohertz), connaissant la longueur d'onde (en mètres) ou, inversement, la longueur d'onde connaissant la fréquence.

L'usage de ce tableau est très simple : il suffit de chercher, dans n'importe quelle colonne, la fréquence ou la longueur d'onde dont nous voulons avoir l'équivalent en mètres ou en kilohertz, et de lire, en face, la longueur d'onde ou la fréquence.

Ainsi, nous voyons que la fréquence de 285 kHz correspond à une longueur d'onde de 1 132 m, et que, de même, une longueur d'onde de 265 m correspond à 1 132 kHz.

Si nous avons à rechercher la correspondance d'une fréquence ou d'une longueur d'onde ne figurant pas dans le tableau, nous procéderons suivant les cas, par division ou multiplication par 10, 100, etc., des chiffres existants.

Par exemple, si nous cherchons l'équivalent en mètres de 16,4 MHz (soit 16 400 kHz), nous prenons le chiffre 1 640 kHz, le multiplions par 10, et divisons par 10 la longueur d'onde correspondante 182,8 m, ce qui nous donne 18,28 m.

Inversement, si nous voulons savoir à quelle fréquence correspond la longueur d'onde de 16,4 m, nous prenons le chiffre 1 640, le divisons par 100, et multiplions par 100 également la fréquence correspondante 182,8, ce qui nous donne 18 280 kHz, soit 18,28 MHz.

Différents aspects de la formule de Thomson.

Chaque fois que l'on a affaire à un circuit oscillant, on se trouve en présence de ses trois caractéristiques : fréquence (ou longueur d'onde), capacité et self-induction, dont on peut avoir à déterminer une en connaissant les deux autres. Comme les unités exprimant

ces caractéristiques peuvent être, suivant le cas, tout à fait quelconques, il est utile d'avoir sous la main les différents aspects de la formule de Thomson, afin d'éviter des « erreurs de virgule », beaucoup plus fréquentes qu'on ne le pense. Nous avons donc, à notre disposition, les formes suivantes :

1. — *Hertz - Henry - Farad*

$$f = \frac{0,159}{\sqrt{LC}} = \frac{1,59 \cdot 10^{-1}}{\sqrt{LC}} .$$

2. — *Hertz - Henry - Microfarad*

$$f = \frac{159}{\sqrt{LC}} = \frac{1,59 \cdot 10^2}{\sqrt{LC}} .$$

3. — *Hertz - Millihenry - Microfarad*

$$f = \frac{5030}{\sqrt{LC}} = \frac{5,03 \cdot 10^3}{\sqrt{LC}} .$$

4. — *Kilohertz - Henry - Farad*

$$f = \frac{0,000159}{\sqrt{LC}} = \frac{1,59 \cdot 10^{-4}}{\sqrt{LC}} .$$

5. — *Kilohertz - Henry - Microfarad*

$$f = \frac{0,159}{\sqrt{LC}} = \frac{1,59 \cdot 10^{-1}}{\sqrt{LC}} .$$

6. — *Kilohertz - Millihenry - Microfarad*

$$f = \frac{5,03}{\sqrt{LC}} .$$

7. — *Kilohertz - Millihenry - Picofarad*

$$f = \frac{5,03 \cdot 10^3}{\sqrt{LC}} .$$

8. — *Kilohertz - Microhenry - Picofarad*

$$f = \frac{1,59 \cdot 10^5}{\sqrt{LC}} .$$

9. — *Mégahertz - Microhenry - Picofarad*

$$f = \frac{159}{\sqrt{LC}} = \frac{1,59 \cdot 10^2}{\sqrt{LC}} .$$

On remarquera que les formules suivantes sont identiques : 1 et 5 ; 2 et 9 ; 3 et 7. Par ailleurs, nous avons donné à toutes ces expressions la forme la plus commode pour le calcul à la règle, c'est-à-dire un facteur compris entre 1 et 10, multiplié par une puissance de 10.

Une forme particulièrement commode pour les calculs rapides est celle qui donne la longueur d'onde en mètres (λ) en fonction de la self-induction L , en microhenrys, et de la capacité C , en picofarads. Cette relation s'écrit :

$$\lambda = 1,88 \sqrt{LC} .$$

TABLEAU DE CORRESPONDANCE FRÉQUENCE-LONGUEUR D'ONDE

kHz ou m	m ou kHz	kHz ou m	m ou kHz	kHz ou m	m ou kHz	kHz ou m	m ou kHz
100	3000	365	822	660	455	1180	254,1
110	2730	370	811	670	448	1200	250
120	2500	375	800	680	441	1220	245
130	2310	380	790	690	435	1240	241,8
140	2140	385	779	700	429	1260	238
150	2000	390	769	710	423	1280	234,2
160	1875	395	760	720	417	1300	230,6
170	1765	400	750	730	411	1320	227,1
180	1666	405	741	740	406	1340	223,7
190	1580	410	732	750	400	1360	220,4
200	1500	415	723	760	395	1380	217,3
205	1463	420	715	770	390	1400	214,2
210	1428	425	706	780	385	1420	211,1
215	1395	430	697	790	380	1440	208,2
220	1363	435	690	800	375	1460	205,4
225	1333	440	682	810	371	1480	202,6
230	1305	445	674	820	366	1500	200
235	1276	450	667	830	361	1520	197,2
240	1250	455	659	840	357	1540	194,7
245	1225	460	653	850	353	1560	192,2
250	1200	465	645	860	349	1580	189,8
255	1176	470	639	870	345	1600	187,4
260	1154	475	632	880	341	1620	185,1
265	1132	480	625	890	337	1640	182,8
270	1111	485	619	900	333	1660	180,6
275	1091	490	612	910	330	1680	178,5
280	1071	495	606	920	326	1700	176,4
285	1053	500	600	930	323	1720	174,3
290	1034	510	588	940	319	1740	172,3
295	1016	520	577	950	316	1760	170,4
300	1000	530	566	960	313	1780	168,4
305	984	540	556	970	309	1800	166,6
310	968	550	545	980	306	1820	164,7
315	953	560	536	990	303	1840	162,9
320	938	570	527	1000	300	1860	161,2
325	923	580	517	1020	293,9	1880	159,5
330	909	590	509	1040	288,3	1900	157,8
335	895	600	500	1060	282,8	1920	156,2
340	881	610	492	1080	277,6	1940	154,5
345	870	620	484	1100	273,6	1960	153
350	857	630	476	1120	267,7	1980	151,4
355	845	640	469	1140	263	2000	150
360	833	650	462	1160	258,5		

Par exemple, si $L = 2 \mu\text{H}$ et $C = 8 \text{ pF}$, nous avons $LC = 16$ et $\lambda = 1,88 \times 4 = 7,52 \text{ m}$ environ, soit 40 MHz très sensiblement.

Portée des calculs.

Tous les calculs relatifs aux fréquences, longueurs d'onde, capacités ou « selfs » ne peuvent servir qu'à « dégrossir » le problème et il est inutile de les pousser au delà de 3 chiffres significatifs, ce qui correspond, sensiblement, à la précision d'une bonne règle à calcul de 25 cm.

En effet, si nous poussons plus loin, nous obtiendrons inutilement, des valeurs de L et de C avec une précision qu'aucun fournisseur ne pourra nous garantir. De plus, presque toujours, et surtout lorsqu'il s'agit de circuits qui doivent être accordés avec précision, l'un des éléments, soit L, soit C, est ajustable, ce qui nous permet de parfaire la première approximation du calcul et, en même temps, de tenir compte des « impondérables » de l'appareil en fonctionnement : influence du câblage, de la lampe, de l'antenne, etc.

Condensateurs variables utilisés et gammes couvertes.

Maintenant que nous savons jongler avec les microhenrys, picofarads, mégahertz et mètres, le moment est venu d'appliquer toutes ces notions purement théoriques à l'établissement d'un circuit destiné à couvrir une gamme donnée avec un condensateur variable déterminé.

Tout d'abord, pour tout ce qui va suivre, nous baserons nos calculs sur quelques types de C.V., correspondant à ceux que l'on trouve couramment dans la pratique.

1. — Condensateur de 490 pF de capacité variable utile, et de 13 pF de résiduelle. Donc, capacité maximum totale 503 pF. Il est à signaler qu'il existe des modèles dont la résiduelle n'est que de 10 à 11 pF.

2. — Condensateur de 310 pF de capacité variable utile, et de 11 pF de résiduelle. Donc, capacité maximum totale 321 pF. Ces condensateurs sont utilisés surtout pour accorder le circuit d'entrée des récepteurs à transistors. Certaines marques livrent, pour cet usage, des C.V. dont la variable utile est de quelque 280 pF seulement et la résiduelle de l'ordre de 11 pF.

3. — Condensateur de 12 pF de capacité variable utile, et de 2 pF de résiduelle, employé pour les blocs FM. Sa capacité maximum est donc de 14 pF.

Sauf spécification contraire, ces condensateurs sont sans trimmers.

Les caractéristiques ci-dessus correspondent aux modèles couramment fabriqués par à peu près toutes les marques.

D'autre part, nous évaluons, pour les ondes courtes, la capacité parasite totale, composée de la capacité répartie de la bobine, de la capacité de câblage, de la capacité d'entrée de la lampe et de celle du contacteur éventuel, à 30 pF.

Pour les P.O., cette capacité parasite totale sera de 35 pF environ et pour les G.O. de 45 pF. Ces chiffres sont valables pour les récepteurs à lampes classiques, mais sont plus faibles lorsqu'il s'agit d'un récepteur à transistors, muni d'un cadre-ferrite.

La première question qui se pose est de savoir quelle est l'étendue, en kilohertz ou mégahertz, d'une gamme que nous pouvons couvrir avec un C.V. donné. Cette étendue est déterminée, évidemment, par le rapport des deux fréquences extrêmes de la gamme : la fréquence minimum (ou F_{\min}) et la fréquence maximum (ou F_{\max}). On l'appelle également coefficient de recouvrement et on écrit

$$\text{Coefficient de recouvrement} = \frac{F_{\max}}{F_{\min}} .$$

Or, on démontre facilement, en partant toujours de la fameuse formule de Thomson, et nous l'avons déjà indiqué plus haut, que le rapport F_{\max}/F_{\min} est égal à la racine carrée du rapport C_{\max}/C_{\min} , C_{\min} désignant la capacité en jeu pour F_{\min} , et C_{\max} la capacité pour F_{\max} .

D'après les caractéristiques des C.V. ci-dessus et la valeur admise pour la capacité parasite totale, nous pouvons calculer le rapport C_{max}/C_{min} . Il sera, pour un C.V. de 490 pF et pour la gamme O.C.

$$\frac{490 + 13 + 30}{13 + 30} = \frac{533}{43} = 12,32.$$

Nous verrons, de la même façon, que ce rapport sera de

11,2 en P.O.

9,45 en G.O.

Pour un C.V. de 310 pF nous aurons, pour la gamme O.C.

$$\frac{310 + 11 + 30}{11 + 30} = \frac{351}{41} = 8,56$$

et, de la même façon, en fixant à 25 pF en P.O. et à 30 pF en G.O. la capacité parasite totale dans le cas d'un récepteur à transistor

9,61 en P.O.

8,57 en G.O.

Par conséquent, le coefficient de recouvrement F_{max}/F_{min} sera, dans le premier cas (C.V. de 490 pF)

$$\text{En O.C.} \quad - \quad \sqrt{12,32} = 3,51$$

$$\text{En P.O.} \quad - \quad \sqrt{11,2} = 3,35$$

$$\text{En G.O.} \quad - \quad \sqrt{9,45} = 3,075$$

Et pour un C.V. de 310 pF nous aurons

$$\text{En O.C.} \quad - \quad \sqrt{8,56} = 2,93$$

$$\text{En P.O.} \quad - \quad \sqrt{9,61} = 3,1$$

$$\text{En G.O.} \quad - \quad \sqrt{8,57} = 2,93$$

Quelques exemples simples nous feront comprendre immédiatement la portée de tout cela.

Si avec un C.V. de 490 pF nous voulons couvrir une gamme O.C. commençant à 5,9 MHz (51 m environ), donc $F_{min} = 5,9$, la fréquence maximum que nous pourrions atteindre sera de

$$F_{max} = 5,9 \times 3,51 = 20,7 \text{ MHz (14,5 m).}$$

Si, avec le même C.V., nous voulons couvrir la gamme P.O. normale, commençant à 515 kHz ($F_{min} = 515$), la fréquence maximum que nous pourrions atteindre sera de

$$F_{max} = 515 \times 3,35 = 1725 \text{ kHz environ.}$$

En utilisant un C.V. de 310 pF pour les deux exemples ci-dessus nous obtiendrons, pour les gammes envisagées, les fréquences maxima suivantes :

$$\text{O.C.} \quad - \quad F_{max} = 5,9 \times 2,93 = 17,3 \text{ MHz (17,35 m);}$$

$$\text{P.O.} \quad - \quad F_{max} = 515 \times 3,1 = 1596 \text{ kHz (188 m).}$$

De même, si nous partons de l'extrémité supérieure d'une gamme, F_{max} , nous calculons la fréquence F_{min} en divisant F_{max} par le coefficient de recouvrement.

Ainsi, en faisant $F_{max} = 23$ MHz (13,06 m) nous obtiendrons, avec un C.V. de 490 pF

$$F_{min} = \frac{23}{3,51} = 6,55 \text{ MHz (45,6 m).}$$

et avec un CV de 310 pF

$$F_{min} = \frac{23}{2,93} = 7,85 \text{ MHz (39,2 m).}$$



CHAPITRE II

PRINCIPE DE LA RÉCEPTION SUPERHÉTÉRODYNE SIFLEMENTS ET INTERFÉRENCES DUS AU DEUXIÈME BATTEMENT, A LA VALEUR DE LA M. F. ET AUX HARMONIQUES DE L'OSCILLATEUR

Généralités.

On peut affirmer, sans exagération, que la totalité des récepteurs fabriqués actuellement sont conçus suivant le principe du superhétérodyne, dont les différentes particularités doivent être parfaitement assimilées par tout technicien.

Les schémas des figures 18 et 19 représentent l'étage d'entrée d'un récepteur superhétérodyne classique, équipé de tubes rimlock ou noval (fig. 18) ou de tubes miniatures (fig. 19). Les détails de chaque schéma peuvent changer, ainsi que la valeur des différents éléments, mais le principe demeure le même partout : la présence de circuits accordés sur trois fréquences différentes, et certaines relations qui doivent être observées entre ces trois fréquences.

C'est ainsi que dans les deux schémas ci-dessus (fig. 18 et 19) nous avons :

Un circuit d'entrée (on dit parfois « circuit d'accord ») comportant un primaire d'antenne L_a et un secondaire L_1 accordé par un condensateur variable CV_1 . Le circuit L_1 - CV_1 est constamment accordé sur la fréquence f_s de l'émission à recevoir. Dans la majorité des récepteurs modernes le circuit d'accord est constitué par un collecteur d'ondes réalisé sur un bâtonnet de ferrite. Cela ne change strictement rien au problème et le principe reste le même :

Un circuit oscillateur comportant un bobinage L_2 , que l'on peut accorder par un condensateur variable CV_2 , et un bobinage L_3 , couplé à L_2 et appelé *circuit d'entretien*. L'ensemble des bobines L_2 et L_3 , le condensateur variable CV_2 et l'élément correspondant de la lampe engendrent des oscillations, dites *oscillations locales*, de fréquence f_0 (dite *fréquence locale*) :

Les oscillations de fréquence f_s (dite *fréquence d'accord* ou *fréquence incidente*) apparaissant aux bornes du circuit L_1 - CV_1 sont appliquées à l'une des grilles de la lampe, tandis que les oscillations locales de fréquence f_0 arrivent sur une autre grille de la même lampe. La superposition de ces deux oscillations dans le tube donne

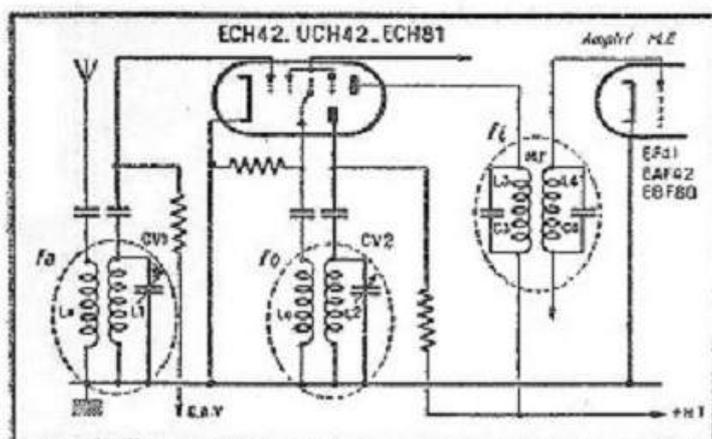


Fig. 18. — Schéma classique d'un étage changeur de fréquence utilisant une triode-hexode ou une triode-heptode.

naissance à une troisième fréquence f_1 , dite *fréquence intermédiaire* ou *moyenne fréquence* (M.F.), que nous pouvons mettre en évidence en disposant dans le circuit anodique du tube un circuit (L-C) accordé sur la fréquence f_1 .

Dans les récepteurs FM on applique la fréquence incidente et la fréquence locale à une même grille d'un tube.

En un mot, nous avons affaire, dans un superhétérodyn normal, à deux fréquences variables suivant la position des condensateurs CV_1 et CV_2 (f_0 et f_1) et à une fréquence fixe f_1 , toujours la même, quelle que soit la position des condensateurs variables. Nous transformons donc toute fréquence incidente f_0 en fréquence f_1 et réalisons un véritable *changement de fréquence*, d'où le nom couramment donné à ce genre de montages : *changeurs de fréquence*.

Par extension, le tube qui assure la double fonction (production de f_0 et mélange de f_0 et de f_1) est appelé *tube changeur de fréquence*.

Lorsqu'une lampe changeuse de fréquence est soumise à l'action simultanée des fréquences f_0 et f_1 , nettement différentes l'une de l'autre, l'apparition de la moyenne fréquence f_1 est déterminée, principalement, par les deux relations suivantes :

$$f_0 - f_1 = f_1 \quad (1)$$

et

$$f_0 + f_1 = f_1 \quad (2)$$

Dans le premier cas (relation 1), la fréquence de l'oscillateur (f_0) est donc supérieure à celle du circuit d'entrée (f_1) et on dit que la réception se fait par *battement supérieur*.

Dans le deuxième cas (relation 2), la fréquence de l'oscillateur (f_0) est inférieure à celle du circuit d'entrée (f_1) et on dit que la réception se fait par *battement inférieur*.

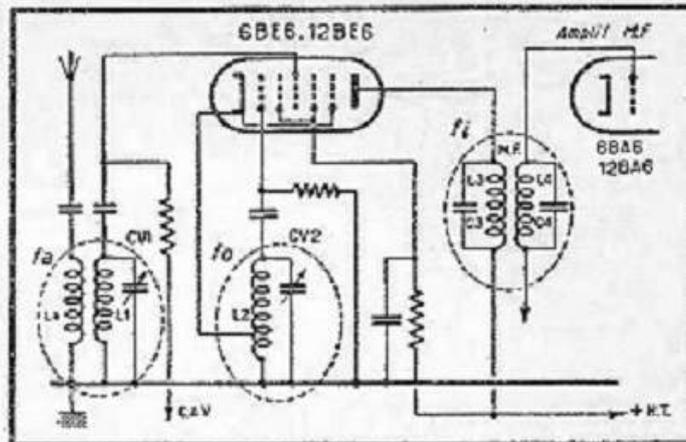
Généralement on adopte la solution du battement supérieur pour toutes les gammes, mais on voit également certains blocs où les gammes O.C. sont prévues pour fonctionner en battement inférieur.

Deuxième battement et ses méfaits.

Chacun de nous a pu constater expérimentalement, en manœuvrant le cadran d'un « super » quelconque, que la réception est gênée en certains points par des sifflements plus ou moins intenses, se superposant à la station reçue.

L'origine de ces sifflements, dont l'importance et la répartition peuvent varier suivant la marque du récepteur et suivant sa position par rapport à certains émetteurs, est très diverse et nous allons voir successivement les différentes possibilités de leur apparition. La réception dite en deuxième battement constitue l'une de ces possibilités.

Fig. 19. — Schéma classique d'un étage changeur de fréquence utilisant une pentagride (heptode).



Pour comprendre ce phénomène, il suffit de se reporter aux deux relations fondamentales (1 et 2) entre f_0 , f_s et f_1 , qui nous montrent que la moyenne fréquence f_1 apparaît également lorsque la fréquence f_s est supérieure à f_0 (relation 2).

Or, même dans un récepteur normalement prévu pour fonctionner suivant la relation (1), c'est-à-dire par battement supérieur, il peut arriver, lorsque le circuit d'entrée $L_1-L_1-CV_1$ n'est pas suffisamment sélectif, que le signal incident f_s ait une amplitude encore suffisante au moment où l'oscillateur, lui, se trouve accordé sur une fréquence nettement inférieure et telle que la relation (2) se trouve vérifiée.

Nous aurons donc, à ce moment, une réception par battement inférieur qui risque de se superposer à une réception normale par battement supérieur si à la même fréquence de l'oscillateur correspond une autre fréquence incidente, telle que la relation (1) se trouve vérifiée.

Tout cela peut sembler un peu obscur, mais un exemple simple fera mieux comprendre le mécanisme de ce battement parasite. Supposons que dans un récepteur normal, avec M. F. = 455 kHz, nous recevions une station locale sur 1 550 kHz. Nous avons donc :

$$f_{s_1} = 1550 ;$$

$$f_1 = 455.$$

Par conséquent, la réception se faisant par battement supérieur, la fréquence de l'oscillateur (f_{o_1}) sera, au moment de la réception,

$$f_{o_1} = f_{s_1} + f_1 = 1550 + 455 = 2005 \text{ kHz.}$$

Déplaçons l'aiguille de notre cadran vers les fréquences inférieures de la gamme, vers 800-520 kHz. Nous voyons tout d'abord qu'à la plus basse fréquence de la gamme, 520 kHz environ, correspond une fréquence de l'oscillateur de $520 + 455 = 975$ kHz. Nous trouverons donc fatalement sur notre cadran un point tel que la fréquence de l'oscillateur, appelons-la f_{o_2} , sera de 1 095 kHz.

Or, il n'est pas difficile de le voir, $1550 - 1095 = 455$ kHz. Autrement dit, $f_{s_2} - f_{o_2} = f_1$, la relation (2) se trouve vérifiée, et nous avons un deuxième point de réception de notre station sur 1 550 kHz, mais cette fois-ci par battement inférieur.

Les ennuis commencent lorsque ce deuxième point de réception tombe à proximité (à moins de 8-9 kHz) d'un émetteur que nous avons l'habitude d'écouter dans ces parages, car l'oscillateur étant accordé sur une fréquence voisine de 1 095 kHz, nous pouvons recevoir, par battement supérieur cette fois-ci, c'est-à-dire dans les conditions normales, les stations situées dans le voisinage de

$$1095 - 455 = 640 \text{ kHz.}$$

Dernière remarque : nous venons de voir qu'une station reçue normalement sur 1 550 kHz peut donner lieu à une réception parasite, par deuxième battement, sur 640 kHz. Or, la distance, en fréquence, entre ces deux points de réception, est

$$1550 - 640 = 910 \text{ kHz,}$$

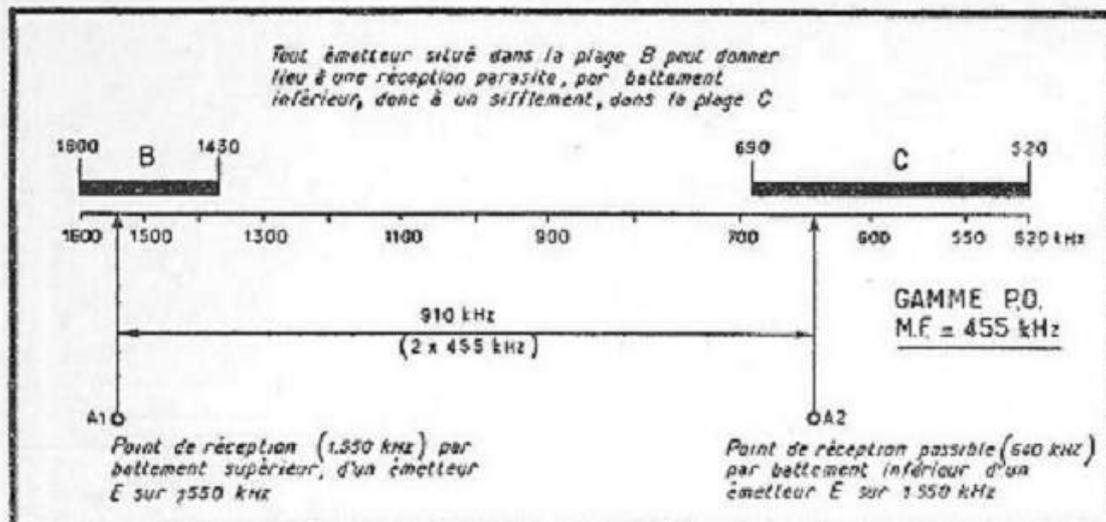


Fig. 20. — Répartition des émetteurs pouvant donner lieu à une réception par fréquence-image.

ce qui représente, très exactement, le double de la moyenne fréquence utilisée ($2 \times 455 = 910$).

Nous dirons donc, et cela s'applique à tous les changeurs de fréquence et à toutes les valeurs de la M.F., que les deux battements se trouvent toujours à une distance qui représente le double de la M.F. utilisée.

Le croquis de la figure 20 concrétise tout ce que nous venons de dire. Il représente l'échelle P.O. d'un cadran normal, d'un récepteur à M.F. = 455 kHz, et nous y voyons nettement les possibilités d'apparition de sifflements dans la plage C.

Il convient cependant de ne pas exagérer les dangers dus au deuxième battement, car pour que les sifflements gênants qui en résultent puissent apparaître dans la zone C, il faut que l'émetteur perturbateur, situé dans la zone B soit très puissant et suffisamment rapproché du lieu de réception.

Le danger se trouve cependant aggravé lorsque le circuit d'entrée $L_a-L_1-CV_1$ est d'une qualité douteuse et ne possède qu'une sélectivité médiocre (bobinages de mauvaise qualité, circuit d'antenne mal établi, etc.).

Voilà pourquoi, lorsqu'un récepteur est muni d'un étage H.F. accordé, c'est-à-dire d'un circuit accordé supplémentaire précédant $L_a-L_1-CV_1$, les sifflements dus au deuxième battement se trouvent pratiquement éliminés, quelles que soient les conditions de réception.

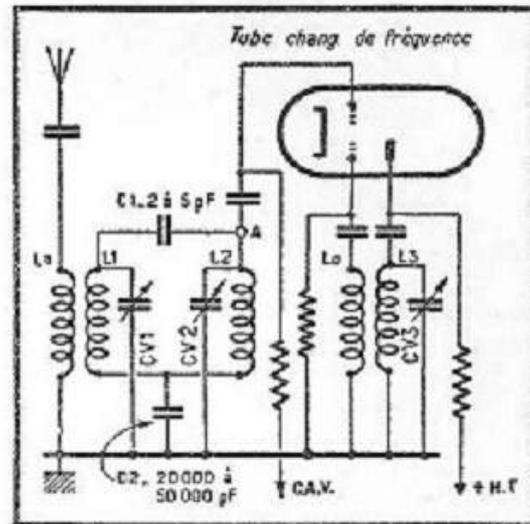
On voit que la distance entre les points A_1 et A_2 (fig. 20) est d'autant plus élevée que la M.F. est plus grande. Autrement dit, avec des transformateurs M.F. accordés sur 480 kHz, le point A_2 se trouverait à 580 kHz, la plage C s'étendrait de 520 à 640 kHz seulement, et la plage B de 1600 à 1480 kHz.

Au contraire, dans les récepteurs anciens, dont les transformateurs M.F. étaient accordés sur des fréquences comprises entre 110 et 135 kHz, la distance entre les deux battements n'était que de 220 à 270 kHz, ce qui obligeait les constructeurs de bobinages à prévoir des circuits d'entrée à sélectivité très poussée.

Pratiquement, tout récepteur de cette époque, non muni d'un étage H.F. avant le changement de fréquence, comportait un présélecteur, c'est-à-dire un circuit d'entrée double, accordé par deux condensateurs variables (fig. 21). Un tel récepteur comportait donc un bloc de condensateurs variables à trois éléments (CV_1, CV_2, CV_3 , fig. 21), ce qui constituait une complication certaine.

Tout dépanneur qui a eu affaire à des récepteurs de ce type, a pu constater qu'en branchant l'antenne en A (fig. 21), c'est-à-dire en supprimant le présélecteur,

Fig. 21. — Circuit d'entrée d'un récepteur comportant un présélecteur (bobines L_1 et L_2) avec couplage capacitif au sommet (par C_1) et à la base (par C_2).



on obtenait une réception généralement plus puissante, mais terriblement gênée par des sifflements violents sur à peu près toute l'étendue de la gamme.

Jusqu'à présent nous n'avons envisagé que le cas de la gamme P.O., mais nous allons voir maintenant ce qui se passe sur les autres gammes.

On voit immédiatement qu'avec une moyenne fréquence de l'ordre de 450-480 kHz, le deuxième battement n'est guère à craindre en grandes ondes, dont la gamme s'étend généralement de 150 à 350 kHz environ.

En effet, la distance entre les deux battements étant de l'ordre de 900-960 kHz, le battement inférieur n'existe pas, puisque l'étendue totale de la gamme n'est que de 150 à 200 kHz.

Par contre, en O.C., où l'étendue d'une gamme, du moins pour les gammes non étalées, est toujours de plusieurs mégahertz, la réception par deuxième battement devient très gênante, aussi bien à l'usage qu'à l'alignement, mais nous verrons à part cette question, qui demande quelques explications supplémentaires.

Remarque.

On constate, dans la littérature technique, une confusion regrettable dans la terminologie employée, lorsqu'il est question des résonances parasites dues au deuxième battement.

En effet, les deux combinaisons résultant du principe même du changement de fréquence peuvent être considérées à un double point de vue :

a — Les combinaisons produites par un émetteur de fréquence fixe f_1 , lorsqu'on fait varier la fréquence de l'oscillateur local, en lui donnant deux valeurs, f_{o_1} et f_{o_2} , telles que

$$\begin{aligned} f_{o_1} - f_1 &= f_1 \text{ (battement supérieur)} \\ \text{et} \quad f_1 - f_{o_2} &= f_1 \text{ (battement inférieur).} \end{aligned}$$

C'est le cas envisagé plus haut, lorsqu'un émetteur E (fig. 20) est reçu aux points A_1 et A_2 .

b. — La possibilité de réception simultanée (donc brouillage) de deux émetteurs, de fréquence f_{1_1} et f_{1_2} , distants de deux fois la valeur de la M.F., la fréquence de l'oscillateur restant fixe et égale à f_o . Les trois fréquences ci-dessus répondent alors aux relations

$$\begin{aligned} f_{1_1} - f_o &= f_1 \text{ (battement supérieur)} \\ \text{et} \quad f_o - f_{1_2} &= f_1 \text{ (battement inférieur).} \end{aligned}$$

C'est alors le cas de la réception des émetteurs A_1 et A_2 , respectivement situés à 1550 et 840 kHz, l'oscillateur étant accordé sur 1095 kHz.

Les deux cas ci-dessus constituent en somme deux interprétations différentes d'un même phénomène, mais conduisent, malheureusement, à une certaine ambiguïté.

En effet, on dit généralement qu'un récepteur fonctionne par battement supérieur lorsque la fréquence de l'oscillateur (f_o) est supérieure à celle du circuit d'entrée (f_a). Or, si cela est exact dans le cas a ci-dessus, nous voyons que pour le cas b cela correspond au battement inférieur.

À notre avis, il est plus logique de raisonner en fonction de la réalité, c'est-à-dire en admettant que les deux condensateurs variables, CV_1 et CV_2 , varient simultanément, ce qui nous conduit à la variation de la fréquence de l'oscillateur, f_o , autrement dit au cas a.

Le battement supérieur correspondra alors, au point de réception normal d'une station (en admettant toujours que f_o est plus grand que f_a), le battement inférieur, s'il existe, dépendant surtout de la qualité du circuit d'entrée.

Néanmoins, il est bon d'avoir toujours présente à l'esprit l'interprétation b, car elle nous fera mieux comprendre certaines particularités de l'alignement en O.C.

Donc, dans tout ce qui suit, nous allons adopter les conventions suivantes :

a — Un récepteur fonctionne par battement supérieur lorsque la fréquence de l'oscillateur (f_o) est toujours supérieure à celle du circuit d'entrée (f_a) : $f_o > f_a$.

b. — Un récepteur fonctionne par battement inférieur lorsque la fréquence de l'oscillateur (f_o) est toujours inférieure à celle du circuit d'entrée (f_a) : $f_o < f_a$.

c. — Le deuxième battement, que l'on appelle également fréquence-image, et qui peut constituer une source de sifflements et d'interférences, sera donc situé, dans le premier cas ($f_o > f_a$) plus bas que le battement principal, dans le second cas ($f_o < f_a$) plus haut que ce dernier.

Deuxième battement (fréquence-image) en O.C.

La sélectivité du circuit d'entrée en O.C. est toujours nettement moins bonne qu'en P.O. et, de ce fait, la réception sur fréquence-image s'y manifeste vigoureusement, d'autant plus que l'étendue de la gamme O.C. normale est telle (12 MHz environ) que la fréquence-image de la plupart des émetteurs se trouve encore dans la gamme couverte.

Tout technicien a pu observer plus d'une fois la réception d'une station O.C. sur deux points du cadran, distants d'un peu moins d'un mégahertz (0,91 à 0,96 MHz suivant la valeur de la M.F.). Souvent on n'y fait pas attention, car les émetteurs assez voisins en fréquence et transmettant un même programme sont nombreux.

Sur les gammes O.C. certains récepteurs fonctionnent par battement supérieur, mais on en voit également, assez souvent, qui sont prévus pour recevoir par battement inférieur. Par conséquent, suivant le cas, la fréquence-image (deuxième battement) sera située plus haut ou plus bas que le point de réception normal. Si $f_o > f_a$, le deuxième battement sera plus bas ; si $f_o < f_a$ le deuxième battement sera plus haut.

Etant donné que bien souvent on ignore le battement adopté pour la réception en O.C., il est facile de commettre des erreurs au moment de l'alignement, en effectuant les réglages sur le « mauvais » battement. C'est un danger qui guette tout technicien, et non seulement un débutant, et nous y reviendrons plus loin, lorsqu'il sera question de l'alignement.

En principe le deuxième battement est plus faible que le réglage principal, mais la différence est souvent peu marquée et peut prêter à confusion.

De plus, si le récepteur a déjà fait l'objet de tentatives d'alignement plus ou moins heureuses, il peut arriver que, par suite de réglages incorrects, la fréquence-image se trouve favorisée et soit reçue avec plus d'intensité que le battement principal.

Pratiquement, le deuxième battement en O. C. ne se trouve atténué suffisamment que si le récepteur possède un étage amplificateur H. F. accordé (et non apériodique, comme on le voit souvent). Par ailleurs, on voit l'intérêt, à ce point de vue, d'avoir recours aux bandes O. C. étalées : si la largeur totale de la bande étalée est inférieure à deux fois la valeur de la M. F., le deuxième battement peut se trouver rejeté en dehors de la bande.

C'est le cas, notamment de la bande étalée dite de 49 m, qui va généralement de 5,85 à 6,4 MHz à peu près, soit 0,55 MHz (550 kHz) de largeur. Avec des transformateurs M. F. accordés sur 455 kHz, les deux battements sont distants de 910 kHz et la fréquence-image est donc toujours en dehors des limites ci-dessus, à condition que la réception ait lieu par battement inférieur, car autrement les fréquences-images des stations situées plus haut que la limite supérieure de la bande (6,4 MHz) pourraient se manifester entre 6,4 et 5,85 MHz.

Une autre solution, employée surtout sur des récepteurs dits professionnels (militaires, aviation), consiste à utiliser une moyenne fréquence élevée, de l'ordre de 1,8 à 2,5 MHz. On voit que la distance entre les deux battements sera, dans ces conditions, de 3,6 à 5 MHz, ce qui atténue considérablement la fréquence-image, d'autant plus que les récepteurs de ce type possèdent toujours un ou même deux étages amplificateurs H. F.

Fréquence-image P. O. reçue en G. O.

Les fréquences-images propres de la gamme G. O. ne sont pas à craindre, comme nous l'avons indiqué plus haut, mais nous pouvons fort bien, si le récepteur est situé à proximité d'un émetteur local puissant, recevoir sur G. O. le deuxième battement de certaines stations P. O.

En effet, la gamme G. O. s'étendant approximativement de 350 à 150 kHz, nous pouvons y trouver la fréquence-image des émetteurs P. O. situés entre

$$\begin{array}{l} 350 + 910 = 1\,260 \text{ kHz} \\ \text{et} \quad 150 + 910 = 1\,060 \text{ kHz,} \end{array}$$

la moyenne fréquence étant de 455 kHz.

Il faut noter cependant que cette perturbation est assez rare, car le circuit d'entrée accordé sur 350 à 150 kHz, élimine suffisamment les fréquences de l'ordre de 1 000 à 1 260 kHz et l'apparition d'une fréquence-image P. O. en G. O. ne peut être qu'une conséquence des conditions de réception particulièrement défavorables.

Réception sur harmoniques.

Les harmoniques d'une fréquence sont, rappelons-le, ses multiples successifs. C'est ainsi que les harmoniques de la fréquence $f = 1\,000$ kHz (que l'on appelle alors fondamentale), sont

$$\begin{array}{l} 2f \text{ (deuxième harmonique)} = 2\,000 \text{ kHz;} \\ 3f \text{ (troisième harmonique)} = 3\,000 \text{ kHz;} \\ 4f \text{ (quatrième harmonique)} = 4\,000 \text{ kHz;} \\ \text{etc., etc.} \end{array}$$

Lorsqu'un récepteur est situé à proximité d'un émetteur suffisamment puissant, il est possible de recevoir ce dernier sur des réglages correspondant aux harmoniques de sa fréquence.

C'est ainsi que, dans les conditions ci-dessus, les émetteurs français suivants,

de fréquence f (première colonne) pourraient être reçus sur une fréquence $2f$ (deuxième colonne):

	f	$2f$
Paris-Inter	584	1 168 kHz
Lyon	602	1 204 kHz
Rennes	674	1 348 kHz
Marseille	710	1 420 kHz

Bien entendu, si le point de réception sur harmonique coïncide, à moins de 8-9 kHz, avec une autre station que l'on désire écouter, il y aura un sifflement.

On observe, mais beaucoup plus rarement et seulement dans des conditions exceptionnellement défavorables, les interférences causées en P.O. par des harmoniques supérieures (3^e et 4^e) des émetteurs G.O.

Il est à noter enfin que la réception des harmoniques n'est pas un phénomène propre aux superhétérodynes, et qu'il se manifeste également sur des récepteurs à amplification directe (détectrices à réaction, etc.).

Brouillages par harmoniques voisines de la M. F.

Si l'on se trouve dans le voisinage d'une station G.O. puissante, dont la fréquence est un sous-multiple (ou à peu près) de la moyenne fréquence du récepteur, la réception de cette station pourra être gênée par un sifflement.

Voici les limites approximatives des fréquences G.O. « dangereuses », suivant la M.F. utilisée.

M. F.	Fréquences dangereuses
450	147-153 et 220-230
455	149-154 et 223-233
460	150-156 et 225-235
465	152-158 et 227-237
472	154-160 et 231-241
480	157-163 et 236-244

On remarquera, en particulier, que la moyenne fréquence de 465 kHz peut être « dangereuse » dans le voisinage de l'émetteur de *Radio Luxembourg* (233 kHz) et que la M.F. de 455 ou de 480 kHz sera, dans ces conditions, plus indiquée.

Brouillages par combinaisons d'harmoniques.

Nous verrons un peu plus loin les inconvénients qui peuvent résulter des harmoniques de l'oscillateur seules, et nous proposons de voir sommairement ce qui peut arriver lorsque nous sommes en présence de combinaisons plus ou moins compliquées entre les harmoniques (et les fondamentales) du signal incident et de l'oscillation locale et les harmoniques de la M.F. En effet, à l'entrée du détecteur nous disposons généralement non seulement du signal M.F., mais aussi de ses harmoniques, dont la deuxième et la troisième présentent une amplitude notable ou du moins non négligeable. Par suite de diverses conditions défavorables ces harmoniques peuvent se trouver réinjectées vers la partie H.F. du récepteur, et s'y combiner avec la fréquence locale en donnant une fréquence proche de la M.F. Nous pouvons donc avoir affaire aux cas suivants :

α. — Une combinaison entre une harmonique ($2 f_s, 3 f_s, \text{etc.}$) d'un signal incident et la fréquence locale f_a , telle que nous ayons

$$2 f_s - f_a = f_i,$$

$$3 f_s - f_a = f_i,$$

etc.

En d'autres termes, une émission de fréquence f_a peut créer un point de réception indésirable lorsqu'une de ses harmoniques se combine avec la fréquence locale en battement inférieur.

Par exemple, l'harmonique 2 de Nancy correspond à $2 \times 838 = 1\,672$ kHz. Si l'oscillateur du récepteur fonctionne sur 1 217 kHz, nous aurons $1\,672 - 1\,217 = 455$ kHz, donc une réception possible. Or, dans un récepteur normal, l'oscillateur fonctionne sur 1 217 kHz lorsque l'ensemble est accordé sur $1\,217 - 455 = 762$ kHz. C'est donc en ce point que nous risquons d'avoir une réception parasite de Nancy, qui pourrait gêner Sotens (764 kHz).

On vérifiera, de même, que l'harmonique 3 de Paris-Inter (France I), soit 1 752 kHz, peut donner un point de réception parasite sur 842 kHz, où nous risquons une interférence avec Rome (845 kHz).

b. — Une combinaison entre un harmonique ($2f_a$, $3f_a$, etc.) d'un signal incident et une harmonique ($2f_o$, $3f_o$, etc.) de l'oscillateur local.

Par exemple, s'il s'agit pour l'une et pour l'autre des fréquences en présence, de l'harmonique 2, nous pouvons avoir l'une des relations :

$$2 f_a - 2 f_o = f_1$$

ou

$$2 f_o - 2 f_a = f_1.$$

Il est peu probable, comme on peut facilement se rendre compte, que la première relation puisse aboutir à une interférence gênante dans les limites des gammes P.O. et G.O., mais il n'en est certainement pas de même en O.C. Quant à la seconde relation, nous pouvons, par exemple, avoir la combinaison suivante :

- Récepteur accordé sur Stuttgart, soit 575 kHz;
- Oscillateur local fonctionnant donc sur $575 + 455 = 1\,030$ kHz;
- Deuxième harmonique de l'oscillateur : 2 060 kHz;
- Fréquence incidente pouvant être gênante : $2\,060 - 455 = 1\,605$ kHz;
- Cette fréquence représente l'harmonique 2 d'un émetteur (imaginaire) situé à 802,5 kHz, mais il ne faut pas oublier que toutes les stations se trouvant dans les limites de ± 4 kHz environ de cette fréquence peuvent être à l'origine d'un sifflement. Cela nous fait une plage de 798,5 à 806,5 kHz, où nous trouvons un émetteur très puissant tel que Munich (800 kHz).

A noter que nous pouvons également avoir affaire à des combinaisons où interviennent des harmoniques de rang différent, par exemple $3 f_o - 2 f_a = f_1$.

D'une façon générale, pour analyser rapidement le comportement d'un récepteur en présence de toutes ces combinaisons plus ou moins complexes d'harmoniques, le moyen commode consiste à tracer un graphique comme celui de la figure 22. On y porte horizontalement les fréquences de la gamme que l'on désire étudier (ici P.O.), et verticalement toutes les fréquences pouvant être à l'origine d'une interférence. Il faut donc, pour couvrir toutes les combinaisons pratiquement possibles, y faire figurer non seulement la gamme P.O., mais également la gamme G.O. et le « prolongement » de la gamme P.O. jusque vers 2 500 kHz.

Sur la feuille ainsi délimitée on trace alors les droites correspondant aux différentes combinaisons. Pour éviter toute confusion, nous désignerons, dans tout ce qui se rapporte au graphique de la figure 22, par f_a la fréquence reçue, c'est-à-dire celle sur laquelle le récepteur est accordé, et par F les fréquences qui peuvent être gênantes.

Pour tracer une droite, correspondant, par exemple, à la combinaison $2 F - f_o = f_1$, nous avons besoin de déterminer 2 points quelconques, soit à 500 et 1 000 kHz de l'échelle f_a . Pour la relation que nous voulons représenter graphiquement nous avons, à 500 kHz, $f_a = 500 + 455 = 955$ kHz et $f_1 = 455$ kHz. Cela nous donne

$$2 F = 1\,410 \text{ kHz,}$$

d'où $F = 705$ kHz, point que nous portons sur l'axe vertical. De la même façon nous

déterminons le point à 1 000 kHz, et trouvons $F = 955$ kHz, point que nous portons sur la verticale passant par 1 000 kHz. Cela nous donne la droite que nous numérotons 1.

Les autres droites, obtenues exactement de la même façon, correspondent aux combinaisons suivantes :

$$2. - 2 F - 2 f_0 = f_1$$

$$3. - f_0 - 2 F = f_1$$

$$4. - 2 f_0 - F = f_1$$

$$5. - 2 f_0 - 2 F = f_1$$

$$6. - F - f_0 = f_1$$

$$7. - f_0 - F = f_1$$

$$8. - 3 F - f_0 = f_1$$

$$9. - 3 F - 2 f_0 = f_1$$

$$10. - 3 F - 3 f_0 = f_1$$

$$11. - f_0 - 3 F = f_1$$

$$12. - 2 f_0 - 3 F = f_1$$

$$13. - 3 f_0 - 2 F = f_1$$

$$14. - 3 f_0 - 3 F = f_1$$

$$15. - 3 F - 4 f_0 = f_1$$

$$16. - 4 f_0 - 3 F = f_1$$

Deux combinaisons ci-dessus (6 et 7) demandent une petite explication : ce sont celles qui résultent de la superposition sur la grille de commande de la mélangeuse de deux signaux « incidents », f_1 et F , dont les fréquences diffèrent de f_1 . Disons tout de suite que ce genre de perturbation ne peut guère se produire que si l'émetteur perturbateur F est une station locale puissante se trouvant à proximité.

Si nous voulons, à l'aide du graphique de la figure 22, rechercher les points où une station puissante peut provoquer des interférences, donc des sifflements, il nous suffit de tracer une ligne horizontale correspondant à la fréquence F de la station perturbatrice. Tous les points d'intersection de cette horizontale avec les droites que nous avons tracées indiqueront les fréquences où des sifflements peuvent se produire. L'existence et l'intensité de ces sifflements dépendront surtout des conditions locales et aussi de la conception « technique » du récepteur.

Par exemple, si nous voulons savoir où l'émetteur parisien *France II* (863 kHz) peut être gênant, nous traçons une horizontale à partir du point A , qui correspond, sur l'axe vertical, à $F = 863$ kHz. Nous voyons que cette horizontale coupe les différentes droites « d'harmoniques » en 6 points, que nous désignons par A_1, A_2 , etc. Ces points, projetés sur l'axe horizontal, celui des fréquences f_1 , nous donnent six points « dangereux » : 555 à 560 kHz ; 620 kHz environ ; 640 kHz ; 620 kHz ; 1 065 à 1 070 kHz ; 1 320 kHz.

Si nous consultons la liste des émetteurs, nous voyons que cela peut gêner la réception des stations suivantes :

Monte Ceneri (557 kHz) en A_1 ;

Bruxelles (620 kHz) en A_2 ;

Prague (638 kHz) en A_3 ;

Varsovie (818 kHz) en A_4 ;

Paris-France III (1 070 kHz) en A_5 ;

Leipzig (1 322 kHz) en A_6 .

Enfin, il est bien évident qu'un graphique comme celui de la figure 22 n'est valable que pour une seule valeur de la M. F. (455 kHz). Si on veut étudier le comportement d'un récepteur pour une moyenne fréquence différente, il faut retracer un autre graphique.

c. — Dans le circuit anodique du tube changeur de fréquence apparaissent, en plus de la fréquence f_1 , des fréquences multiples de cette dernière (harmoniques), et, notamment, $2 f_1$ et $3 f_1$. Dans certaines conditions (défaut de blindage, couplages parasites, etc.) ces fréquences harmoniques peuvent se trouver réinjectées à l'entrée du récepteur et provoquer des sifflements à la réception des émetteurs dont la fréquence est voisine de $2 f_1$ ou $3 f_1$.

Pratiquement, avec des moyennes fréquences de 450 à 460 kHz, les points « dangereux » se trouvent situés, dans la gamme P. O., aux endroits suivants :

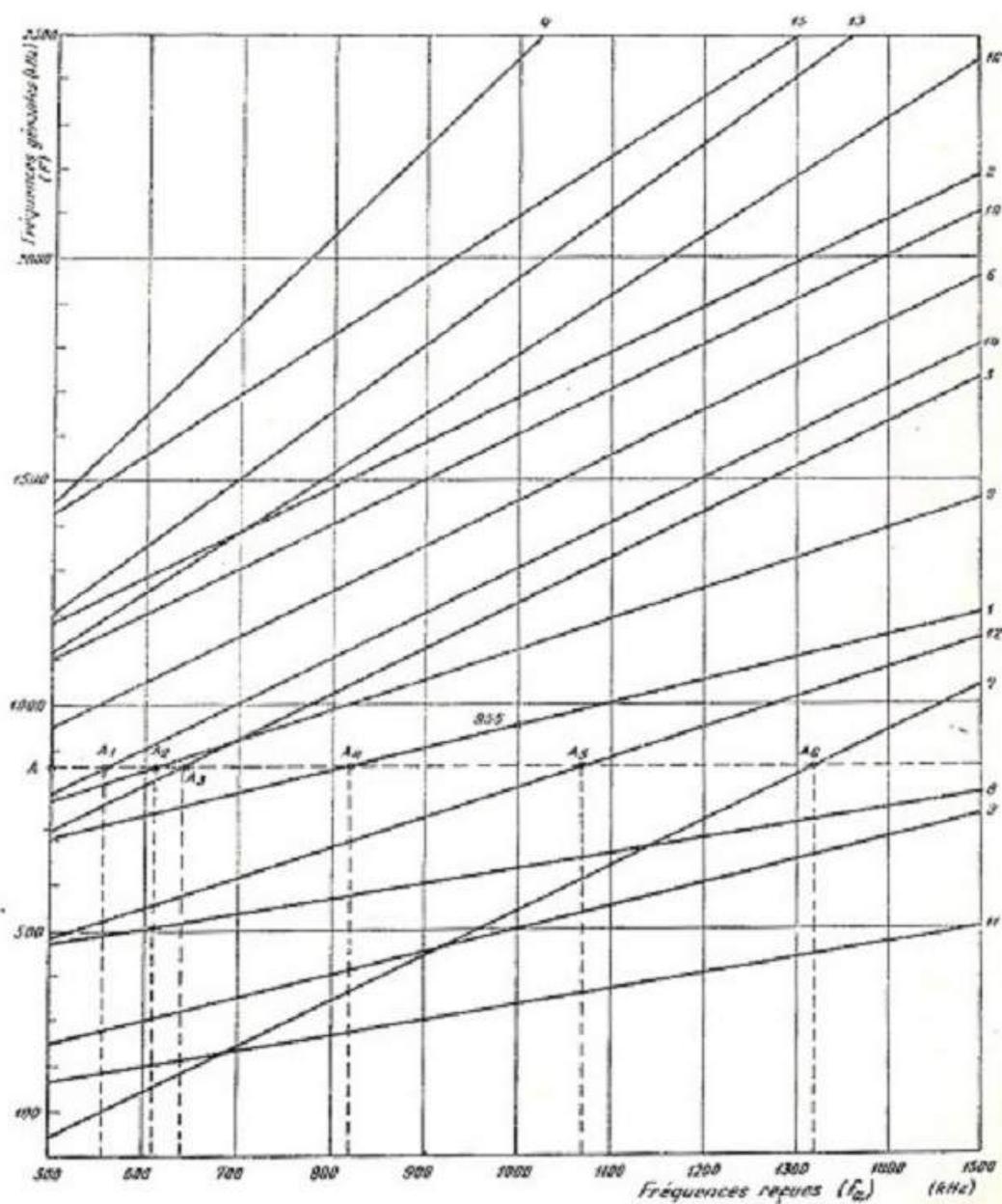


Fig. 22. — Graphique pour la recherche des interférences dues à des combinaisons d'harmoniques.

M. F.	Points dangereux
450	900 et 1 350 kHz
455	910 et 1 365 kHz
460	920 et 1 380 kHz
465	930 et 1 395 kHz
472	944 et 1 416 kHz
480	960 et 1 440 kHz

L'importance du brouillage ainsi occasionné est essentiellement variable, allant d'un sifflement léger, à peine perceptible, jusqu'à un accrochage accompagné d'un motor-boating. Tout dépend de la conception des bobinages, du régime du tube changeur de fréquence et du montage.

Brouillages par harmoniques de l'oscillateur.

Examinons maintenant, à un point de vue légèrement différent, les interférences occasionnées par les harmoniques de l'oscillateur local seulement.

L'oscillateur local d'un superhétérodyne produit, en même temps que sa fréquence fondamentale f_0 , les harmoniques de cette dernière : $2f_0$, $3f_0$, $4f_0$, $5f_0$, etc.

L'importance de ces harmoniques, leur amplitude, dépendent surtout de la conception de l'oscillateur et du régime de la lampe.

Leur effet est évidemment nuisible, puisque des battements résultant de la superposition, toujours possible, des fréquences telles que $2f_0$, $3f_0$, etc., avec une fréquence incidente f_1 , peuvent faire apparaître la moyenne fréquence f_1 .

Quelques exemples simples feront mieux comprendre le mécanisme de ces brouillages.

Pour une gamme P. O. normale (M. F. = 455 kHz), couvrant de 1 600 à 520 kHz, la fondamentale de l'oscillateur varie de 2 055 à 975 kHz. Pendant ce temps les harmoniques successives de l'oscillateur varient de la façon suivante :

$$2f_0 \text{ — } 4110 \text{ à } 1950 \text{ kHz;}$$

$$3f_0 \text{ — } 6165 \text{ à } 2925 \text{ kHz;}$$

$$4f_0 \text{ — } 8220 \text{ à } 3900 \text{ kHz.}$$

Si nous ne nous occupons que du battement engendrant la fréquence f_1 (fondamentale de la M. F.), soit 455 kHz, nous voyons que les émetteurs situés dans les bandes suivantes peuvent nous occasionner des ennuis :

Avec l'harmonique $2f_0$ de l'oscillateur, suivant la relation $2f_0 - f_1$,

$$3655 \text{ à } 1495 \text{ kHz.}$$

et suivant la relation $2f_0 + f_1$,

$$4565 \text{ à } 2405 \text{ kHz.}$$

Avec l'harmonique $3f_0$ de l'oscillateur, suivant la relation $3f_0 - f_1$,

$$5710 \text{ à } 2470 \text{ kHz.}$$

et suivant la relation $3f_0 + f_1$,

$$6620 \text{ à } 3380 \text{ kHz.}$$

Avec l'harmonique $4f_0$ de l'oscillateur, suivant la relation $4f_0 - f_1$,

$$7765 \text{ à } 3345 \text{ kHz,}$$

et suivant la relation $4f_0 + f_1$,

$$8675 \text{ à } 4355 \text{ kHz.}$$

Dressons un graphique (fig. 23 A) dont l'axe horizontal représente la graduation (arbitraire) de notre cadran, l'axe vertical étant gradué en mégahertz. Supposons que l'aiguille du cadran se trouve réglée sur 1 500 kHz (point A, courbe f_0). En menant une verticale par ce point nous allons noter tous les points (A_2, A_3, A_4 , etc.) où cette verticale coupe les droites correspondant aux relations $2f_0 - f_1, 2f_0 + f_1$, etc.

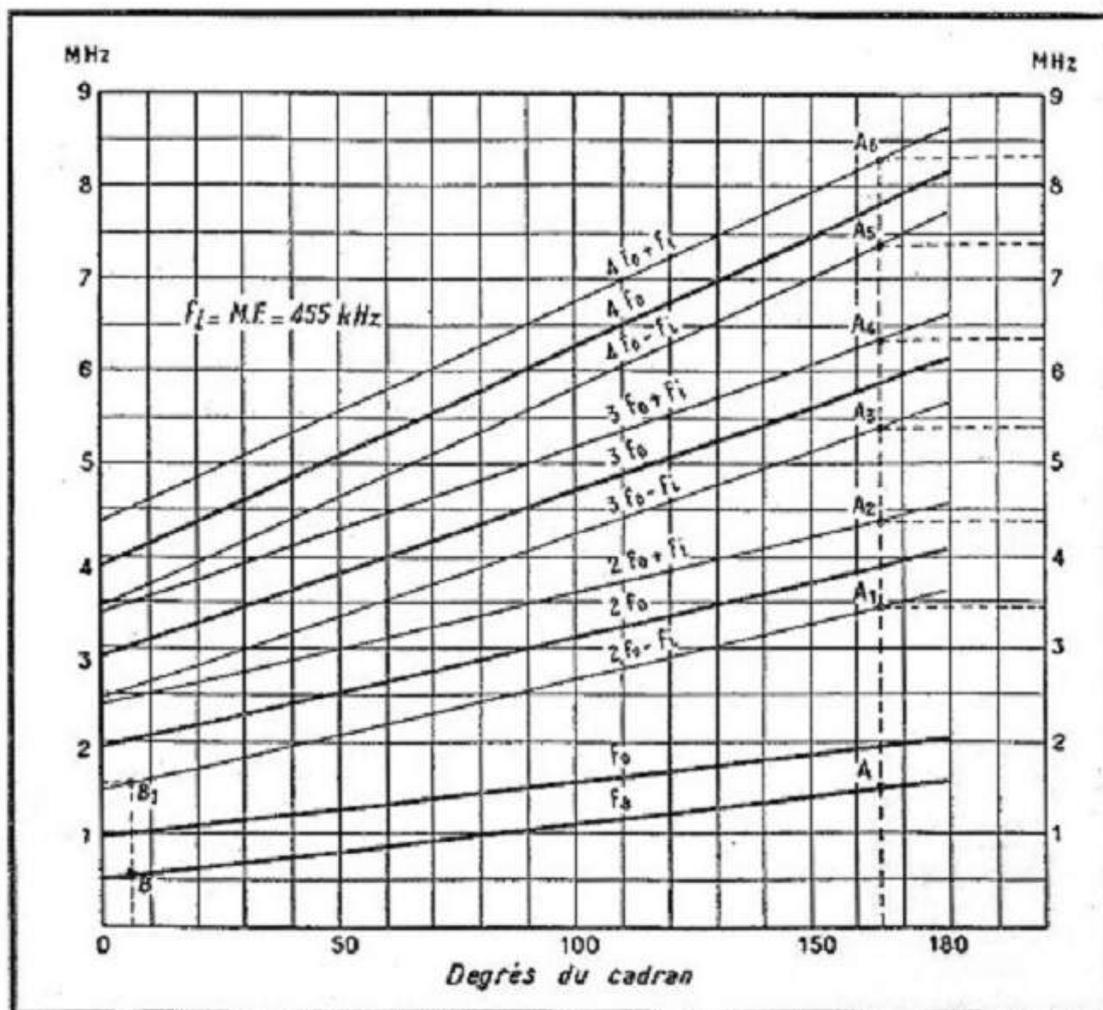
Chacun de ces points peut donner lieu à une réception parasite qui se superposera à celle que nous recevons en A, et qui pourra occasionner, suivant son écart par rapport à A et suivant son intensité, soit un brouillage de l'émission reçue, soit un sifflement plus ou moins fort et plus ou moins aigu.

Il faut évidemment, pour qu'il y ait brouillage, que le battement correspondant à un point tel que A_2, A_3 , etc., coïncide, en fréquence, avec un émetteur suffisamment rapproché ou puissant.

Nous voyons, par exemple, que A_2 correspond à 3,45 MHz à peu près, A_3 à 4,38 MHz et A_4 à 5,4 MHz. Ces trois fréquences étant situées en dehors de toute bande encombrée, nous n'avons pratiquement aucune interférence à craindre.

Par contre, le point A_4 est à 6,35 MHz, le point A_5 à 7,36 MHz et le point A_6 à 8,3 MHz, fréquences où nous risquons de rencontrer des émetteurs puissants de la gamme O. C.

Fig. 23 A. — Graphique montrant la répartition des harmoniques de l'oscillateur P.O. et les possibilités des réceptions parasites.



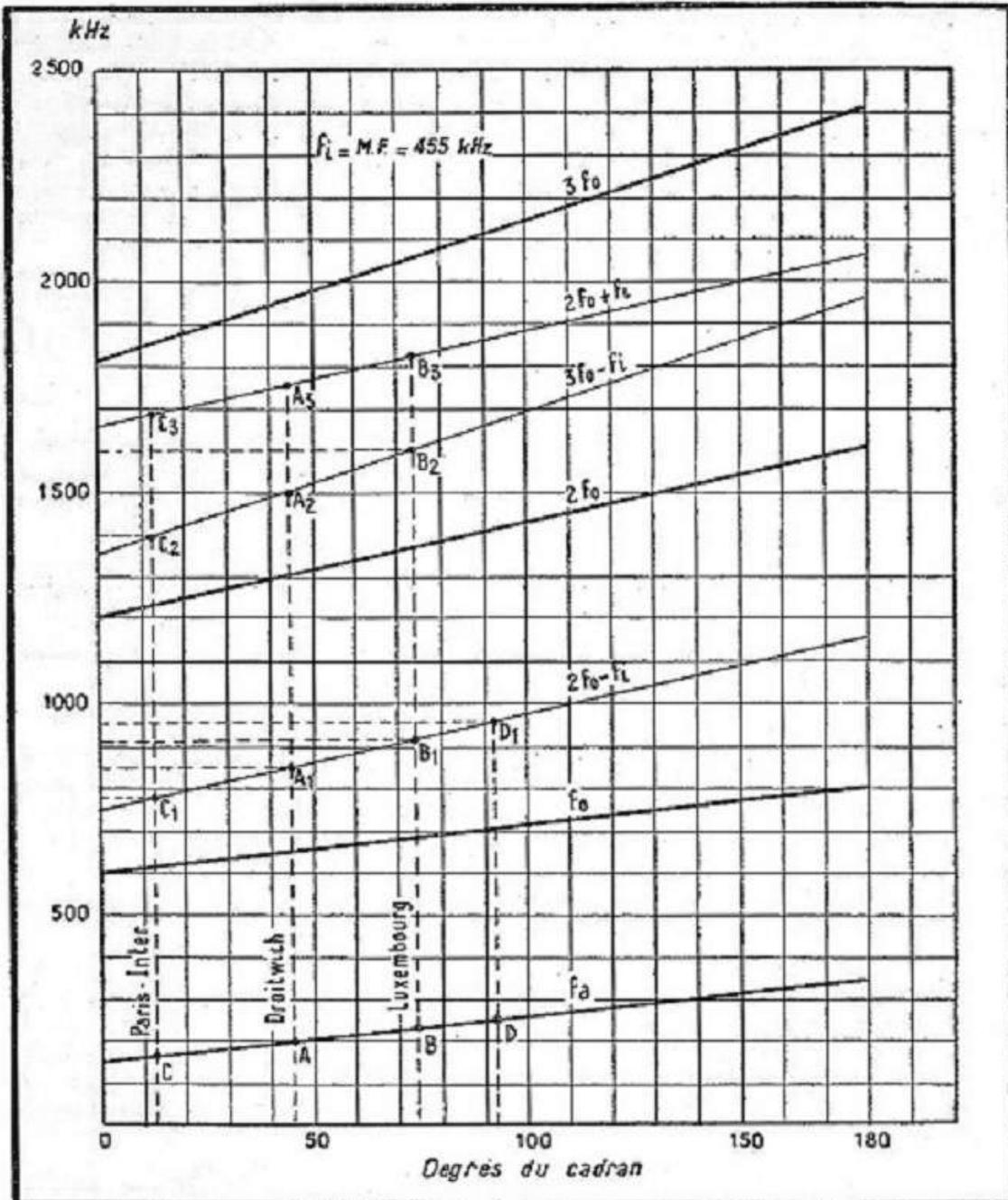


Fig. 23 B. — Graphique montrant la répartition des harmoniques de l'oscillateur G.O. et des battements qu'il peut occasionner.

Il faut remarquer qu'en dehors même de toute possibilité de sifflement ou de brouillage nous pouvons, dans ces conditions, recevoir les ondes courtes en P.O., par exemple si le point A ne correspond à aucun émetteur P.O.

C'est un phénomène que de nombreux techniciens ont pu observer sur quelques récepteurs, mais qui se manifeste seulement dans certaines conditions, dues surtout à une conception incorrecte des bobinages et du câblage.

Si notre récepteur est situé à proximité de Nice (1554 kHz) nous pourrions fort bien recevoir cet émetteur dans le bas de la gamme P.O., vers 550 kHz (point B, fig. 23 A). En effet, lorsque notre cadran est réglé sur 550 kHz, l'oscillateur fonctionne

sur $550 + 455 = 1\,005$ kHz, et peut produire la deuxième harmonique sur 2 010 kHz. Or $2\,010 - 1\,554 = 456$ kHz (point B, fig. 23 A).

Voyons maintenant comment les choses se passent en G.O. et, pour cela, établissons un graphique analogue au précédent (fig. 23 B). Nous y voyons la droite f_0 représentant la gamme couverte (150 à 350 kHz), la droite f_1 donnant les fréquences fondamentales de l'oscillateur, et les droites $2f_1$ et $3f_1$ correspondant aux deux premières harmoniques de f_1 . Nous avons représenté en trait fin les droites correspondant aux battements $2f_0 - f_1$, $2f_0 + f_1$, et $3f_0 - f_1$.

Les points A, B et C de la droite f_1 correspondent aux points de réception des émetteurs suivants :

A — Droitwich	200 kHz.
B — Luxembourg	232 kHz.
C — France I	164 kHz.

La marche à suivre, pour étudier la possibilité des brouillages, est la même que précédemment. Nous menons par le point A, par exemple, une verticale qui coupera les droites correspondant aux battements aux points A_1 , A_2 et A_3 , se répartissant comme suit :

A_1 — 860 kHz environ. Or, nous avons Paris-France II sur 863 kHz et pouvons donc prévoir une interférence avec cet émetteur, du moins dans la région parisienne, ce qui est vérifié par l'expérience (sifflement sur Droitwich).

A_2 — 1 515 kHz environ. Aucun émetteur puissant ne se trouve dans ces parages et aucune interférence n'est à craindre.

A_3 — 1 760 kHz environ.

Nous voyons, de même, qu'il existe une possibilité de recevoir Limoges (962 kHz) en G.O. En effet, traçons une horizontale passant par 962 kHz jusqu'à son intersection (D_1) avec la droite $2f_0 - f_1$. Une verticale tracée par D_1 nous donnera à son intersection (D) avec la droite f_1 , la fréquence sur laquelle, en G.O., nous pourrions recevoir Limoges. Nous voyons que D se trouve, approximativement, à 250 kHz.

Remèdes.

Ayant lu ce qui précède, on pourrait s'imaginer que le cadran d'un super-hétérodyne est rempli d'interférences, sifflements et brouillages de toute sorte. Il n'en est heureusement pas ainsi et les récepteurs construits actuellement, avec du bon matériel et des bobinages correctement étudiés, se comportent fort honorablement, sauf certaines circonstances particulièrement défavorables (voisinage d'une station locale, par exemple).

De plus, même dans ce dernier cas, la situation n'est pas sans issue et il existe souvent des moyens permettant de réduire l'importance d'un sifflement ou d'un brouillage.

Avant tout il faut essayer de se rendre compte par quelle combinaison apparaît le phénomène gênant, car les remèdes diffèrent évidemment suivant la nature du brouillage.

1. — Brouillage par fréquence-image (deuxième battement).

Le remède classique consiste à augmenter la sélectivité du circuit d'entrée, soit par adjonction d'un étage amplificateur H.F. accordé, ce qui exige évidemment une transformation radicale du récepteur, soit par l'introduction dans le circuit d'antenne d'un circuit bouchon ou d'un filtre série.

Le circuit bouchon (fig. 24) n'est autre chose qu'un circuit parallèle C_2-L_2 que l'on accordera sur l'émission gênante à l'aide d'un condensateur ajustable C_2 ou par le noyau magnétique réglable de la bobine L_2 .

Pour la gamme P.O. les émetteurs pouvant engendrer une interférence par fréquence-image sont situés entre 1 600 et 1 430 kHz, ce qui nous donnerait, pour la bobine L_2 , et en admettant que C_2 soit un ajustable à air de 30 pF maximum,

$$L_2 = \frac{25\,300}{(1,43)^2 \cdot 30} = \frac{25\,300}{61,5} = 410 \mu\text{H environ.}$$

On peut souvent se contenter d'un bobinage d'accord P.O., tel que L_2 , provenant d'un vieux bloc quelconque ($L = 200 \mu\text{H}$ environ), en l'accordant à l'aide d'un condensateur C_2 de capacité un peu plus élevée (entre 50 et 100 pF).

Si l'on préfère la solution d'un filtre série (fig. 25) la valeur des éléments C_2 et L_2 sera la même que ci-dessus.

Lorsque le brouillage occasionné par la fréquence-image est un peu décalé par rapport à l'émission que l'on désire écouter, c'est-à-dire lorsqu'il n'existe qu'un sifflement assez aigu, on peut essayer de décaler légèrement la fréquence d'accord des transformateurs M.F., dans un sens ou dans l'autre. Si la fréquence-image se situe plus bas (en fréquence) que l'émission brouillée, il faut augmenter la M.F.; si la fréquence-image tombe plus haut que l'émission écoutée, il faut diminuer la M.F.

Il suffit souvent d'une très légère modification de l'accord M.F. pour faire disparaître l'interférence, puisque le déplacement de la fréquence-image est égal à 2 fois le désaccord de la M.F.

Bien entendu, après chaque retouche des transformateurs M.F., il convient de refaire l'alignement complet du récepteur.

D'autre part, ce remède ne doit être appliqué qu'avec circonspection, puisque de la fréquence f_1 dépend un grand nombre d'interférences et de brouillages de provenance diverse. Il peut fort bien arriver qu'on fasse disparaître l'interférence en un point, mais qu'on en introduise ailleurs.

Il serait illusoire de vouloir utiliser un circuit bouchon ou un filtre série en O.C. pour éliminer la fréquence-image.

2. — Réception des harmoniques.

Si le récepteur capte directement l'harmonique d'une station locale puissante, et si cette harmonique crée une interférence gênante avec une émission que l'on désire écouter, la situation est délicate, car le circuit C_1-L_1 des figures 24 ou 25, devant éliminer cette harmonique, éliminerait pratiquement l'émission désirée.

Mais il arrive souvent que l'harmonique en question est créé dans l'étage changeur de fréquence et, dans ce cas, il suffit de prévoir l'un des circuits des figures 24 ou 25, accordé sur la fondamentale de l'émission à éliminer.

Cependant, comme les émetteurs capables de produire des harmoniques dans le haut de la gamme P.O. sont situés dans le bas de cette gamme, le circuit éliminateur devra pouvoir être accordé sur des fréquences de l'ordre de 550-750 kHz. Encore une fois, un bobinage d'accord P.O. pourra servir, mais le condensateur C_2 aura une valeur plus élevée : 300 à 450 pF.

Il est cependant avantageux, au point de vue de la qualité du circuit éliminateur, de prévoir un bobinage plus important et un condensateur de valeur relativement faible, de l'ordre de 50 pF.

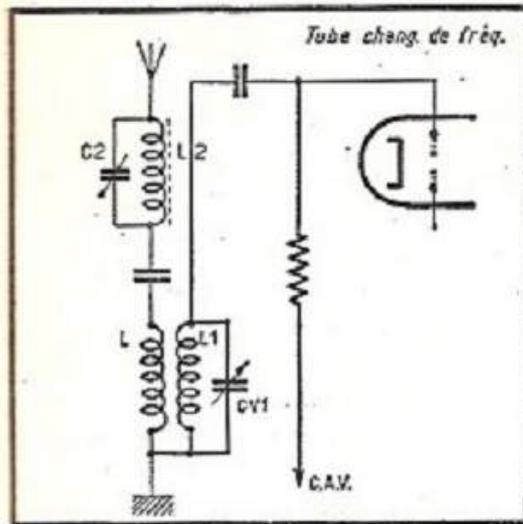


Fig. 24. — Filtre par circuit bouchon dans l'antenne, pour éliminer le brouillage par fréquence image.

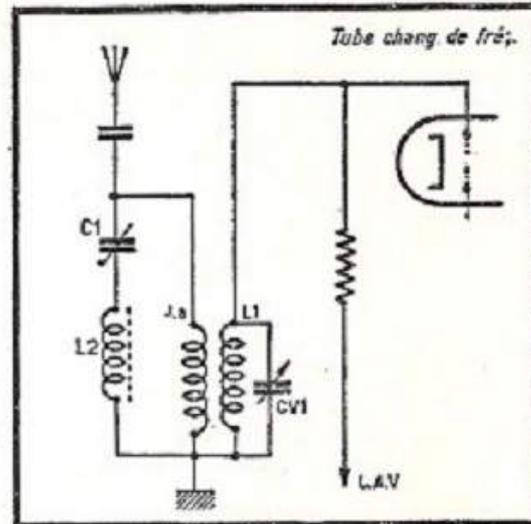


Fig. 25. — Filtre M.F. classique constitué par un circuit série ($C_1 - L_2$) à l'entrée d'un récepteur.

3. — Brouillage par harmoniques ou porteuses voisines de la M.F.

Lorsqu'il s'agit des harmoniques des émetteurs G.O., nous pouvons prévoir un filtre-série (fig. 25) accordé sur la moyenne fréquence du récepteur. Le même remède est évidemment efficace contre les interférences occasionnées par des émetteurs dont la fréquence est voisine de la M.F. (notamment des émissions en télégraphie).

Le circuit C_1-L_2 pourra être constitué par les éléments d'un transformateur M.F., en prenant une bobine et en mettant en série le condensateur fixe qui était primitivement monté en parallèle.

Mais, encore une fois, on a avantage à adopter une bobine plus importante et un condensateur C_1 de 30 à 50 pF.

Bien entendu, dans ce cas encore, on peut essayer aussi de décaler un peu la fréquence d'accord des transformateurs M.F., avec les mêmes réserves que plus haut.

3. — Brouillages par combinaisons d'harmoniques.

S'il s'agit d'une interférence occasionnée par une des combinaisons dont le graphique de la figure 22 nous donne un exemple, le remède consiste d'une part à ajuster au mieux le régime de l'oscillateur (voir plus bas), et d'autre part à atténuer l'émission gênante à l'aide de circuits éliminateurs appropriés.

Par contre, si le brouillage est occasionné par la réinjection des harmoniques M.F. dans les circuits d'entrée (voir les points « dangereux » indiqués plus haut), il faut essayer de mettre un filtre-série, accordé sur la M.F. (fig. 25) et voir les points suivants :

- si la connexion de l'antenne ne passe pas trop près des circuits M.F. ;
- si un filtre M.F. a été prévu dans le circuit de détection : $C_1-R_1-C_2$ (fig. 26) ;
- si les transformateurs M.F. sont suffisamment blindés.

5. — Brouillages par harmoniques de l'oscillateur.

Si l'on constate la présence des émissions O.C. dans le haut de la gamme P.O., vérifier tout d'abord si l'oscillateur P.O. fonctionne dans les conditions normales et, en particulier, si son courant d'oscillation n'est pas trop fort. Comparer ce courant

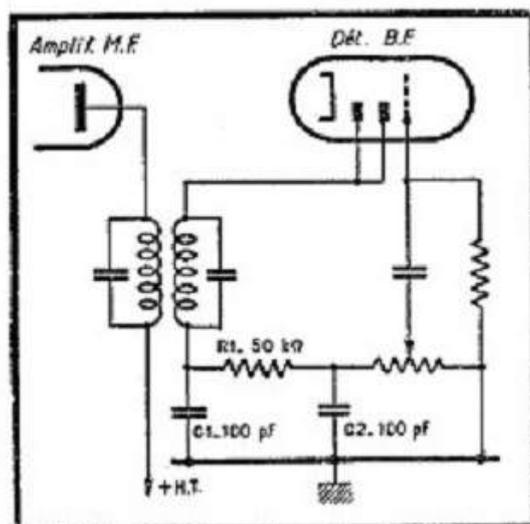


Fig. 26. — Filtre H. F. dans le circuit de détection, éliminant certains brouillages.

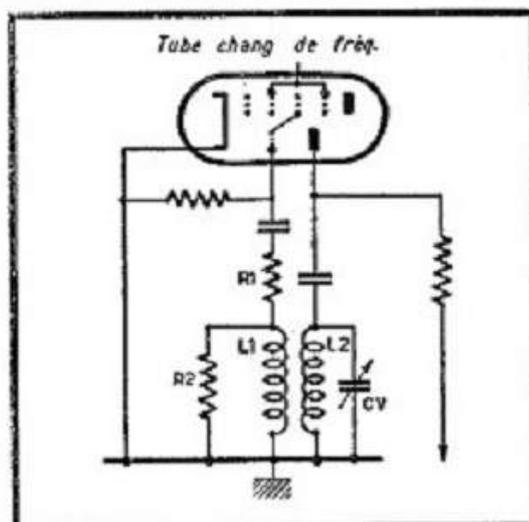


Fig. 27. — Amortissement de l'oscillateur afin d'en réduire les harmoniques.

avec les chiffres donnés par les fabricants du tube changeur de fréquence et, si besoin est, amortir l'oscillateur pour réduire le courant.

Rappelons que l'amortissement peut se réaliser soit à l'aide d'une résistance parallèle (R_2 , fig. 27) ou d'une résistance série (R_1). La valeur de ces résistances dépend du degré d'amortissement que l'on veut obtenir, mais se situe généralement, entre 50 et 200 ohms pour R_2 et 5 000 à 20 000 ohms pour R_1 .

À noter enfin que l'amortissement est d'autant plus marqué que R_1 est plus grand ou R_2 plus faible.

En même temps que le courant d'oscillation, on vérifiera le câblage entre le tube, les bobinages et le C.V. et on essaiera de réduire au minimum toutes les connexions, surtout celles du circuit d'entrée.

Dans certains cas, comme celui de l'interférence de *Paris-France II* sur *Droitwich* on peut, soit avoir recours à un circuit éliminateur tel que celui de la figure 24, accordé sur *Paris-France II*, soit décaler un peu l'accord des transformateurs M.P. dans le sens convenable.



PRINCIPE DE LA COMMANDE UNIQUE

Dans le chapitre précédent nous avons exposé, brièvement, le principe de la réception superhétérodyne et expliqué les conséquences de la coexistence, dans un tel récepteur, de trois fréquences simultanément :

- la fréquence d'accord ou fréquence incidente f_i ;
- la fréquence d'oscillateur ou fréquence locale f_o ;
- la fréquence intermédiaire ou moyenne fréquence f_i .

Ces trois fréquences interviennent également dans ce que l'on appelle le problème de la commande unique (ou dit aussi monocommande), qui peut se résumer ainsi.

Etant donné deux condensateurs variables rigoureusement identiques et commandés par un même axe (CV_1 et CV_2 , fig. 28), accordant, respectivement, le bobinage d'entrée L_1 et celui d'oscillateur L_2 , trouver les conditions nécessaires pour que la moyenne fréquence f_i , apparaissant dans le circuit anodique de la lampe changeuse de fréquence, soit la même pour n'importe quelle position du condensateur variable double.

La valeur de la bobine L_2 , sa capacité répartie et les capacités parasites qui lui sont propres, nous sont imposées par la gomme à couvrir et nous ne pouvons donc pas y toucher.

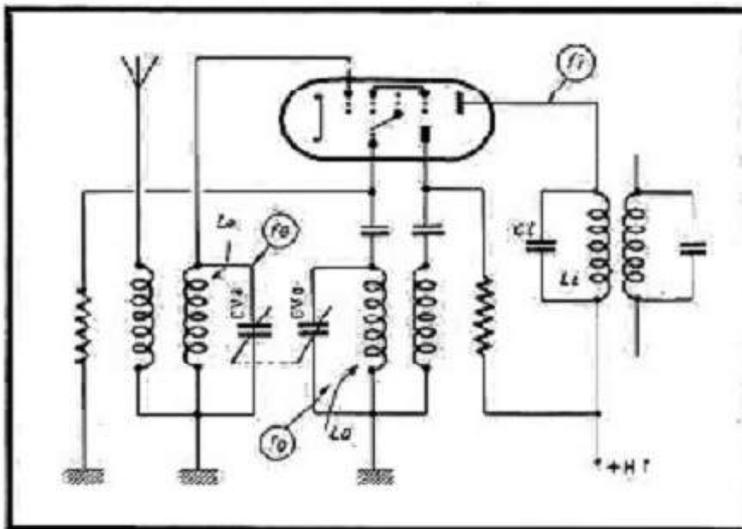
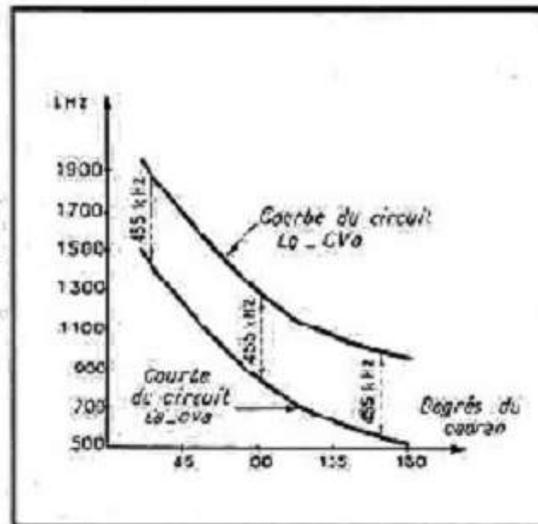


Fig. 28. — Représentation simplifiée des circuits d'entrée ($L_1 - CV_1$) et d'oscillation ($L_2 - CV_2$) d'un superhétérodyne, que l'on doit accorder simultanément à l'aide de deux condensateurs variables identiques.

Fig. 29. — Pour que la commande unique soit réalisée, il faut que l'écart en fréquence entre les circuits d'entrée ($L_0 - CV_0$) et d'oscillation ($L_0 - CV_0$) soit constant d'un bout à l'autre de la gamme, et égal à la moyenne fréquence.



Le problème ci-dessus se ramène donc à la recherche de la valeur de L_0 et de celle des capacités qui l'accordent. Par ailleurs, la solution idéale peut être représentée par les deux courbes de la figure 29, montrant que la différence $f_2 - f_1$ reste constante et égale à $f_1 = 455$ kHz dans toute l'étendue d'une gamme, P.O. en l'occurrence.

Les deux C.V. étant identiques, et la fréquence f_2 constamment supérieure à f_1 (du moins dans le cas de la gamme P.O.), une solution se présente immédiatement à l'esprit : diminuer le coefficient de self-induction de la bobine L_0 de façon qu'en un point de la gamme du moins l'écart nécessaire soit obtenu.

Gamme P. O.

La courbe A de la figure 30 représente la variation de la fréquence d'accord du circuit d'entrée ($L_0 - CV_0$) en fonction de la position du condensateur variable. Nous admettons que la capacité minimum totale de ce circuit soit de 50 pF (résiduelle du C.V., répartie de la bobine, capacité des connexions, etc.) et supposons que le circuit d'entrée se trouve accordé sur 900 kHz lorsque la capacité totale aux bornes de la bobine L_0 est de 170 pF (point a_1).

Nous pouvons maintenant calculer la bobine L_0 d'oscillateur de façon que ce circuit résonne sur $900 + f_1 = 900 + 455 = 1355$ kHz (dans le cas d'une M.F. = 455 kHz) lorsque la capacité totale à ses bornes est également de 170 pF (point b_1).

Par conséquent, lorsque le C.V. double sera dans la position correspondant au point a_1 , la relation

$$f_2 = f_0 + f_1$$

se trouvera vérifiée et nous aurons l'apparition d'une moyenne fréquence sur 455 kHz.

Mais nous allons voir immédiatement que pour tous les autres points de la gamme, de part et d'autre du point 900 kHz, la fréquence résultante f_2 s'écarte de la valeur imposée de 455 kHz et cela d'autant plus que le point considéré se trouve plus éloigné du point 900 kHz.

En effet, nous pouvons très facilement et très rapidement tracer la courbe B du circuit oscillateur $L_0 - CV_0$, en partant du raisonnement suivant :

Puisque nous avons au point b_1 une fréquence de 1355 kHz pour une capacité de 170 pF, cette fréquence variera en raison inverse de la racine carrée de la variation de capacité.

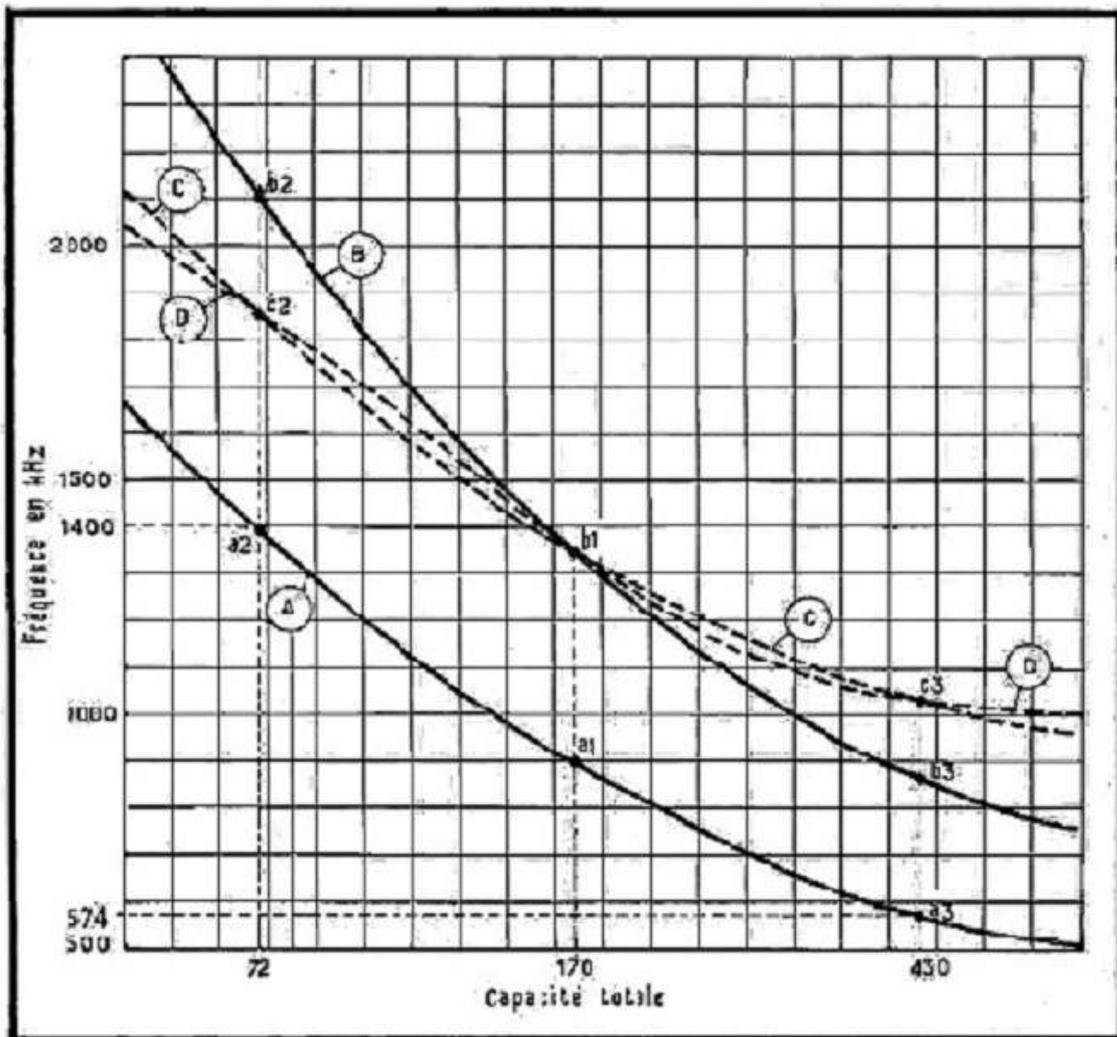


Fig. 30. — Courbes des circuits d'entrée et d'oscillation montrant l'action des différentes capacités d'appoint, en série avec le condensateur variable, ou en parallèle sur ce dernier.

Par exemple, pour la position du C.V. correspondant à une capacité totale de 85 μF , la diminution de la capacité est de

$$170/85 = 1,79,$$

ce qui correspond à une augmentation de la fréquence dans le rapport de $\sqrt{1,79} = 1,34$ environ et nous donne en ce point, pour le circuit d'oscillateur,

$$1355 \times 1,34 = 1810 \text{ kHz.}$$

De même, si la capacité totale augmente et passe à 350 μF , cette augmentation est de 2,04 et correspond à une diminution de la fréquence dans le rapport $\sqrt{2,04} = 1,43$. La fréquence de l'oscillateur sera donc, en ce point,

$$\frac{1355}{1,43} = 950 \text{ kHz.}$$

Ayant ainsi trouvé la courbe B, nous nous rendons compte que les écarts par rapport à la courbe idéale C deviennent considérables aux deux extrémités de la gamme.

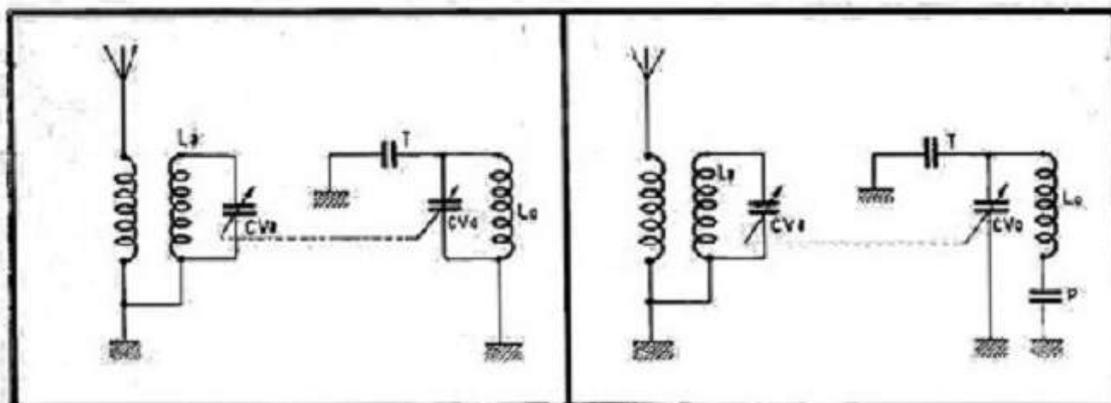


Fig. 31. — La correction obtenue avec un condensateur parallèle T seul est en général insuffisante.

Fig. 32. — On peut arriver à une correction satisfaisante en utilisant un condensateur série F, en plus du condensateur parallèle.

En particulier, aux points qui correspondent aux fréquences d'alignement standard, soit 1400 kHz et 574 kHz, nous avons, d'une part, $a_2-b_2 = 710$ kHz, et, d'autre part, $a_1-b_1 = 295$ kHz, au lieu de 455 kHz dans les deux cas.

Il faut donc trouver un moyen d'abaisser le point b_2 jusqu'au point c_2 et de remonter le point b_1 jusqu'au point c_1 .

Dans le cas du point b_2 , cela revient à diminuer la fréquence du circuit oscillateur, c'est-à-dire à augmenter la capacité dans le rapport convenable, ce que nous pouvons faire en ajoutant une petite capacité en parallèle sur le CV_1 , capacité que l'on appelle trimmer et que nous désignerons par T (fig. 31).

Pour calculer la valeur d'un trimmer il nous faut, avant tout, connaître la valeur de la capacité totale au point b_2 . Nous pouvons la déterminer soit d'après la courbe du C.V. utilisé, soit par le raisonnement suivant :

Puisque la capacité totale au point b_1 est de 170 pF et que de b_1 à b_2 , la fréquence augmente dans le rapport $1400/900 = 1,55$, la capacité diminue dans le rapport $(1,55)^2 = 2,4$.

Donc, la capacité totale au point b_2 est de $170/2,4 = 71$ pF.

Partant de là et sachant que la fréquence au point b_2 est de 2110 kHz très sensiblement, nous pouvons calculer facilement l'augmentation qu'il faut faire subir à la capacité totale, pour que cette fréquence ne soit plus que 1855 kHz, c'est-à-dire pour que b_2 vienne en c_2 .

Nous avons, en effet, une diminution de la fréquence dans le rapport $2110/1855 = 1,138$, et, par conséquent, une augmentation de la capacité dans le rapport $(1,138)^2 = 1,295$. La capacité totale au point c_2 devra donc être

$$71 \times 1,295 = 92 \text{ pF}$$

et la valeur du trimmer T sera, bien entendu, $92 - 71 = 21$ pF.

Le raisonnement simple ci-dessus, valable pour toutes les gammes et pour toutes les valeurs de la M.F., nous donne donc l'ordre de grandeur du trimmer T, sa valeur exacte n'ayant que fort peu d'importance pratique puisque ce condensateur est presque toujours constitué par un ajustable.

En somme, il faut retenir de tout ce qui précède que la capacité totale du circuit oscillateur au point 1400 kHz doit être supérieure à celle du circuit d'entrée de T picofarads. Pratiquement, les deux circuits comportent le plus souvent des trimmers, afin de « caler » les points a_2 et c_2 exactement sur la graduation 1400 kHz d'un cadran, mais la valeur du trimmer d'oscillateur sera toujours plus forte (de 21 pF dans notre cas).

Fig. 33. — Le condensateur parallèle T (trimmer) peut être monté sur le C.V. (CV₀, dont on a oublié la flèche).

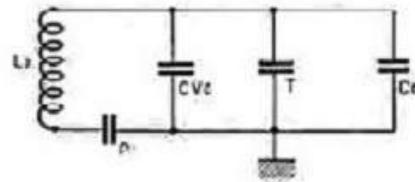
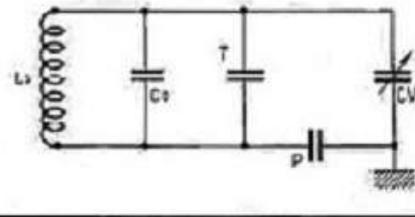


Fig. 34. — Mais le même trimmer peut être également monté en parallèle sur la bobine L₀.



Le fait d'adjindre une capacité telle que T en parallèle sur le C.V. se répercute évidemment sur l'allure générale de la courbe B, dont tous les points « descendant ». L'action du trimmer est, cependant, très faible sur le point b_2 .

Comme nous l'avons indiqué plus haut il est nécessaire de faire remonter le point b_2 en c_2 , ce que nous pouvons faire en diminuant la capacité totale du circuit en ce point. Or, pour diminuer une capacité il suffit de lui ajouter une autre capacité en série, ce qui nous conduit au schéma de la figure 32, la capacité-série étant désignée par P (on l'appelle *padding* ou *padder*).

L'ensemble du circuit oscillateur peut être alors assimilé, approximativement, au schéma de la figure 33, où C₀ représente la somme de toutes les capacités parasites en parallèle, soit 53 pF dans notre cas. Mais il ne faut pas oublier qu'une partie de la capacité C₀ est constituée par la capacité répartie de la bobine L₀ et que, d'autre part, le trimmer T du circuit oscillateur est très souvent monté en parallèle sur la bobine L₀, de sorte que nous obtenons un schéma équivalent de la figure 34. Le calcul exact de la valeur de P est assez compliqué dans ces conditions et, d'ailleurs, nous n'en avons pas besoin. Tout se passe, à peu près, dans le cas de la figure 34, comme si le condensateur P se trouvait en série avec le C.V. seul.

Pour calculer la valeur de P, il nous faut déterminer d'abord la capacité totale du circuit oscillateur du point b_2 , capacité résultant du schéma de la figure 34 où l'on court-circuite P. Cette capacité est (voir les courbes de la figure 30) de $430 + T = 451$ pF environ, et nous donne, toujours au point b_2 , une fréquence de 840 kHz.

Pour passer de b_2 en c_2 nous devons augmenter la fréquence de 840 à 1 029 kHz, c'est-à-dire dans le rapport $1 029/840 = 1,225$. La capacité totale correspondante devra donc diminuer dans le rapport $(1,225)^2 = 1,5$. Par conséquent, la capacité totale au point c_2 devra être de $451/1,5 = 300$ pF, mais dans ce total nous avons les éléments C₀ et T de la figure 34 qui ne subissent pas l'action de P.

Donc tout se passe comme si la mise en série de P devait diminuer la valeur du C.V. de $(451 - 71)$ à $(300 - 71)$ soit de 380 à 229 pF. Un calcul rapide nous montrera que la valeur de P se situe, dans ces conditions, vers 575 pF, ordre de grandeur conforme à la valeur indiquée par le standard actuel.

Donc, en fin de compte, ayant mis en circuit le padding P et le trimmer T convenablement calculés, nous déformons la courbe E et lui faisons prendre la position D.

Il ne faut pas croire que l'alignement ainsi réalisé soit parfait. Nous avons bien trois points où l'écart entre la courbe au point d'accord et celle du circuit d'oscillateur est correct (points α_1 , α_2 et α_3), mais entre ces trois points extrêmes, la

courbe rectifiée du circuit oscillateur s'écarte, en plus ou en moins, de la courbe idéale (C).

Entre les points c_2 et b_2 , l'écart entre les courbes A et D sera de $455 \text{ kHz} +$ un certain désaccord d_1 , tandis qu'entre les points b_1 et c_1 , l'écart sera de $455 \text{ kHz} -$ un certain désaccord d_2 . Dans la figure 30, nous avons volontairement exagéré l'importance de ces désaccords, afin de rendre le phénomène plus visible. Pour un ensemble accord-oscillateur bien établi et correctement aligné, l'importance des désaccords d_1 et d_2 est comprise entre 2 et 5 kHz maximum. Autrement dit, l'écart entre les courbes A et D est de $455 \text{ kHz} \pm 2 \text{ à } 5 \text{ kHz}$.

Gamme G. O.

La courbe A de la figure 35 représente la variation de la fréquence d'accord du circuit d'entrée ($L_n - CV_n$) en fonction de la position du condensateur variable. Nous admettons que la capacité minimum totale de ce circuit soit de 160 pF (au lieu de 50 pF en P. O.) et supposons que le circuit d'entrée se trouve accordé sur 205 kHz lorsque la capacité totale aux bornes de la bobine L_n est de 343 pF (point a_1).

En effet, étant donné l'étendue relativement faible (150 à 300 kHz) de la gamme G. O. à couvrir, on augmente volontairement la capacité minimum totale, par l'adjonction d'un trimmer G. O. d'accord de 100 pF environ, constitué, presque toujours, par une capacité fixe.

Nous pouvons maintenant calculer la bobine L_n d'oscillateur de façon que ce circuit résonne sur $205 + f_1 = 205 + 455 = 660 \text{ kHz}$ (dans le cas d'une M. F. = 455 kHz), lorsque la capacité totale à ses bornes est également de 343 pF (point b_1).

En procédant comme pour la gamme P. O., nous pouvons tracer la courbe B (fig. 35) du circuit oscillateur et nous rendre compte, encore une fois, que les écarts par rapport à la courbe idéale C deviennent considérables aux deux extrémités de la gamme.

En particulier, aux points qui correspondent aux fréquences d'alignement standard, soit 265 kHz et 160 kHz, nous avons, d'une part, $a_2 b_2 = 575 \text{ kHz}$ environ, et, d'autre part, $a_1 b_1 = 355 \text{ kHz}$ sensiblement, au lieu de 455 kHz dans les deux cas.

Il nous faut donc abaisser le point b_2 jusqu'au point c_2 et remonter b_1 en c_1 .

Encore une fois, un trimmer tel que T de la figure 31, placé en parallèle sur le circuit d'oscillateur, nous permettra de réduire à la valeur voulue (455 kHz) l'écart au point « 265 kHz ». Il faut noter que la valeur réelle de ce trimmer sera égale à celle du trimmer d'accord plus la valeur de T que nous allons calculer.

Le calcul de ce trimmer T, pour la gamme G. O., se fera exactement de la même façon que pour P. O., mais la valeur trouvée sera, comme on le verra, très différente.

En effet, puisque la capacité totale au point b_2 (fig. 35) est de 343 pF, et que de b_1 à b_2 la fréquence augmente dans le rapport $265/205 = 1,29$, la capacité diminue dans le rapport $(1,29)^2 = 1,66$. Donc, la capacité totale au point b_2 est de $343/1,66 = 207 \text{ pF}$ environ.

Partant de là et sachant que la fréquence au point b_2 est de 845 kHz très sensiblement, nous pouvons calculer facilement l'augmentation qu'il faut faire subir à la capacité totale, pour que cette fréquence ne soit plus que 720 kHz, c'est-à-dire pour que b_2 vienne en c_2 .

Nous avons, en effet, une diminution de la fréquence dans le rapport $845/720 = 1,174$, et, par conséquent, une augmentation de la capacité dans le rapport $(1,174)^2 = 1,38$. La capacité totale au point c_2 devra donc être

$$207 \times 1,38 = 286 \text{ pF.}$$

Par conséquent, la valeur de T sera $286 - 207 = 79 \text{ pF}$ et la capacité totale à mettre en parallèle sur le circuit oscillateur sera de 179 pF, si le trimmer du circuit d'accord est de 100 pF.

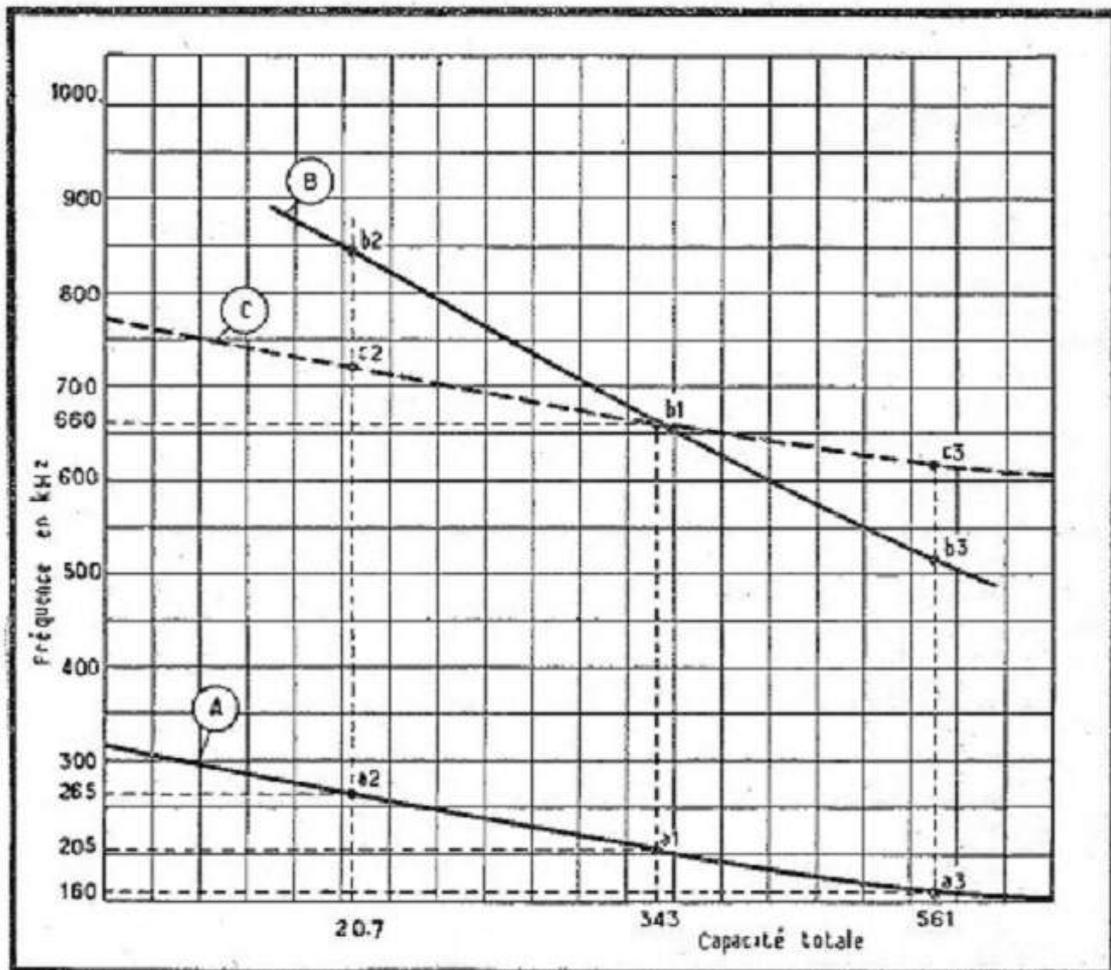


Fig. 35. — En G. O. la commande unique peut être également réalisée en trois points, comme pour la gamme P. O.

Pratiquement, il faut retenir de tout ce qui précède que la capacité totale du circuit oscillateur au point 265 kHz doit être supérieure à celle du circuit d'entrée de T picofarads. En G. O., le circuit d'entrée comporte généralement une capacité d'appoint fixe (quelquefois doublée d'un ajustable) de 100 pF environ. Il en résulte que la capacité d'appoint parallèle du circuit oscillateur sera de $100 + T$ picofarads.

Maintenant, pour remonter le point b_3 en c_3 , nous allons prévoir un condensateur-série P, dont la valeur (ou du moins l'ordre de grandeur) se calculera facilement, en suivant le même raisonnement que pour la gamme P. O.

Pour calculer la valeur de P, il nous faut déterminer d'abord la capacité totale du circuit oscillateur au point b_3 . Cette capacité est, très sensiblement (voir les courbes de la figure 35) de $561 + T = 640$ pF, et nous donne, toujours au point b_3 , une fréquence de 486 kHz.

Pour passer de b_3 en c_3 , nous devons augmenter la fréquence de 486 à 615 kHz, c'est-à-dire dans le rapport $615/486 = 1,265$. La capacité totale correspondante devra donc diminuer dans le rapport $(1,265)^2 = 1,6$. Par conséquent, la capacité totale au point c_3 devra être de $640/1,6 = 400$ pF, mais dans ce total nous avons les éléments C_0 et T de la figure 34 dont il ne faut pas tenir compte.

Comme, d'après nos conventions et calculs, $C_0 = 160$ pF et $T = 79$ pF, nous avons, en somme, à calculer une capacité P qui, mise en série avec le C. V. nous

donnera $400 - 239 = 161$ pF. Or, la capacité du C.V. seul au point b_1 est 401 pF. Par conséquent, la valeur de P sera donnée par la relation

$$161 = \frac{401 \times P}{401 + P}$$

d'où $P = 270$ pF.

Quelques remarques.

Le calcul exact des capacités d'appoint T et P est relativement compliqué et, d'ailleurs, on en a rarement besoin. Cependant, pour faciliter le travail de ceux qui ont besoin de valeurs exactes, nous donnons, à la fin de ce chapitre, trois abaques permettant de déterminer graphiquement les éléments d'une monocommande.

Pour un dépanneur ou, en général, un technicien s'occupant de la mise au point des récepteurs, il est surtout important de connaître l'ordre de grandeur des éléments et le sens de leur action. Nous avons donc cherché à réduire au minimum toutes les considérations théoriques, nous attachant davantage à montrer, sur les courbes répondant approximativement aux conditions réelles, le sens de la déformation due à l'introduction de telle ou telle capacité.

Il faut aussi tenir compte du fait que les calculs indiqués plus haut pour les gammes P.O. et G.O. se rapportent au schéma de la figure 34 et qui si le schéma du circuit oscillateur est conforme à celui de la figure 33, les valeurs de T et, surtout, de P se trouvent modifiées. Pour finir les idées, disons que dans ce cas P sera de 500 pF environ en P.O. et de 200 pF en G.O.

De plus, les exemples que nous avons choisis se rapportent uniquement aux gammes P.O. et G.O. conformes au standard actuel, couvertes à l'aide d'un condensateur variable de 480 pF de capacité maximum utile (résiduelle en moins).

Par conséquent, s'il s'agit d'une gamme différente, ou d'un C.V. ne répondant pas au standard ci-dessus, la valeur des condensateurs T et P se trouve complètement changée.

Enfin, il est évident que notre calcul n'est valable que pour la valeur f_1 choisie, c'est-à-dire 455 kHz, et pour les points d'alignement adoptés.

La solution du problème de la commande unique, telle que nous l'avons vue plus haut, consiste à obtenir trois points où l'écart entre les courbes A (accord) et B (oscillateur) est égal à la moyenne fréquence.

Cependant, on peut se contenter dans certains cas, de deux points seulement, solution adoptée parfois sur certains blocs et ensembles de bobinages.

Les courbes de la figure 36 nous font comprendre le principe de la concordance en deux points, appliqué à la gamme G.O. normale. Nous y voyons la courbe A du circuit d'entrée et la courbe C, idéale, du circuit oscillateur. Les capacités minimum correspondant aux courbes A et C sont les mêmes que dans le cas de la figure 35, soit 160 pF. Deux possibilités s'offrent à nous.

Tout d'abord nous pouvons calculer la bobine L_0 de façon que l'écart voulu (455 kHz) soit réalisé, entre les deux courbes, au point « 265 kHz » (a_2 et b_2). Dans ce cas, et en absence de tout condensateur-série (P), la courbe du circuit oscillateur aura l'allure de la courbe B_1 (fig. 36), dont l'écart par rapport à la courbe A sera de 280 kHz seulement au point b_2 . Par conséquent, pour relever le point b_2 en c_2 il nous faut augmenter la fréquence dans le rapport $615/440 = 1,4$, donc diminuer la capacité dans le rapport $(1,4)^2 = 1,96$, autrement dit avoir en c_2 une capacité totale de $561/1,96 = 286$ pF.

Autrement dit, la capacité du C.V. au point c_2 doit être de $286 - 160 = 126$ pF, au lieu de 401 pF, ce que nous obtenons en mettant en série un condensateur P tel que

$$126 = \frac{401 \times P}{401 + P}$$

d'où $P = 184$ pF.

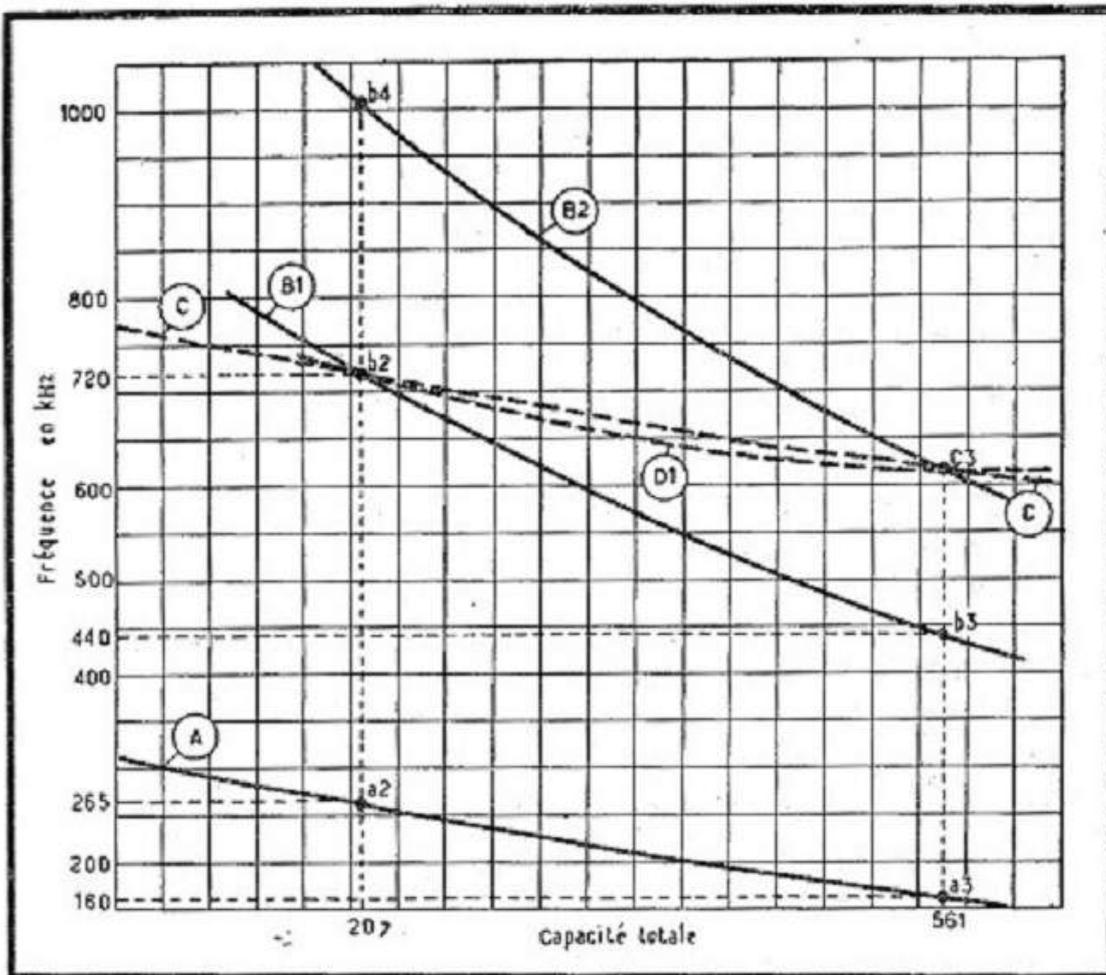


Fig. 36. — Mais il est également possible de réaliser la commande unique, en G. O., en deux points seulement.

L'action de P se fait sentir, assez faiblement, en b_2 , mais une petite capacité d'appoint de 5 à 8 pF, y rétablit la situation. La courbe « rectifiée » aura, approximativement, l'allure de la courbe D₁ de la figure 36.

Mais nous pouvons être tentés également de calculer la bobine L₀ de façon que l'écart voulu (455 kHz) soit réalisé, entre les deux courbes, au point « 160 kHz » (a_2 et c_3). Dans ce cas, et en absence de tout condensateur-série (P), la courbe du circuit oscillateur aura l'allure de la courbe B₂ (fig. 36), dont l'écart par rapport à la courbe A sera de 740 kHz au point b_4 , correspondant à la fréquence de 265 kHz.

Pour faire descendre le point b_4 en b_2 nous devons ajouter un condensateur parallèle T, de façon à faire varier la fréquence du circuit oscillateur de 1 005 à 720 kHz, c'est-à-dire dans le rapport 1,395. La capacité devra donc augmenter dans le rapport $(1,395)^2 = 1,95$, et comme nous avons 207 pF au point b_4 , il faudrait qu'elle soit de 404 pF. Par conséquent le condensateur T devrait être $404 - 207 = 193$ pF. Une capacité supplémentaire de cette importance déplacerait fortement la courbe B₂ au point c_3 et il nous faudrait revenir à la solution d'un padding P en série.

Si nous avons voulu insister un peu sur les particularités et les possibilités d'une monocommande par deux points de concordance, c'est surtout pour montrer que dans certains cas, où les bobinages G. O. sont prévus pour la concordance en trois points, il est possible, en ajustant la bobine L₀, d'une façon incorrecte, de se retrouver en fait avec deux points de concordance seulement.

Gamme O. C.

La commande unique sur la gamme O.C. est réalisée avec plus de facilité que sur les gammes P.O. et G.O. pour deux raisons. D'abord, le circuit d'entrée O.C. présente généralement une courbe assez aplatie, manifestant ainsi un manque de sélectivité. Ensuite, étant donné que les fréquences mises en jeu sont très élevées, les désaccords relatifs suffisamment faibles pour permettre un fonctionnement correct. Or, ce qui compte dans un superhétérodyne, c'est le désaccord relatif.

Expliquons cette notion en quelques mots. Supposons que sur la gamme P.O., en un point donné, soit 1 200 kHz, nous avons un désaccord absolu de + 18 kHz, c'est-à-dire un écart de 471 kHz, au lieu de 455, entre la courbe du circuit d'accord et celle du circuit oscillateur. Étant donné que le circuit oscillateur doit être accordé, à ce moment, sur 1 200 + 455, soit 1 655 kHz, nous avons un désaccord relatif de 1 % sensiblement.

Or, sur la gamme O.C., ce désaccord relatif de 1 % se traduira par un désaccord absolu de 100 kHz vers 10 MHz et 150 kHz vers 15 MHz.

Pour la gamme P.O., étant donné une courbe plus pointue du circuit d'accord, un désaccord relatif de 1 % est déjà beaucoup trop élevé, tandis qu'en O.C., à cause du circuit d'entrée, beaucoup plus amorti, il est encore acceptable.

Tout cela nous permet de réaliser l'alignement de la gamme O.C. en deux points seulement, sans dépasser pour cela les limites du désaccord relatif à 1 %.

Il existe deux systèmes. Le premier consiste à ajuster la bobine L_0 de l'oscillateur de façon à obtenir la concordance dans le haut de la gamme et à corriger le bas à l'aide d'un padding. Le deuxième est basé sur la concordance dans le bas, c'est-à-dire la suppression du padding et la correction dans le haut par un trimmer.

Voyons rapidement l'application pratique de ces deux systèmes. Les points de concordance standard de la gamme O.C. normale (5,9 à 18 MHz) correspondent aux fréquences de 6,5 et 16 MHz. Par ailleurs, on admet une capacité minimum totale de l'ordre de 50 pF, de sorte que la capacité totale aux bornes de la bobine L_0 du circuit oscillateur est de :

$$\begin{aligned} 66 \text{ pF environ à } 16 \text{ MHz;} \\ 443 \text{ pF environ à } 6,5 \text{ MHz.} \end{aligned}$$

Étant donné ces chiffres, si nous adoptons la première solution (bobine L_0 ajustée, pour la concordance sur 16 MHz), la fréquence du circuit oscillateur sera de 16,455 MHz dans le « haut » de la gamme et de 6,35 MHz dans le « bas », au lieu de 6,956 MHz. Nous devons donc diminuer la capacité totale en ce point dans le rapport $(1,095)^2 = 1,2$ et la ramener, par conséquent, à 389 pF, ce qui revient à diminuer la capacité du C.V. à 319 pF au lieu de 393 pF. On y parvient en ajoutant un condensateur-série P, dont la valeur, pour les chiffres ci-dessus, sera de 1 700 pF.

Cette valeur n'est évidemment qu'un ordre de grandeur, car elle dépend de la capacité minimum totale aux bornes de la bobine L_0 . Par exemple, si cette capacité est de 80 pF au lieu de 50 pF comme nous l'avons supposé, la valeur de P sera d'un peu plus de 5 000 pF. Ce qui est important à retenir, c'est que cette valeur est toujours assez élevée, plusieurs fois supérieure à la valeur du padding P.O.

Si nous adoptons la seconde solution (bobine L_0 ajustée pour la concordance sur 6,5 MHz), le condensateur-série P est évidemment à supprimer. La fréquence du circuit oscillateur sera alors de 18 MHz environ dans le « haut » de la gamme et il nous faudra, pour la ramener à 16,455 MHz, prévoir un trimmer T en parallèle, de quelque 13 pF.

En dehors des deux systèmes ci-dessus nous avons, en O.C., la possibilité intéressante d'utiliser le battement inférieur, c'est-à-dire d'opérer le changement de fréquence suivant la relation

$$f_2 = f_0 - f_1.$$

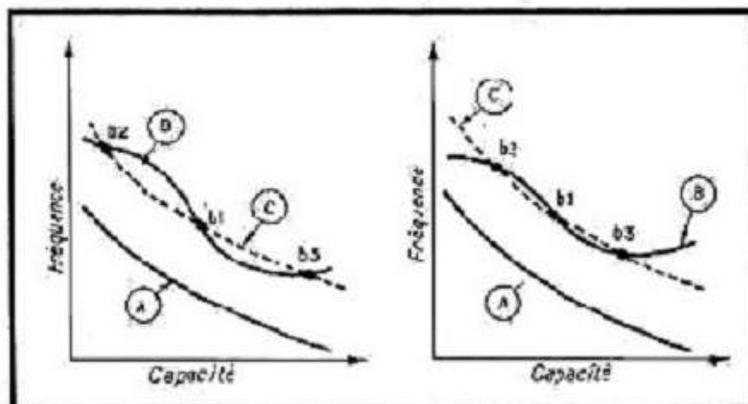
Autrement dit, la fréquence de l'oscillateur est ici inférieure à la fréquence reçue f_r de la valeur f_o . On conçoit facilement qu'une telle solution est inapplicable aussi bien en P.O. qu'en G.O.

En partant de la fréquence d'oscillateur inférieure à la fréquence d'accord, nous nous trouvons, de nouveau, devant deux solutions possibles : bobine L_o ajustée pour la concordance sur 16 MHz ou sur 6,5 MHz.

Dans le premier cas, et en admettant toujours une capacité minimum totale de 50 pF, la fréquence du circuit oscillateur sera de 15,545 MHz en « haut », et de 6 MHz en « bas ». Autrement dit, même dans le bas, la concordance est pratiquement

Fig. 37 (à gauche). — Si l'alignement se fait en deux points extrêmes, la sensibilité sera déficiente au milieu des intervalles.

Fig. 38 (à droite). — Si l'alignement se fait en deux points trop rapprochés du milieu, la sensibilité sera déficiente aux extrémités.



obtenue, puisque nous devons y avoir, pour qu'il en soit ainsi, 6,045 MHz. Cependant, elle suppose, d'abord, une certaine valeur de la capacité minimum totale et, ensuite, la même valeur de cette capacité pour les circuits d'accord et d'oscillateur. Pratiquement, il sera nécessaire de prévoir des trimmers ajustables pour ces deux circuits.

Dans le second cas, la fréquence du circuit oscillateur sera de 6,045 MHz en « bas » et de 15,7 MHz environ en « haut ». Un petit trimmer sera nécessaire, au moins sur le circuit oscillateur, pour diminuer cette fréquence jusqu'à 15,545 MHz, valeur correcte, bien que l'écart relatif reste de l'ordre de 1 %.

Il nous reste à mentionner l'avantage déjà signalé de la réception par battement inférieur : rejet en dehors des limites de la gamme reçue des réceptions parasites du deuxième battement des fréquences comprises entre 6,8 et 5,9 MHz environ.

Importance des points d'alignement.

Les courbes de la figure 30 ont été tracées en partant des points d'alignement standard de 1400 et de 574 kHz, qui sont adoptés, pour la gamme normale P.O., par la quasi totalité des constructeurs français. Cependant, il serait intéressant de voir ce qui se passe lorsqu'un récepteur est aligné sur des points nettement différents de ceux qui sont prévus.

Supposons, par exemple, que nous réalisons l'alignement sur deux points extrêmes de la gamme (fig. 37), soit 1600 kHz et 520 kHz environ pour la gamme P.O. Les désaccords atteindront une valeur prohibitive dans les intervalles b_1b_2 et b_2b_3 . De sorte que le récepteur sera normalement sensible aux deux extrémités et au milieu de la gamme, et manquera complètement de sensibilité vers 1300-1200 kHz d'une part et vers 650-750 kHz d'autre part.

Si nous faisons le contraire et alignons le récepteur sur deux points par trop rapprochés du point milieu (fig. 38), par exemple sur 1200 kHz et 700 kHz, les désaccords seront très faibles entre les points b_1b_2 et b_2b_3 , mais énormes aux deux extrémités de la gamme.

Par conséquent, la sensibilité sera excellente entre 1200 et 700 kHz et déplorable vers 1400-1500 kHz et vers 550 kHz.

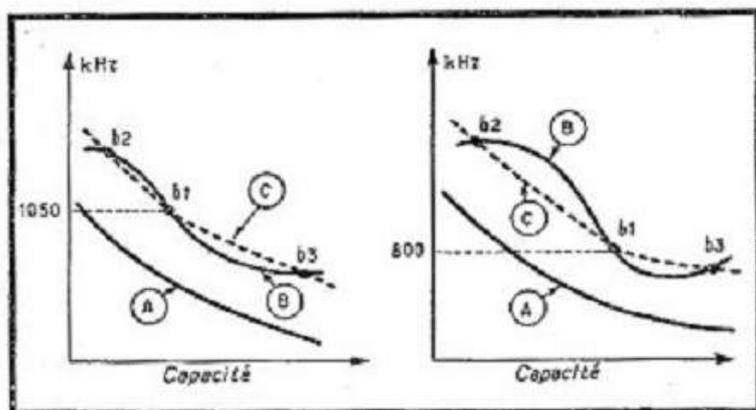


Fig. 39 (à gauche). — Défaut résultant de la « self » de l'oscillateur trop forte, ou de la M. F. trop élevée.

Fig. 40 (à droite). — Défaut résultant de la « self » de l'oscillateur trop faible, ou de la M. F. trop basse.

Importance de la self-induction du circuit oscillateur.

La « self » L_o du circuit oscillateur est calculée de façon à obtenir la concordance en un certain point milieu, à peu près à mi-distance (en fréquence) entre les points d'alignement b_2 et b_3 . Il est évident que si la valeur de cette self-induction est incorrecte et donne la coïncidence en un autre point quelconque, les désaccords seront plus importants du côté de la plus grande distance.

Si la self-induction de l'oscillateur est trop forte, la courbe prend l'allure montrée par la figure 39. La sensibilité est bonne dans le haut de la gamme (1 600-1 050 kHz) et défectueuse au milieu de l'intervalle $b_1 b_2$, c'est-à-dire vers 850-750 kHz.

Si la self-induction est trop faible (concordance obtenue sur 800 kHz, par exemple), la courbe présente l'aspect de la figure 40. La sensibilité est bonne entre 800 et 520 kHz et défectueuse au milieu de l'intervalle $b_1 b_2$, c'est-à-dire vers 1 100-1 200 kHz.

Importance de la M. F.

Un oscillateur est calculé pour une valeur bien déterminée de la M. F., et si cette valeur n'est pas respectée, l'effet est le même que si la self-induction de l'oscillateur était incorrecte.

Il arrive assez souvent que l'on aligne les transformateurs M. F. sur une fréquence quelconque, en plus ou en moins de la fréquence normale, soit parce que l'alignement a été effectué « à la va vite » sans générateur H. F., simplement à l'oreille, soit parce que la fréquence d'accord nous est inconnue.

Si la M. F. est trop élevée, la concordance est obtenue non plus au point b_1 , mais en un point quelconque à gauche. Tout se passe comme si la self-induction de l'oscillateur était trop forte, et nous obtenons la courbe de la figure 39. Le récepteur manque de sensibilité vers 850-750 kHz.

Si la M. F. est trop faible, la concordance est obtenue à droite du point b_1 et nous avons la courbe de la figure 40. Tout se passe comme si la self-induction de l'oscillateur était trop faible et le récepteur peut présenter un « trou » dans le haut de la gamme.

À noter que les conséquences d'un désaccord éventuel de la M. F. sont beaucoup plus graves dans les récepteurs « 480 kHz » que dans ceux « 135 kHz ».

Commande unique par C. V. à profil spécial.

Ce système a été pendant longtemps abandonné, après avoir connu une certaine vogue entre 1934 et 1940, surtout dans les récepteurs d'importation ou d'inspiration américaine. Actuellement, il est revenu à la surface avec les récepteurs portatifs à transistors. Il est donc utile de connaître ses particularités.

Au lieu d'ajouter des condensateurs d'appoint en parallèle et en série, de façon à faire « coller » la courbe du circuit oscillateur avec celle du circuit d'accord, on donne aux lames mobiles du C.V. d'oscillateur une allure spéciale, calculée de manière à obtenir en chaque point la capacité nécessaire pour que la différence des fréquences soit maintenue à la valeur voulue tout le long de la gamme.

Si nous réfléchissons un peu, nous comprendrons facilement que la solution du profil spécial entraîne deux conséquences importantes.

Tout d'abord, un profil déterminé de lames ne peut convenir qu'à une valeur déterminée, et une seule, de la M.F. Si les transformateurs M.F. sont accordés sur une fréquence incorrecte, il y a une baisse de sensibilité sur toute la gamme, et non plus sur certains points, comme cela se produit avec les systèmes de commande unique à trois points de concordance. Donc, attention à la valeur correcte de la M.F.

Ensuite, pour bien faire, il faudrait avoir un C.V. d'oscillateur spécial pour chaque gamme. Cela se voit sur des récepteurs soignés. Sur les autres, notamment sur les miniatures, on utilise en G.O. la solution mixte : profil spécial + condensateurs d'appoint.

A noter que nous avons, de toute façon, les trimmers, accord et oscillateur, de manière à équilibrer au départ les capacités parasites dues au câblage, par exemple.

Calcul graphique des éléments d'une commande unique.

La méthode graphique exposée ci-après permet de déterminer rapidement la valeur des condensateurs d'appoint, série et parallèle, d'un circuit oscillateur, afin d'obtenir la concordance en trois points. Les schémas des figures 41 et 42 représentent les deux variantes de la structure classique d'un circuit oscillateur, où nous avons :

- L_0 — self-induction de la bobine accordée de l'oscillateur ;
- C_0 — somme de toutes les capacités parasites : résiduelle du C.V., capacité d'entrée de la lampe, capacité des connexions ;
- C — capacité variable utile du C.V. utilisé ;
- C_1 — capacité parallèle d'appoint (trimmer), dans le cas où elle est placée aux bornes de la bobine ;
- C_2 — capacité série d'appoint (padder) ;
- C_3 — capacité parallèle d'appoint (trimmer), dans le cas où elle est placée sur le C.V.

Pour le schéma de la figure 41, C_1 comprend la capacité répartie de la bobine L_0 , ainsi que d'autres capacités parasites se rapportant directement à la bobine.

Les trois abaques ont été établis, en principe, pour des points d'alignement différents de ceux normalisés en France, à savoir les deux fréquences extrêmes de la gamme couverte (f_{\min} et f_{\max}) et leur moyenne géométrique, c'est-à-dire $\sqrt{f_{\min} \cdot f_{\max}}$. Il est à noter que cette répartition des points d'alignement semble être adoptée par certains constructeurs importants et notamment par Philips.

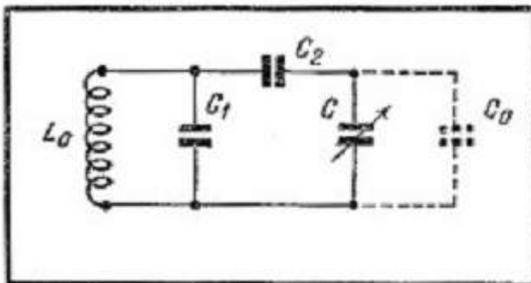


Fig. 41. — Schéma du circuit oscillateur avec le trimmer en parallèle sur le bobinage.

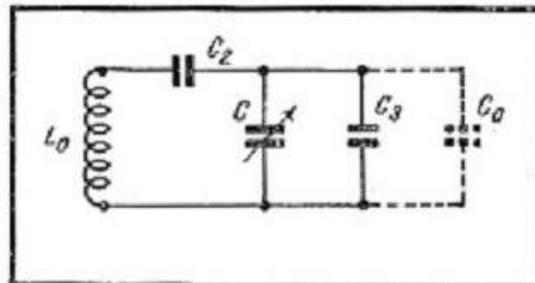


Fig. 42. — Schéma du circuit oscillateur avec le trimmer en parallèle sur le C.V.

Il est cependant possible d'utiliser également ces abaques pour les points d'alignement « normalisés », en posant :

$$\begin{aligned} f_{\min} &= \text{point d'alignement bas (574 kHz)}; \\ f_{\max} &= \text{point d'alignement haut (1 400 kHz)}; \\ C &= \text{capacité du C.V. (sans résiduelle) au point } f_{\min}; \end{aligned}$$

Cette valeur de la capacité C est indiquée dans le chapitre V, relatif aux gammes couvertes et aux points d'alignement : 383 pF en P.O. et 402 pF en G.O.

La capacité du condensateur série C_2 est toujours de beaucoup supérieure à C_1 ou C_3 (de 5 à 10 fois au moins). Les trois abaques ont été établis en tenant compte de cette condition, de sorte qu'il est possible de se faire une idée sur la justesse d'un calcul en vérifiant si C_2 est beaucoup plus grand que C_1 (ou C_3).

Le calcul des éléments d'un circuit d'oscillateur doit se faire après celui des éléments du circuit d'entrée (et, éventuellement, du circuit d'amplification H.F.), ce qui nous donne les fréquences minimum (f_{\min}) et maximum (f_{\max}) de la gamme couverte, la self-induction L_1 du circuit d'accord et la capacité maximum du C.V. (C).

La valeur des différents éléments du circuit oscillateur (L_0 , C_2 , C_1 ou C_3) se calcule à l'aide des abaques des figures 43, 44 et 45, suivant le graphique de la figure 46, qui constitue, en quelque sorte, le mode d'emploi. Lorsque la structure du circuit oscillateur est celle de la figure 41, le point 2 de la figure 46 est pris sur une courbe en trait plein, tandis que si l'on calcule le schéma de la figure 42, on prend le point 2 sur une courbe en trait interrompu.

Pour donner au calcul une précision plus grande, l'échelle C_2 de l'abaque 44 est partagée en deux. Si le rapport f_1/f_{\min} est compris entre 0,01 et 0,3, le calcul se fait en suivant l'échelle de gauche ($C_2 = 200$ pF à 100 000 pF). Si le rapport f_1/f_{\min} est compris entre 0,3 et 10, le calcul se fait en suivant l'échelle de droite ($C_2 = 10$ à 400 pF).

Les échelles L_1 et L_0 de l'abaque 45 sont conçues de façon analogue.

Autrement dit, si la valeur de L_0 correspondante doit être portée sur l'échelle de droite, le calcul de la valeur nécessaire de L_1 doit se faire également sur l'échelle de droite, et inversement.

Pour tous les abaques C_{\max} représente la somme de la capacité maximum du C.V. (C) et de la capacité C_0 . Lorsque le point d'alignement bas choisi ne correspond pas à l'extrémité de la gamme, C_{\max} représente la capacité du C.V. au point f_{\min} , plus la capacité C_0 .

Voyons maintenant sur quelques exemples la façon d'utiliser ces abaques.

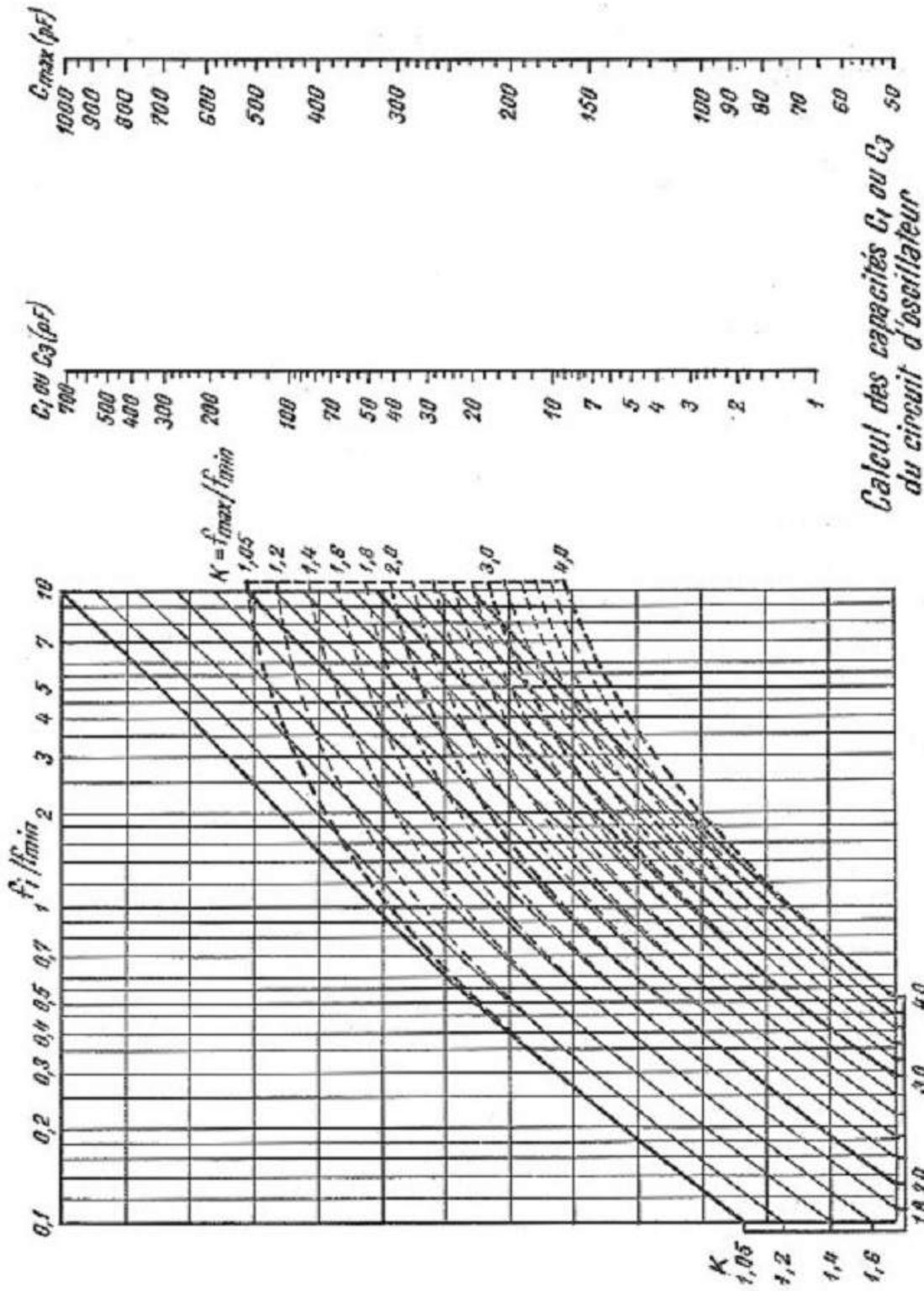
I. — Soit un circuit oscillateur réalisé suivant le schéma de la figure 41, et les valeurs suivantes qui nous sont données :

$$\begin{aligned} L_1 &= 170 \mu\text{H}; \\ C &= 490 \text{ pF}; \\ C_0 &= 40 \text{ pF}; \\ \text{gamme couverte} &: 520 \text{ à } 1\,600 \text{ kHz}; \\ f_1 &= 455 \text{ kHz}. \end{aligned}$$

Les points d'alignement que nous adoptons correspondent aux extrémités de la gamme, ce qui nous donne :

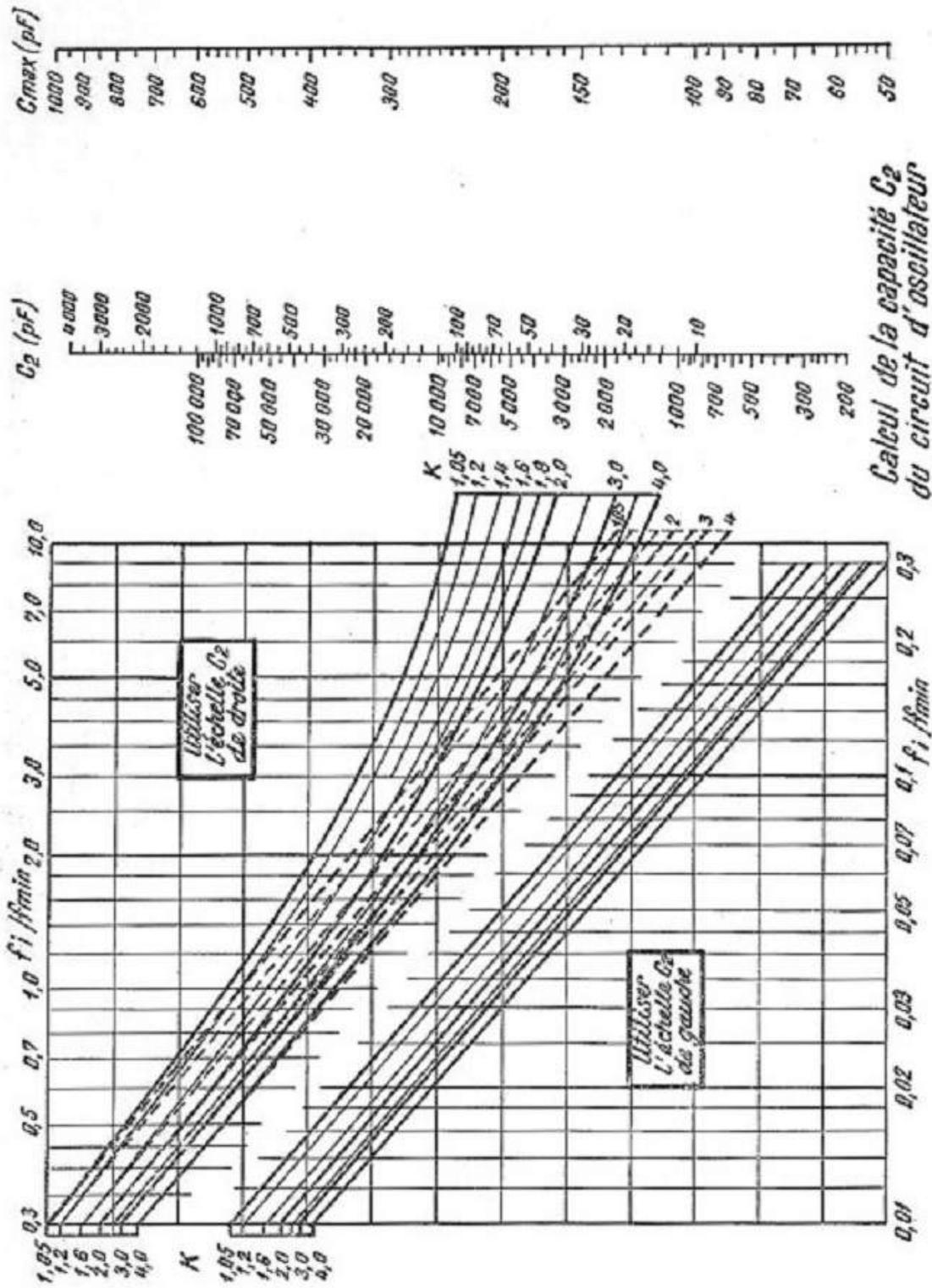
$$\begin{aligned} f_{\max}/f_{\min} &= K = 3,08; \\ f_1/f_{\min} &= 0,875; \\ C_{\max} &= 530 \text{ pF}. \end{aligned}$$

Dans ces conditions, l'abaque 43 nous donne $C_1 = 14$ pF environ. L'abaque 44 nous donne $C_2 = 550$ pF environ et, enfin, l'abaque 45 nous donne $L_0 = 85$ μH environ.



Calcul des capacités C_1 ou C_3 du circuit d'oscillateur

Fig. 43. — Aboque pour le calcul des capacités C_1 ou C_3 du circuit d'oscillateur.



Calcul de la capacité C_2 du circuit d'oscillateur

Fig. 44. — Aboque pour le calcul de la capacité C_2 du circuit d'oscillateur.

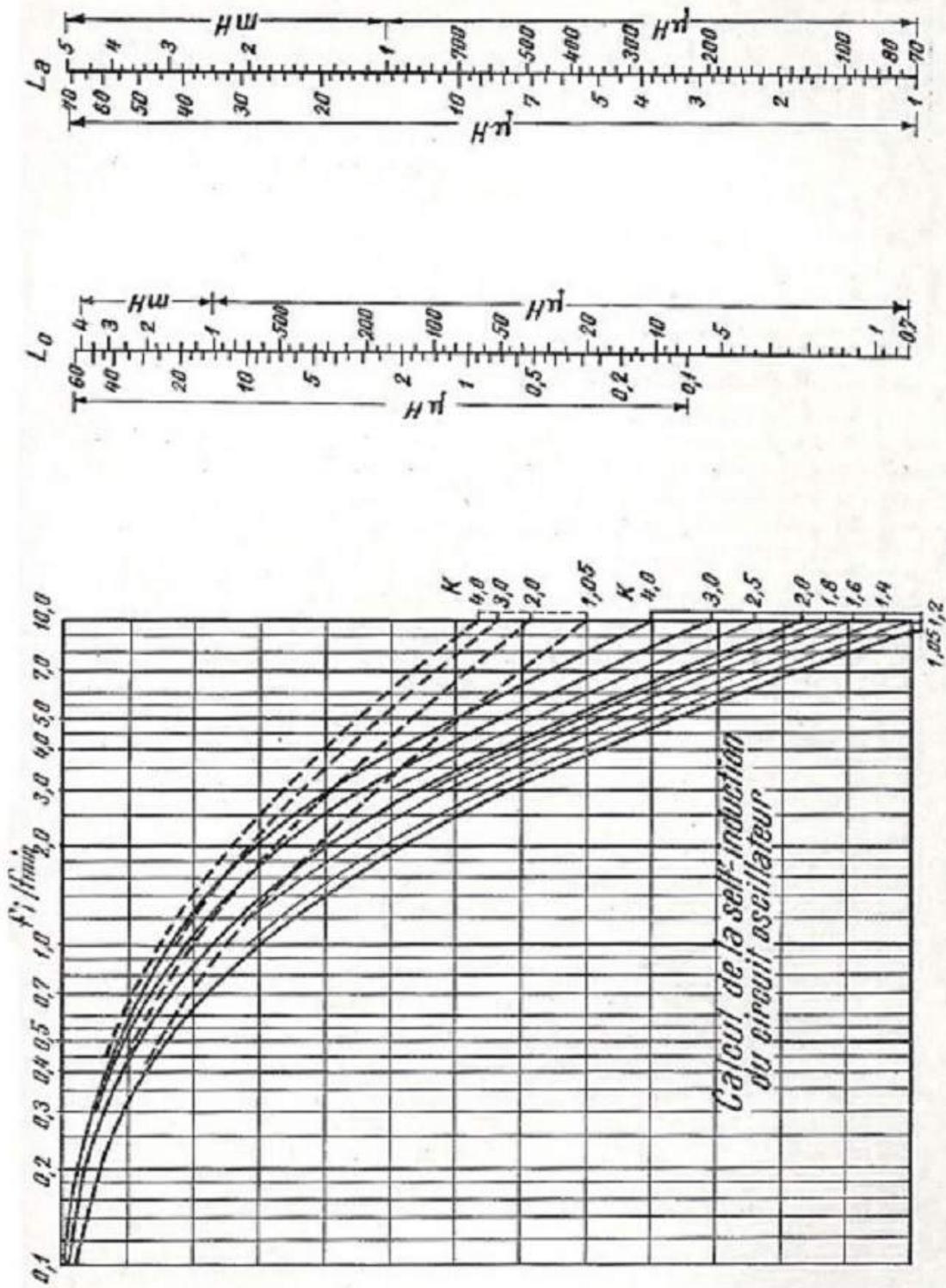


Fig. 45. — Abaque pour le calcul de la self-induction du circuit oscillateur.

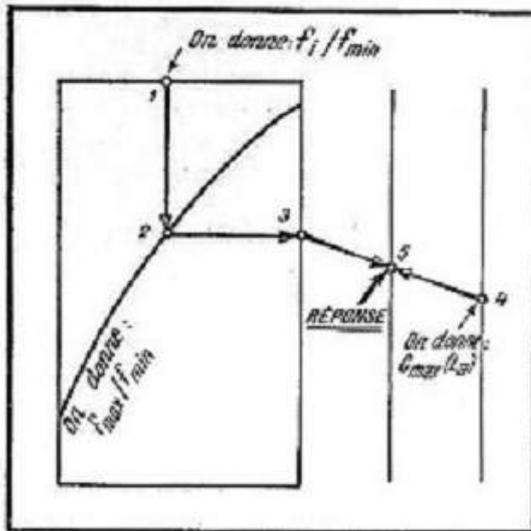


Fig. 46. — Graphique indiquant le mode d'emploi des abaques des figures 43, 44 et 45.

2. — On prend le même circuit oscillateur, mais on adopte les points d'alignement standard, c'est-à-dire $f_{\min} = 574$ kHz et $f_{\max} = 1\,400$ kHz.

Dans ces conditions nous avons :

$$f_{\max}/f_{\min} = K = 2,44 ;$$

$$I_1/f_{\min} = 0,793 ;$$

$$C_{\max} = 383 + 40 = 423 \text{ pF.}$$

Nous obtenons alors $C_1 = 15$ pF par l'abaque 43, puis $C_2 = 525$ pF environ par l'abaque 44, enfin $L_0 = 80$ μ H environ par l'abaque 45.



AMPLIFICATEURS M. F.

Constitution générale.

La moyenne fréquence f_1 , apparaissant après changement de fréquence dans le circuit anodique du tube correspondant, est amplifiée, avant la détection par un ou deux étages dits amplificateurs M. F., comportant, chacun, une lampe et des circuits de liaison.

L'amplificateur M. F. le plus souvent adopté dans les récepteurs normaux de radiodiffusion comprend un seul étage, et son schéma classique est celui de la figure 47, la lampe étant une penthode à pente variable (EP41, 6BA6, UF41, EF85, EF89, etc.), dont la polarisation est obtenue soit par une résistance cathodique, soit par la ligne C. A. V. (cathode à la masse).

Les deux éléments de couplage, MF1 et MF2, appelés *transformateurs M. F.*, constituent l'essentiel de ce schéma et comprennent, chacun, deux enroulements identiques (L_1 et L_2 , par exemple), accordés par des capacités C_1 et C_2 et couplés inductivement.

Chaque circuit pris isolément est rigoureusement accordé sur la fréquence f_1 et, généralement, cela entraîne l'identité des quatre bobines et des quatre condensateurs. Cependant, et pour des raisons que l'on verra plus loin, il arrive parfois que certaines bobines soient différentes des autres, ce qui entraîne évidemment une valeur différente

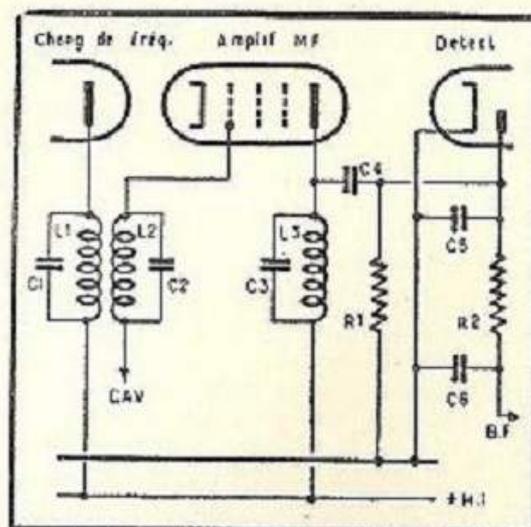


Fig. 47. — Schéma classique d'un amplificateur M. F. à un seul étage et de couplage par transformateurs MF1 et MF2

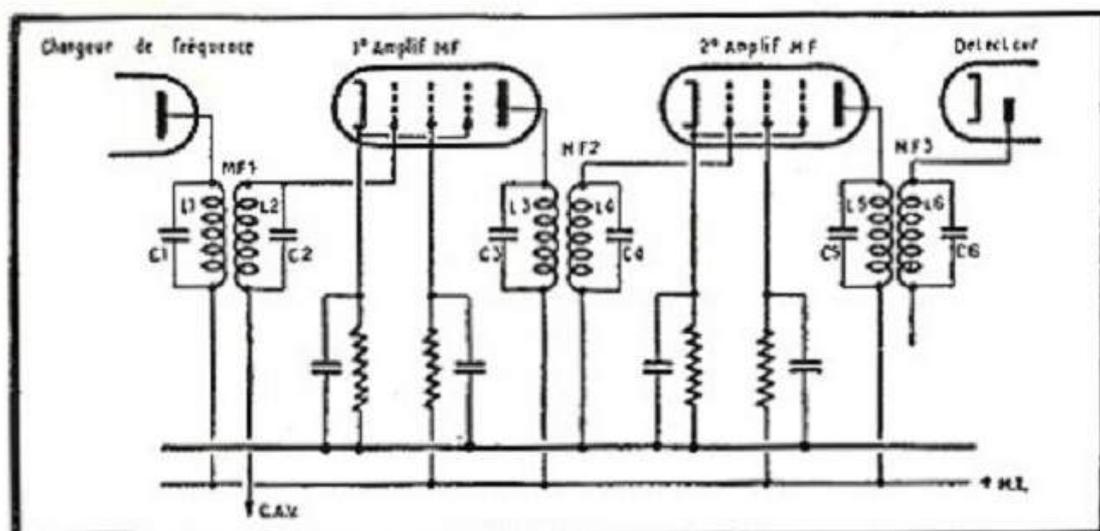


Fig. 48 (ci-dessus). — Schéma d'un amplificateur M.F. à deux étages.

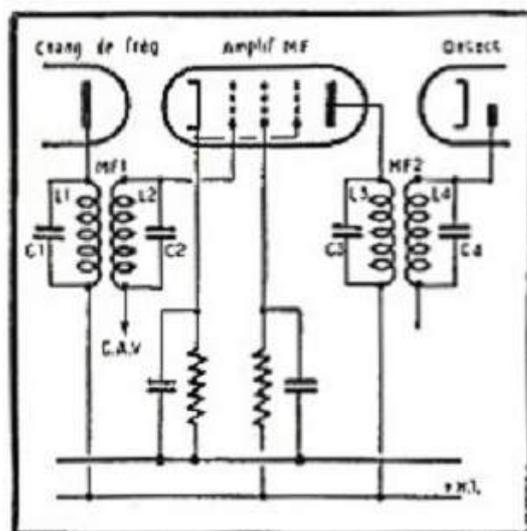


Fig. 49 (ci-contre). — Variante d'un amplificateur M.F. à un seul étage.

pour le condensateur correspondant, car le circuit doit rester accordé sur la fréquence f_1 commune.

Dans certains récepteurs professionnels ou spéciaux on a recours à deux étages successifs d'amplification M.F. (fig. 48) aussi bien pour augmenter le gain total de l'amplificateur que pour obtenir une courbe de réponse totale meilleure. Par sa constitution un tel amplificateur ne diffère en rien de celui de la figure 47 et comporte, simplement, une lampe et un transformateur M.F. (MF3) en plus. Assez souvent on supprime l'action de l'antifading sur la grille de la deuxième amplificatrice M.F. Mais d'une façon générale les amplificateurs M.F. à deux étages, délicats à mettre au point, ne sont utilisés qu'exceptionnellement.

Dans certains récepteurs bon marché on utilise parfois la solution économique de la figure 49 : remplacement du deuxième transformateur M.F. par une liaison semi-apériodique. Le circuit C_3L_4 est évidemment accordé sur la moyenne fréquence. Le condensateur de liaison a une valeur de 100 à 200 pF, la résistance R_1 est la résistance de charge normale du détecteur (250 000 à 500 000 ohms), le condensateur C_4 est de 50 à 100 pF, tandis que R_2 et C_5 constituent un filtre, avec $R_2 = 50 000$ ohms et $C_5 = 100$ à 150 pF.

Il est à noter que la solution de la figure 49 peut être employée lorsqu'on se trouve en face d'un transformateur M.F. défectueux : l'un des enroulements coupé.

Fig. 50 (ci-contre). — Constitution d'un transformateur M. F. à réglage par capacités ajustables.

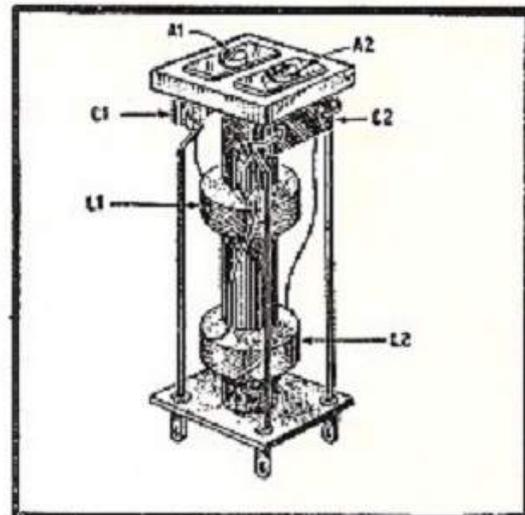
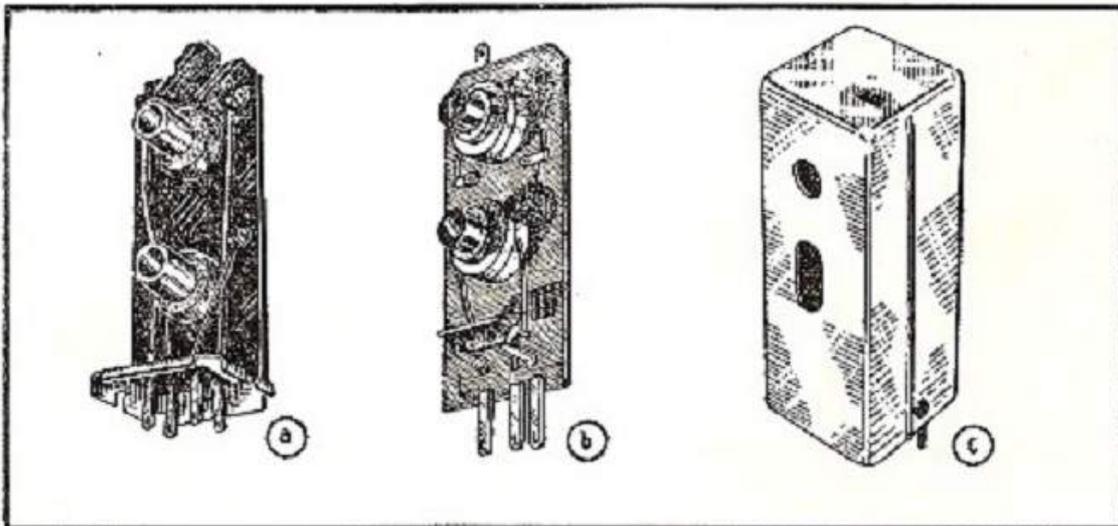


Fig. 51 (ci-dessous). — Différents aspects des transformateurs M. F. modernes.



Chaque circuit d'un transformateur M. F. peut être toujours ajusté, de façon que sa fréquence de résonance soit exactement celle prévue par le constructeur.

Ce réglage peut se faire soit par variation de la capacité (condensateurs ajustables), soit par variation de la self-induction (noyaux magnétiques réglables).

La première solution est pratiquement abandonnée, et on ne la rencontre que sur des récepteurs anciens, d'avant 1939. Le croquis de la figure 50 montre un tel transformateur hors blindage, avec ses deux enroulements L_1 et L_2 , les deux capacités fixes C_1 et C_2 et les deux ajustables A_1 et A_2 . Parfois, on se contentait de prévoir deux ajustables de valeur suffisante et on supprimait les capacités fixes.

La seconde solution (noyaux magnétiques réglables) est la seule utilisée actuellement, et un transformateur M. F. prend l'un des aspects de la figure 51, suivant que l'on utilise les tubes supports en matière isolante avec une vis magnétique à l'intérieur (fig. 51 a) ou au noyau dit « pot fermé » (fig. 51 b). La figure 51 c montre l'aspect classique d'un transformateur M. F. avec son blindage.

Caractéristiques des circuits M. F.

On rencontre encore des récepteurs dont les transformateurs M. F. sont accordés sur des fréquences de l'ordre de 130 kHz. Ils sont facilement reconnaissables par la

résistance ohmique relativement élevée de chaque bobine (entre 25 et 30 ohms, généralement).

L'accord de ces transformateurs se fait toujours par variation de la capacité. Par ailleurs, on trouve les valeurs suivantes :

Self-induction de chaque bobine	7 500 à 10 000 μH ;
Capacité d'accord	150 à 200 pF.

Les bobines sont réalisées en fil très fin, à double couche soie le plus souvent, et comportent un grand nombre de spires.

Lorsqu'il s'agit de transformateurs dont la fréquence d'accord se situe entre 450 et 480 kHz, les bobines sont réalisées presque toujours en fil divisé (dit « fil de Litz ») et leur résistance ohmique se situe entre 2 et 5 ohms. Le nombre de spires est relativement faible, d'autant plus que l'on utilise des noyaux magnétiques à grande perméabilité. Les constantes des circuits de ces transformateurs sont, approximativement :

Self-induction de chaque bobine	550 à 850 μH ;
Capacité d'accord	150 à 200 pF.

Gain.

Le gain d'un étage M.F. dépend de la lampe employée et de la qualité des circuits M.F. utilisés. En gros, il peut être exprimé par la relation

$$\text{Gain} = S Z_a$$

où S est la pente statique de la lampe en ampère par volt et Z_a l'impédance de charge, c'est-à-dire la charge constituée par le transformateur M.F. L'impédance Z_a est d'autant plus élevée que la qualité des circuits M.F. est meilleure, mais il ne faut pas confondre l'impédance résultante d'un transformateur (Z_a) et celle d'un circuit M.F. pris isolément, indiquée souvent dans les notices des constructeurs. Cette dernière est toujours très élevée (du moins pour des circuits de bonne qualité) et se situe entre 300 000 et 400 000 ohms.

Quant à l'impédance réelle Z_a , qui dépend, en particulier, du couplage du transformateur correspondant, sa valeur est nettement plus faible : à peu près la moitié de l'impédance d'un seul circuit.

Lorsque la pente de la lampe utilisée est faible, ce qui est le cas des tubes miniatures pour postes à piles, on cherche à augmenter l'impédance de chaque circuit et, par conséquent, celle du transformateur, en réalisant des bobinages de self-induction élevée (1 000 à 1 400 μH), accordés par des condensateurs fixes de faible valeur.

Les chiffres exprimant le gain réel d'un étage M.F., c'est-à-dire le rapport de la tension appliquée à la grille de la préamplificatrice M.F. par la tension appliquée à la grille de la lampe M.F. peuvent varier très sensiblement suivant la méthode de mesure employée et suivant les particularités des circuits. Généralement ce gain se situe entre 80 et 120.

Couplage.

La caractéristique essentielle d'un transformateur M.F. est son degré de couplage, c'est-à-dire, pratiquement, la distance d entre les deux circuits (fig. 52).

De ce couplage dépend la courbe de réponse de chaque transformateur et, en définitive, la sélectivité et la sensibilité de l'amplificateur M.F. tout entier.

Par conséquent, on ne doit, sous aucun prétexte, lors d'un dépannage ou d'une réparation quelconque, modifier la position respective des bobines.

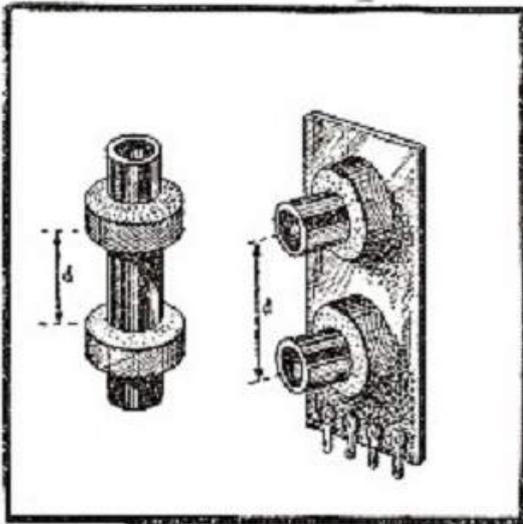


Fig. 52. — C'est la distance entre les deux bobines qui détermine le couplage.

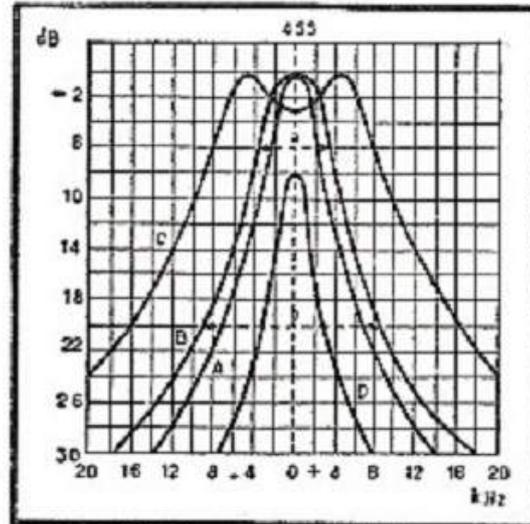


Fig. 53. — Allure des courbes de sélectivité d'un transformateur M.F. en fonction du couplage.

Pour illustrer l'influence du couplage, nous donnons (fig. 53) trois courbes relatives à un transformateur M.F. courant.

En B nous voyons la courbe classique d'un transformateur M.F. au couplage dit critique : le sommet est très légèrement aplati et les flancs de la courbe tombent assez rapidement, la bande passante (autrement dit la largeur de la courbe) étant néanmoins suffisamment large : $a = 7$ kHz environ à -6 dB et $b = 18$ kHz environ à -20 dB.

Si, en partant de la position donnant la courbe B, nous rapprochons les deux bobines du transformateur, nous augmentons le couplage, et la courbe C, par exemple, est caractéristique d'un transformateur dit surcouplé : le sommet s'élargit considérablement et comporte deux bosses avec un creux au milieu. La distance entre les deux bosses et la profondeur du creux augmentent au fur et à mesure que le couplage augmente. Par ailleurs, la courbe devient de plus en plus large dans son ensemble, donc la sélectivité diminue.

Au contraire, si nous diminuons le couplage, c'est-à-dire si nous augmentons la distance entre les deux bobines, la courbe devient de plus en plus étroite et, de plus, sa hauteur diminue (diminution de la sensibilité). Ainsi, la courbe A de la figure 53 est obtenue pour un couplage légèrement inférieur au couplage critique, tandis que la courbe D résulte d'un couplage beaucoup plus faible.

Facteurs pouvant influencer le couplage.

Théoriquement, toute retouche, toute modification apportée à un transformateur M.F. se répercute sur son couplage, c'est-à-dire sur la forme de sa courbe. Il est évident, toutefois, que des variations de couplage faibles sont sans influence pratique sur le fonctionnement de l'ensemble. Voici donc quelques facteurs qui peuvent modifier les caractéristiques d'un transformateur M.F.

a. — Distance entre les bobines.

Nous l'avons déjà mentionné et rappelons simplement que de cette distance dépend, en particulier, l'induction mutuelle M . Or, le coefficient de couplage k est directement proportionnel à M .

b. — Position des bobines par rapport au blindage.

Nous avons vu plus haut que la présence d'un blindage diminuait la self-induction d'une bobine d'autant plus que ce blindage était plus rapproché, sans parler des pertes H.F. introduites par la proximité d'une masse métallique. Or, la mutuelle induction M , donc le coefficient de couplage k , dépend également de la self-induction des deux bobines en présence. Par ailleurs, toute variation des pertes H.F. se répercute aussi sur le couplage qui diminue lorsque les pertes augmentent.

Il est donc assez hasardeux d'enfermer un transformateur M.F. dans un blindage beaucoup plus grand ou nettement plus petit que celui prévu à l'origine.

c. — Qualité des bobines.

Autrement dit il s'agit de ce que l'on appelle le coefficient de surtension que l'on désigne par Q . La notion de la qualité est évidemment liée à celle des pertes H.F. : Q augmente lorsque les pertes diminuent et inversement. Par conséquent, le coefficient de surtension agit sur le couplage en sens inverse de l'action des pertes H.F. : lorsque Q augmente, le couplage augmente.

Il en résulte que si, dans un transformateur M.F., on remplace un bobinage défectueux par un autre, ayant exactement la même self-induction, mais de qualité qui peut être différente, le couplage peut se trouver modifié et devenir plus serré ou plus lâche, suivant que la nouvelle bobine est meilleure ou moins bonne que l'ancienne. Rappelons que la qualité d'une bobine peut varier dans d'assez larges limites (la self-induction restant constante) suivant le diamètre et la nature (fil plein ou fil divisé) du fil employé, suivant l'isolant de ce fil, suivant les dimensions géométriques de la bobine, suivant la nature de la carcasse-support, etc., etc.

d. — Self-induction des bobines.

Nous avons indiqué plus haut que l'induction mutuelle M dépendait, en particulier, de la self-induction des deux bobines en présence. Par conséquent, pour une même fréquence d'accord et la même position respective des bobines, le couplage d'un transformateur M.F. varie suivant le rapport L/C de chaque circuit.

Par exemple, si dans un transformateur on remplace deux circuits $L = 615 \mu\text{H}$ et $C = 200 \text{ pF}$ par deux circuits $L = 1230 \mu\text{H}$ et $C = 100 \text{ pF}$, la distance entre les deux bobines ainsi que les dimensions géométriques de ces dernières restant les mêmes, le couplage sera, théoriquement, plus serré, à moins que la qualité des nouvelles bobines ne soit nettement inférieure à celle des enroulements d'origine.

e. — Fréquence d'accord.

Le couplage optimum d'un transformateur M.F. est déterminé pour une certaine fréquence et toute modification de cette dernière, modification simultanée et identique pour les deux circuits, provoque une variation de couplage.

Ce cas est important dans la pratique, car il correspond à l'opération qui consiste à régler sur 455 kHz les transformateurs prévus à l'origine pour 472 kHz ou inversement.

En principe le couplage augmente avec la fréquence, ce qui voudrait dire qu'en accordant sur 455 kHz un transformateur prévu pour 472 kHz on diminue le couplage. Mais pour réaliser un nouvel accord on est obligé d'enfoncer davantage la vis magné-

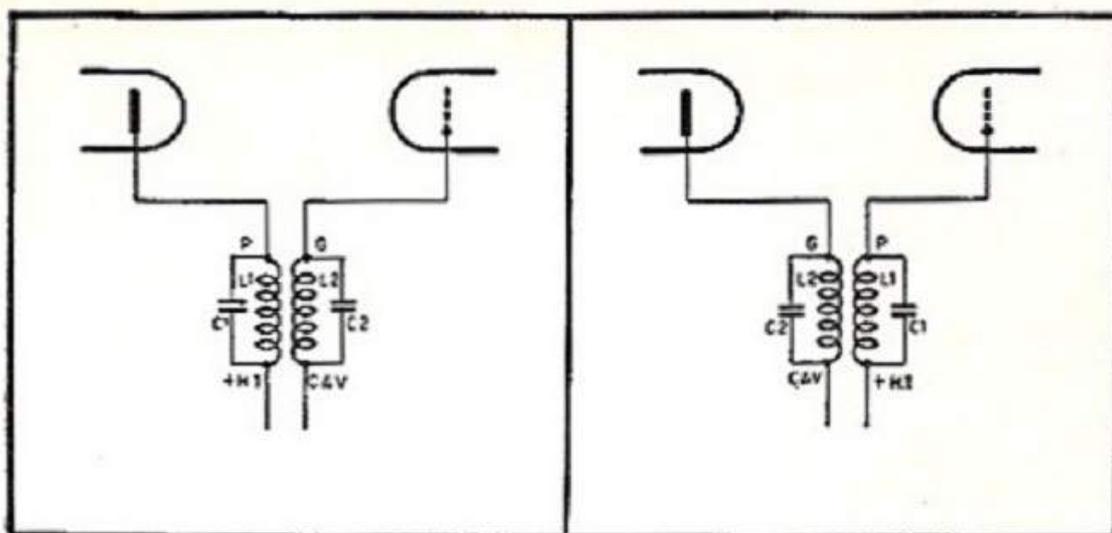


Fig. 54. — Branchement normal d'un transformateur M. F.

Fig. 55. — Branchement où l'on intervertit le primaire et le secondaire.

tique de réglage, ce qui a pour effet d'augmenter le coefficient de surtension Q , donc d'augmenter le couplage.

Ces deux actions contraires se compensent probablement tout à fait, puisque nos essais sur quelques échantillons de transformateurs M. F. ne nous ont jamais permis de constater une différence appréciable dans la courbe de réponse sur 455 kHz ou 472 kHz. Bien entendu, il faut que la course du noyau réglable soit suffisante pour permettre les deux accords.

f. — Inversion primaire-secondaire.

Un transformateur M. F. étant constitué par deux circuits identiques, il est théoriquement possible de brancher le secondaire à la place du primaire et inversement. Autrement dit, si le branchement indiqué par le constructeur est celui de la figure 54, les différentes lettres étant celles que l'on trouve généralement pour repérer les cosses, nous devrions pouvoir sans inconvénient réaliser le branchement de la figure 55.

En réalité, le résultat final dépend de la constitution interne, « mécanique », du transformateur. Si les deux circuits sont parfaitement symétriques par rapport à la masse, autrement dit si les deux bobines sont à égale distance du blindage, le transformateur peut être inversé, pratiquement sans répercussion sur le couplage.

Mais s'il existe une dissymétrie interne, les résultats peuvent être très mauvais et nous avons pu observer, dans certains cas, une augmentation du couplage telle que la courbe de réponse présentait deux bosses très écartées et un creux atteignant -6 à -7 dB, avec, comme conséquence, une sélectivité déplorable bien entendu.

Donc, en règle générale, méfiez-vous de l'inversion primaire-secondaire.

g. — Inversion entrée-sortie.

Si l'on inverse les connexions de l'un des enroulements, primaire (fig. 56) ou secondaire (fig. 57). Il est à prévoir que le couplage va varier, car l'un des enroulements sera parcouru dans le sens inverse.

L'inversion de l'un des enroulements conduit toujours à une diminution du couplage, c'est-à-dire, en principe, à une meilleure sélectivité. Cependant, suivant la conception et la constitution interne du transformateur, cette diminution du couplage

peut s'accompagner d'une baisse de sensibilité appréciable. Les résultats pouvant varier dans de très larges limites d'un type de transformateur à l'autre, il n'est pas possible de les chiffrer, même approximativement. Disons simplement que la diminution de la sensibilité peut atteindre, dans certains cas, plusieurs décibels.

Si l'on inverse les connexions des deux enroulements en même temps (fig. 58), le couplage ne devrait pas changer, théoriquement toujours, si le transformateur est symétrique. Pratiquement on constate souvent de faibles écarts par rapport à la courbe primitive, dus justement à un léger manque de symétrie.

En conclusion nous pouvons dire ceci :

L'inversion du primaire seul peut se justifier à la rigueur si l'on cherche à augmenter la sélectivité (au détriment de la musicalité, bien entendu).

L'inversion du secondaire seul produit généralement un effet plus accentué et peut s'accompagner d'une diminution sérieuse de la sensibilité.

L'inversion des deux enroulements en même temps n'apporte, le plus souvent, qu'une faible modification.

h. — Amortissement du primaire.

Puisque le couplage dépend de la qualité des circuits en présence et que cette qualité diminue si l'on amortit artificiellement l'un des circuits (ou les deux), il est à prévoir que tout amortissement diminue le couplage.

Par ailleurs, nous pouvons amortir soit par une résistance parallèle R_p (fig. 59 a), soit par une résistance série R_s (fig. 59 b). Il est même possible, lorsqu'on peut connaître la self-induction de la bobine L , de trouver la valeur de la résistance série R_s équivalente à une résistance parallèle R_p .

Dans le cas des transformateurs M. F., dont la self-induction se situe vers 700 μH pour chaque bobine, la correspondance suivante peut être établie entre les résistances série et les résistances en parallèle.

R_s (ohms)	R_p (ohms)
25	160 000
50	80 000
100	40 000
200	20 000
500	8 000
1 000	4 000

Pratiquement, il est presque toujours plus commode d'amortir par une résistance parallèle.

Donc, lorsqu'on amortit le primaire d'un transformateur M. F. par une résistance parallèle (fig. 59), on observe une diminution du couplage qui, pour les différentes valeurs de R_p , peut se traduire approximativement par les courbes de la figure 61.

La courbe A étant celle du transformateur sans aucun amortissement, nous pouvons, par des valeurs relativement élevées de R_p , avoir un léger désaccord, se traduisant par une courbe dissymétrique B. Si la valeur de R_p diminue suffisamment (amortissement augmente), nous n'aurons plus qu'une courbe à une seule bosse (C) avec beaucoup moins d'amplification et plus de sélectivité. Le couplage a diminué dans de très fortes proportions.

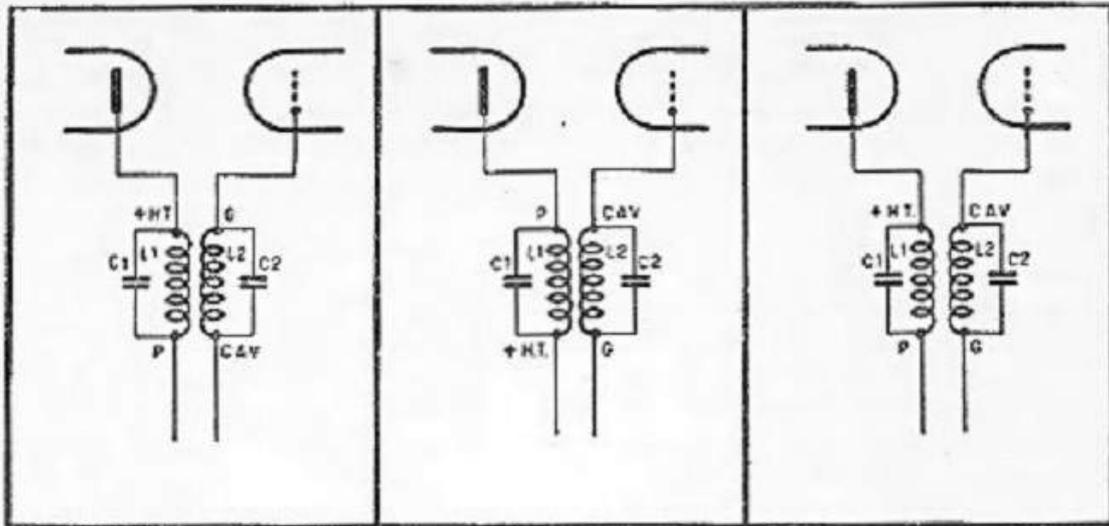


Fig. 56. — Inversion du primaire seul.

Fig. 57. — Inversion du secondaire seul.

Fig. 58. — Inversion simultanée du primaire et du secondaire.

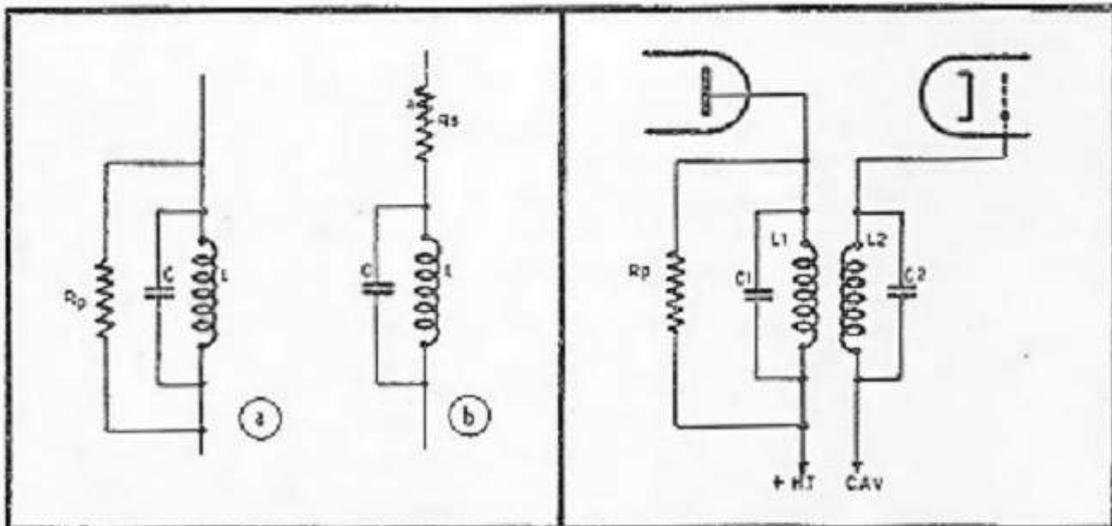


Fig. 59. — On peut amortir un circuit par une résistance parallèle ou une résistance série.

Fig. 60. — Amortissement du primaire d'un transformateur M.F. par une résistance parallèle.

1. — Amortissement du secondaire.

Si nous branchons la résistance d'amortissement R_p en parallèle sur le secondaire (fig. 62), l'effet sera plus accentué à valeur de R_p égale. Autrement dit, si avec une certaine valeur de R_p au primaire nous obtenons la courbe C de la figure 61, avec la même valeur au secondaire nous obtiendrons une courbe telle que D.

La question de l'amortissement des circuits M.F. est très importante car elle nous permet de tirer plusieurs applications pratiques.

Tout d'abord, si nous nous trouvons en présence d'un transformateur surcouplé, présentant une courbe à deux bosses nettement prononcées, nous pouvons y remédier en amortissant convenablement les deux circuits à la fois. Pour faire correctement

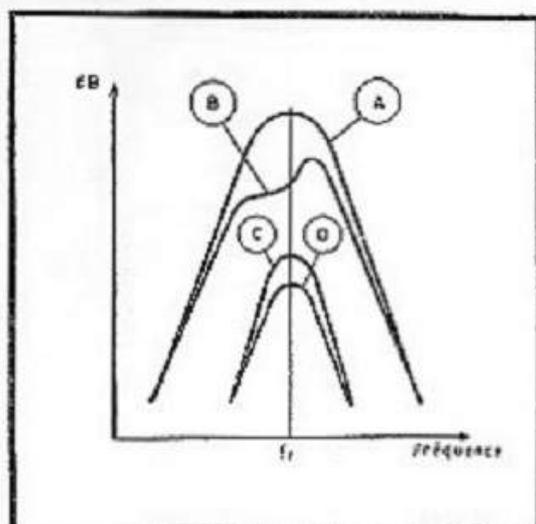
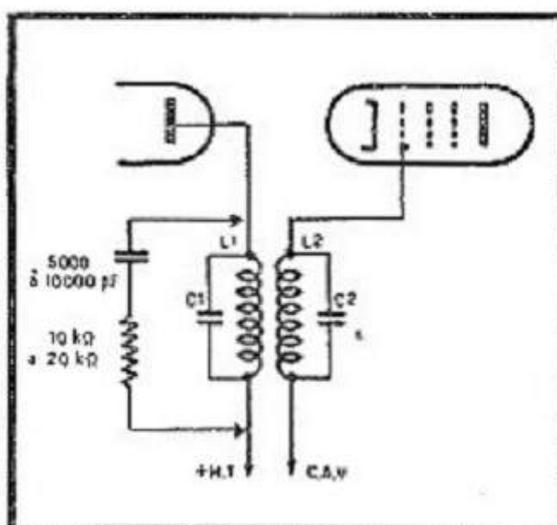
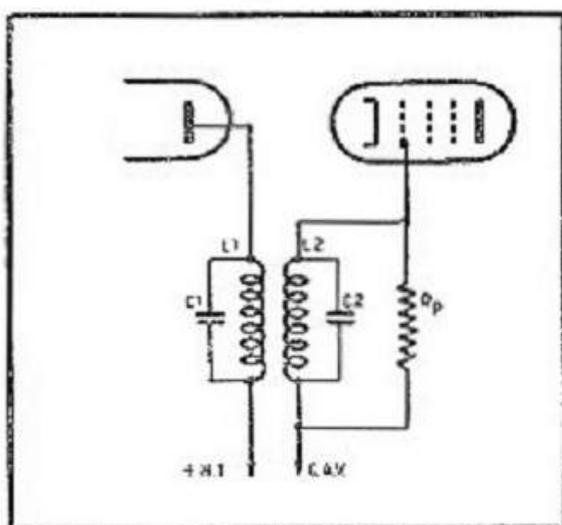


Fig. 61 (ci-contre). — Influence de l'amortissement sur la courbe de sélectivité.

Fig. 62 (ci-dessous, à gauche). — Amortissement du secondaire d'un transformateur M. F.

Fig. 63 (ci-dessous, à droite). — Façon un peu différente d'amortir un circuit M. F.



ce travail il faut évidemment disposer d'un oscilloscope et d'un générateur H.F. modulé en fréquence.

Ensuite, lorsque nous avons à accorder un transformateur M.F. exactement sur la fréquence voulue, il est théoriquement impossible de réaliser un réglage correct, car au voisinage de la fréquence d'accord la retouche de l'un des circuits désaccorde l'autre et inversement. Or, si nous amortissons suffisamment le primaire, le couplage et, par conséquent, l'action d'un circuit sur l'autre vont diminuer considérablement et nous allons pouvoir régler le secondaire sur le sommet unique d'une courbe telle que C ou D de la figure 61. Ayant réglé le secondaire, nous y transportons l'amortissement du primaire et accordons alors ce dernier.

Le circuit d'amortissement classique sera constitué par une résistance de 10 000 à 20 000 ohms, en série avec un condensateur de 5 000 à 10 000 pF (fig. 63).

Transformateurs M. F. pour détection.

Le secondaire du transformateur M.F. qui attaque la diode de détection se trouve amorti par cette dernière et l'amortissement introduit est en principe égal à la moitié de la résistance de charge totale de détection. Autrement dit il est généralement de

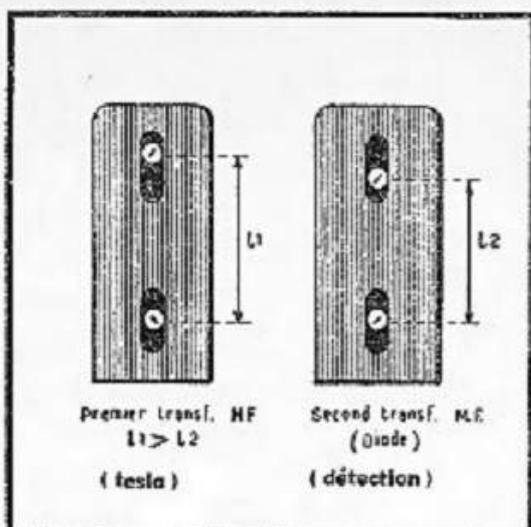


Fig. 64 (ci-dessus, à gauche). — Le premier et le second transformateur M.F. se distinguent généralement par la distance entre les bobines.

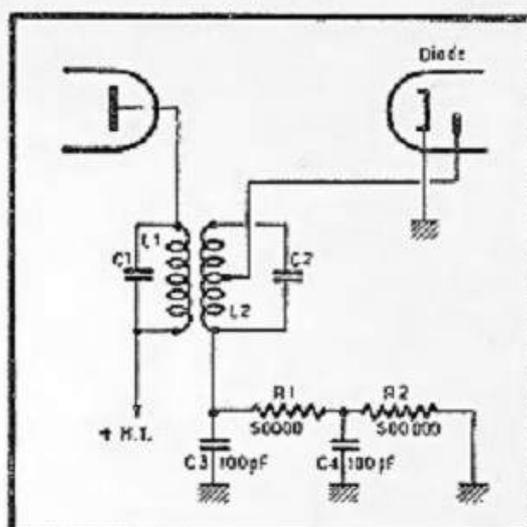


Fig. 65 (ci-dessus, à droite). — Pour diminuer l'amortissement dû à la diode, cette dernière est souvent attaquée par une prise intermédiaire.

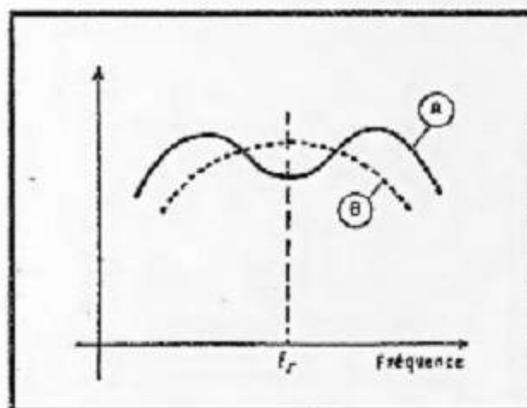


Fig. 66 (ci-contre). — Une courbe à deux bosses se rectifie lorsque l'amortissement du secondaire augmente.

150 000 à 200 000 ohms. Si le transformateur M.F. est réglé, à l'origine, au couplage critique, cet amortissement fera diminuer le couplage, d'où diminution de la sensibilité qui peut être appréciable.

Pour y remédier on prévoit, au transformateur correspondant, un couplage légèrement supérieur au critique, calculé de façon que l'amortissement de la diode le ramène à la valeur critique.

Lorsqu'on a affaire à un jeu de transformateurs inconnus, il est souvent facile de reconnaître celui qui doit précéder la diode, en regardant l'écartement des noyaux (fig. 64). Le transformateur « diode » étant surcouplé, la distance L_2 entre ses noyaux est plus petite que celle du premier transformateur (L_1).

Certains constructeurs, toujours pour diminuer l'influence de l'amortissement dû à la diode, préconisent ou utilisent une prise intermédiaire au secondaire (fig. 65).

Enfin, certains constructeurs livrent des transformateurs M.F. « interchangeables », dont le couplage est le même pour le premier et pour le second. On peut supposer que l'effet recherché est la compensation du creux de la courbe A (fig. 66) par la « pointe » de la courbe B qui résulterait de l'amortissement de A par la diode. Mais il est alors nécessaire que la résistance de détection ait une valeur élevée, au moins 500 000 ohms au total.

Désaccord du primaire ou du secondaire.

Si l'on connaît la façon dont se déforme la courbe d'un transformateur M.F. lorsque le primaire ou le secondaire se trouvent un peu désaccordés, il devient facile

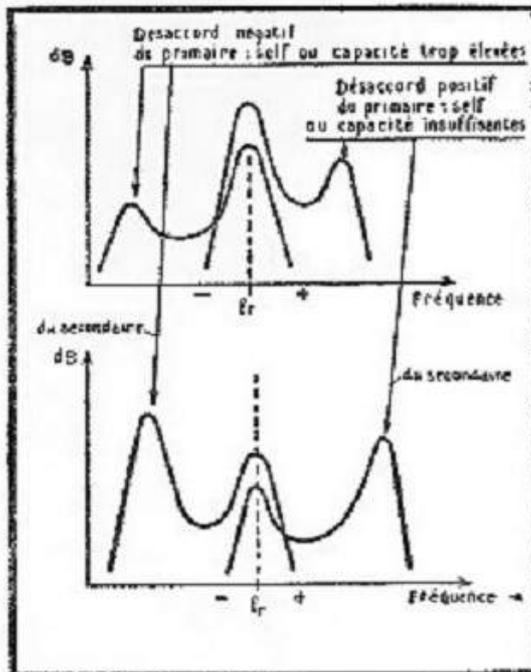
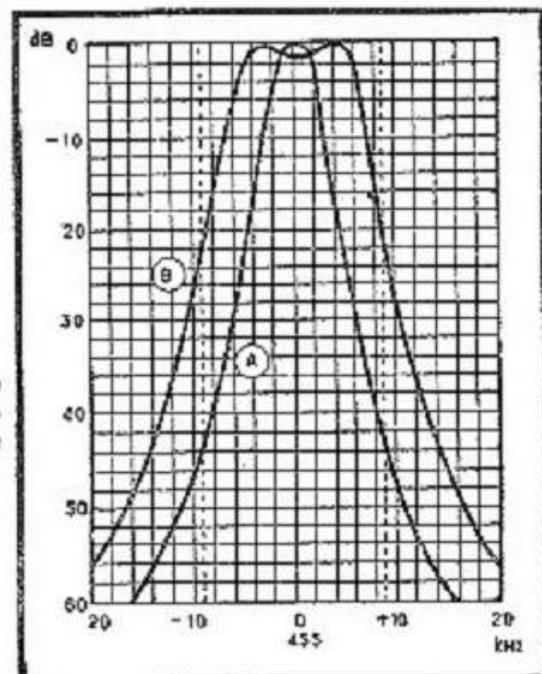


Fig. 67 (ci-contre, en haut). — Influence d'un désaccord positif ou négatif du primaire.

Fig. 68 (ci-contre, en bas). — Influence d'un désaccord positif ou négatif du secondaire, dans les mêmes conditions que celui du primaire : self-induction ou capacité trop élevées ou trop faibles.

Fig. 69 (ci-contre). — Modifications de la forme de la courbe dans un transformateur à sélectivité variable, pour les deux positions du commutateur.



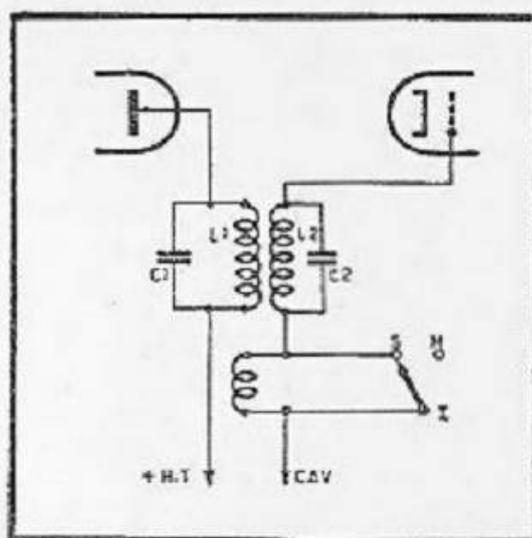
d'y remédier sans tâtonnements. Le travail est particulièrement facilité lorsqu'on dispose d'un oscilloscope et d'un générateur H.F. modulé en fréquence, car alors on voit le désaccord.

Lorsqu'il existe un désaccord au primaire, la courbe devient dissymétrique et présente deux bosses (fig. 67) : une pointe plus accentuée sur l'accord exact (f_r) et une autre, plus réduite, sur une fréquence inférieure à l'accord exact, si le désaccord est négatif (noyau trop enfoncé, fréquence du primaire trop basse), ou supérieure à l'accord exact, si le désaccord est positif (noyau pas assez enfoncé, donc self-induction trop faible et fréquence du primaire trop élevée).

Au fur et à mesure que le désaccord augmente, les deux points s'écartent davantage et diminuent d'amplitude, celle qui est située sur l'accord exact restant toujours plus prononcée que l'autre.

Lorsqu'il existe un désaccord au secondaire, la courbe devient également dissymétrique et présente deux bosses ou pointes (fig. 68) : une pointe plus faible à l'accord exact (f_r) et une autre plus accentuée, sur une fréquence inférieure à l'accord exact, si le désaccord est négatif (noyau trop enfoncé, fréquence du secon-

Fig. 70. — Commutation d'un dispositif de sélectivité variable simple.



daire trop basse), ou supérieure à l'accord exact, si le désaccord est positif (noyau pas assez enfoncé, fréquence du secondaire trop élevée).

Au fur et à mesure que le désaccord augmente, les deux pointes s'écartent davantage et diminuent d'amplitude, celle qui est située sur l'accord exact restant toujours plus réduite que l'autre.

Sélectivité variable.

La sélectivité variable consiste à modifier le couplage d'un transformateur M.F. de façon à obtenir, à volonté, deux largeurs de bande passante.

Autrement dit, si dans l'une des positions du commutateur correspondant nous obtenons une courbe normale (A de la figure 69), dans l'autre position le couplage est légèrement augmenté, la courbe s'élargit et son sommet se creuse un peu, faisant apparaître deux bosses (B de la figure 69).

L'augmentation du couplage est généralement obtenue par l'introduction, à l'aide d'un commutateur, d'un enroulement supplémentaire L_2 (fig. 70), faisant partie du secondaire et couplé au primaire.

Lorsque cet enroulement est court-circuité par l'interrupteur I (position S : sélectif), le couplage est normal et nous obtenons la courbe A. Lorsque l'interrupteur I est sur la position M (musical), l'enroulement L_2 est introduit dans le circuit, le couplage augmente et nous obtenons la courbe B.

Un transformateur M.F. à sélectivité variable est toujours utilisé en première position, c'est-à-dire entre la lampe changeuse de fréquence et l'amplificatrice M.F.

GAMMES COUVERTES POINTS D'ALIGNEMENT

Normalisation.

Les gammes couvertes par les récepteurs de radiodiffusion ont été « normalisées » à plusieurs reprises au cours des 20 dernières années, et il est utile, pour un dépanneur, de connaître les détails de ces diverses normalisations successives.

SPIR 1937.

Le condensateur variable standard devait être de 445 pF de capacité variable utile, plus la capacité résiduelle de 15 pF, soit au total 460 pF.

Les gammes couvertes étaient :

P. O. — 1 540 à 531 kHz (195 à 565 m);
G. O. — 375 à 150 kHz (800 à 2 000 m).

Les transformateurs M. F. devaient être accordés soit sur 472 kHz, soit sur 137 kHz.

Les bobinages, comprenant le circuit accordé d'entrée et le circuit accordé de l'oscillateur, étaient définis par les chiffres suivants :

Gamme	Accord	Oscillateur			
		M. F. = 472 kHz		M. F. = 137 kHz	
	Bobine (μ H)	Bobine (μ H)	Padding (pF)	Bobine (μ H)	Padding (pF)
P. O.	180	87,5	518	141,5	1 790
G. O.	2 040	1 133,5	146	876,5	505

Il faut noter que la valeur indiquée par cette normalisation pour la bobine de l'oscillateur G. O. pour M. F. = 472 kHz est visiblement incorrecte. Sa valeur réelle est de l'ordre de 500 μ H.

D'une façon générale, d'ailleurs, la normalisation « SPIR 1937 » a été très discutée pour plusieurs raisons que nous n'avons pas à exposer ici.

SPIR 1938.

Le condensateur variable est resté le même que précédemment, mais les gammes couvertes se sont légèrement modifiées :

G. O. — 300 à 150 kHz (1 000 à 2 000 m);

P. O. — 1 530 à 530 kHz (196 à 566 m);

O. C. — 17 à 5,8 MHz (17,65 à 51,7 m).

Pour les récepteurs munis de deux gammes O. C., ces dernières devaient être :

O. C. 1 — 3,5 à 10 MHz (85,7 à 30 m);

O. C. 2 — 9 à 24 MHz (33,3 à 12,5 m).

La moyenne fréquence de 137 kHz a été abandonnée, et seule la fréquence de 472 kHz a été normalisée.

Les points d'alignement, pour cette normalisation, se répartissent de la façon suivante :

Point	O. C.	P. O.	G. O.
Haut (trimmer)	15 MHz	1 300 kHz	270 kHz
Milieu		960 kHz	
Bas	6 MHz	575 kHz	160 kHz

Sur la gamme O. C. la commande unique se fait par deux points de concordance, l'oscillateur fonctionnant sur une fréquence inférieure à celle du circuit d'entrée (battement inférieur).

Le battement inférieur est également utilisé pour la gamme O. C. 2, tandis que la gamme O. C. 1 fonctionne en battement supérieur.

SPIR 1939.

Le condensateur variable reste le même que pour les deux normalisations précédentes, mais sa courbe et ses tolérances sont définies avec précision (voir le chapitre correspondant).

Les gammes couvertes sont :

G. O. — 300 à 150 kHz (1 000 à 2 000 m);

P. O. — 1 500 à 540 kHz (200 à 555 m);

O. C. — 16 à 6 MHz (18,75 à 50 m).

Pour les récepteurs munis de deux gammes O. C., ces dernières sont :

O. C. 1 — 24 à 9 MHz (12,5 à 33,3 m);

O. C. 2 — 3,5 à 10 MHz (85,7 à 30 m).

La moyenne fréquence doit être, en principe, de 472 kHz, mais cette valeur n'a rien d'impératif et les constructeurs peuvent la modifier s'ils le jugent utile.

De même, les points d'alignement mentionnés ci-dessous ne le sont qu'à titre indicatif et tout constructeur de bobinages a la liberté d'établir des ensembles prévus pour des points d'alignement différents.

En réalité, ce standard avait comporté plusieurs « variantes », en particulier en ce qui concerne la valeur de la M. F. qui, souvent, changeait suivant la région.

Gammes	Point haut (trimmer)		Point milieu (self)		Point bas (padding)	
	f (kHz)	C (pF)	f (kHz)	C (pF)	f (kHz)	C (pF)
G. O.	264	49,8	205	172,6	160	373,4
P. O.	1 300	23,88	904	116,75	592	355,8
O. C.	15 000	12,17			6 000	422
O. C. 1	20 000	32,1			10 000	347,1
O. C. 2	9 000	14,5			4 000	326,3

Les capacités indiquées pour chaque point ci-dessus sont celles du condensateur variable, compte non tenu de la résiduelle ni des autres capacités parasites.

Pour les gammes G. O., P. O. et O. C. 2 le changement de fréquence se fait par battement supérieur. Pour les gammes O. C. et O. C. 1 on utilise le battement inférieur. Cependant, toute liberté est laissée aux constructeurs de bobinages pour utiliser des solutions différentes pour les gammes O. C.

SPIR 1940 (Le Caire).

Le condensateur variable standard devient de 490 pF de capacité variable utile, sa résiduelle ne devant pas dépasser 15 pF.

Les gammes couvertes sont devenues :

- G. O. — 300 à 150 kHz (1 000 à 2 000 m);
- P. O. — 1 620 à 515 kHz (185 à 582 m);
- O. C. — 18 à 5,9 MHz (16,7 à 50,9 m).

Si le récepteur comporte 5 gammes, avec utilisation de condensateurs variables de 130 pF de capacité variable et de 10 à 11 pF de résiduelle, les gammes se répartissent de la façon suivante :

- G. O. — 275 à 151 kHz (1 090 à 1 990 m);
- P. O. 2 — 928 à 510 kHz (323 à 589 m);
- P. O. 1 — 1 600 à 878 kHz (187,5 à 342 m);
- O. C. 2 — 10,8 à 5,9 MHz (27,8 à 50,9 m);
- O. C. 1 — 18,75 à 10,2 MHz (16 à 29,4 m).

La moyenne fréquence reste fixée à 472 kHz.

Les points d'alignement varient évidemment suivant qu'il s'agit de la formule 3 gammes ou de la formule 5 gammes. Les deux tableaux suivants les indiquent et donnent, en même temps, la capacité du condensateur variable au point considéré, compte non tenu de la résiduelle ni des autres capacités parasites.

Trois gammes.

Gammes	Point haut (trimmer)		Point milieu (self)		Point bas (padding)	
	f (kHz)	C (pF)	f (kHz)	C (pF)	f (kHz)	C (pF)
G. O.	265	49,2	205	182,9	160	401,8
P. O.	1 400	18,6	904	121,2	574	383
O. C.	16 000	15,7			6 500	393,2

Sur la gamme O. C. le changement de fréquence utilise le battement inférieur et la monocommande est assurée par concordance en deux points.

Cinq gammes.

Gammes	Point haut (trimmer)		Point milieu (self)		Point bas (padding)	
	f (kHz)	C (pF)	f (kHz)	C (pF)	f (kHz)	C (pF)
G. O.	263	4,2	213	32	163	89,5
P. O. 2	886	4	713	31,6	556	84,5
P. O. 1	1 528	3,8	1 240	31	952	88
O. C. 2	10 350	4,5			6 400	91
O. C. 1	18 000	4,5			11 500	77,5

Le changement de fréquence utilise le battement supérieur pour toutes les gammes.

SNIR 1948 (Atlantic City).

Le condensateur variable reste celui de la normalisation précédente : capacité variable utile de 490 pF, mais sa résiduelle est fixée à un niveau plus bas : maximum 13 pF.

On utilise également, pour les blocs à deux ou trois gammes O. C., des condensateurs variables à stator fractionné : 360 pF (résiduelle : 10 à 11 pF) et 130 pF (résiduelle : 9 pF). L'élément 130 pF seul est utilisé pour les O. C. et aussi pour les G. O. (gamme réduite).

Les gammes couvertes sont, suivant la formule employée :

G. O. — 300 à 150 kHz (1 000 à 2 000 m);

P. O. — 1 600 à 520 kHz (187,5 à 577 m);

O. C. — 18 à 5,9 MHz (16,7 à 50,9 m).

ou, avec C. V. fractionné,

G. O. — 273 à 150 kHz (1 100 à 2 000 m);

P. O. — 1 600 à 520 kHz (187,5 à 577 m);

O.C. 2 — 11,5 à 5,9 MHz (28,6 à 50,9 m);
 O.C. 1 — 22,85 à 11,4 MHz (13,10 à 26,3 m).

La moyenne fréquence reste fixée à 472 kHz.

Les points d'alignement, lorsqu'il s'agit d'un bloc 3 gammes, sont les mêmes que ceux de la normalisation « SPIR 1940 ». Lorsqu'il s'agit d'un bloc 4 gammes, ces points sont :

Gammes	Point haut (trimmer)		Point milieu (self)		Point bas (padding)	
	f (kHz)	C (pF)	f (kHz)	C (pF)	f (kHz)	C (pF)
G. O.	263	4,2	213	32,3	163	96,8
P. O.	1 400	18,6	904	121,2	574	383
O. C. 2	10 500	10,4			6 500	98,5
O. C. 1	21 000	9			12 500	99,6

Toutes les gammes utilisent, pour le changement de fréquence, le battement supérieur.

SNIR 1950 (Copenhague).

Le condensateur variable et les gammes couvertes sont les mêmes que pour la normalisation précédente, mais, pratiquement, le condensateur variable à stator fractionné disparaît et les blocs à 4 gammes supplantent presque entièrement les blocs à 3 gammes. Ils comportent, en plus des trois gammes normales (G. O. - P. O. - O. C.) indiquées plus haut, une bande O. C. étalée de 49 m (5,9 à 6,5 MHz).

Les points d'alignement sont ceux indiqués pour la normalisation « SPIR 1940 ».

La moyenne fréquence « normalisée » devient de 455 kHz avec possibilité d'utiliser, à titre provisoire, la valeur de 480 kHz.

Situation actuelle.

En ce qui concerne les blocs classiques, à 3, 4 ou 5 gammes, les constructeurs suivent actuellement les normes SNIR 1950, avec plus ou moins d'écarts cependant.

L'élément nouveau est constitué par les blocs pour postes à transistors, où aucune normalisation ne semble se dessiner pour l'instant. C'est ainsi que l'on voit l'utilisation de condensateurs variables de 2×490 pF du type normal, de $(280 + 120)$ pF ou de $(325 + 310)$ pF avec l'élément oscillateur à profil spécial, etc.



BANDES O.C. ÉTALÉES. PROCÉDÉS EMPLOYÉS. VALEURS A CHOISIR. COMMUTATION A ADOPTER.

Étalement des bandes O. C.

Parmi les blocs de bobinages que nous trouvons dans le commerce, il existe des modèles à 2, 3 ou plus, gammes O. C., fonctionnant avec des C. V. ordinaires de 490 pF, et faisant appel au principe de l'étalement des gammes.

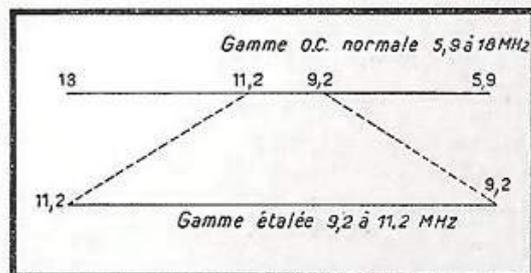
« Étaler une gamme » n'est pas une expression très explicite. En fait, cela veut dire qu'on prend une portion plus ou moins réduite d'une gamme, et on s'arrange, par certains artifices que nous allons voir, pour lui faire occuper toute l'étendue du cadran, pour l'étaler sur tout le cadran, ce qui rend l'accord et la recherche des émissions beaucoup plus aisés.

En d'autres termes, si, avec un C. V. normal de 490 pF, nous couvrons la gamme O. C., également normale, de 5,9 à 18 MHz (fig. 71), le procédé d'étalement, appelé également « band spread », nous permet, à l'aide du même C. V., d'étaler sur toute l'étendue du cadran, une bande quelconque, par exemple 9,2 à 11,2 MHz (bande des 31 m), choisie dans les limites de la gamme O. C. ci-dessus.

Le procédé généralement employé est celui des condensateurs fixes, série et parallèle, ajoutés au circuit oscillant de base.

En effet, en regardant simplement les deux échelles de la figure 71 et en nous remémorant les notions, supposées acquises, sur la gamme couverte en fonction de la capacité maximum et minimum en parallèle sur la bobine, nous pouvons immédiatement conclure que :

Fig. 71. — Une faible portion de la gamme O. C. normale est étalée sur toute la longueur du cadran.



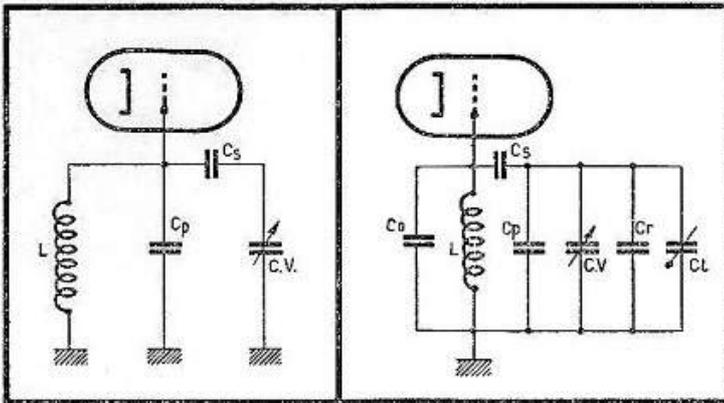


Fig. 72. — L'étalement d'une gamme s'effectue par l'adjonction d'un condensateur série et d'un condensateur parallèle.

Fig. 73. — Le condensateur parallèle peut être placé sur le C.V. au lieu de l'être sur la bobine.

1. — La nouvelle gamme (étalée) a sa fréquence maximum (11,2 MHz) nettement plus faible que celle de la gamme normale (18 MHz). Donc, à C.V. égal, la capacité de départ C_{min} , doit être beaucoup plus importante pour la gamme étalée. Cette capacité plus importante s'obtiendra en ajoutant un condensateur de valeur convenable en parallèle sur la bobine.

2. — La nouvelle gamme a sa fréquence minimum (9,2 MHz) nettement plus élevée que celle de la gamme normale (5,9 MHz). Donc la capacité finale, C_{max} , doit être nettement plus faible pour la gamme étalée. Le C.V. étant le même, le seul moyen de réduire sa capacité maximum consiste à lui adjoindre un condensateur fixe en série, de valeur d'autant plus faible que C_{max} pour la gamme étalée doit être plus faible.

Finalement, nous arrivons au schéma classique de la figure 72, où C_p représente le condensateur additionnel parallèle, et C_s celui série. La valeur de ces deux capacités, ainsi que celle de la bobine L, dépendent de la gamme à couvrir et des caractéristiques du C.V. utilisé.

Applications.

Le principe et les particularités de l'étalement d'une bande O.C. sont nécessaires à connaître, pour tout dépanneur et technicien, au même titre que ceux de la commande unique.

En effet, en dehors de la réparation des blocs munis d'une ou de plusieurs bandes O.C. étalées, nous pouvons avoir à modifier l'étendue d'une bande existante, pour rendre plus aisée l'écoute de telle ou telle émission particulière. Nous pouvons également être appelés à adjoindre une bande étalée à un bloc existant.

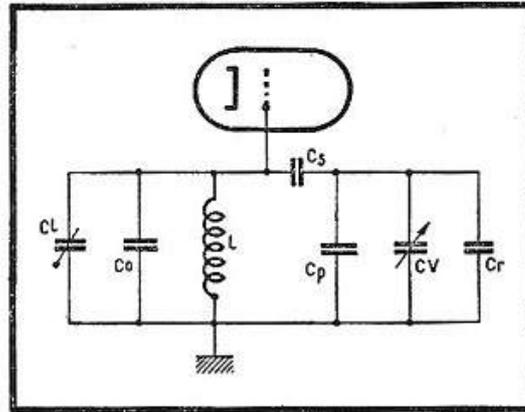
Toutes ces opérations sont relativement simples à exécuter, si l'on connaît le principe de calcul des condensateurs d'appoint série et parallèle.

Calcul des condensateurs d'étalement.

Le plus souvent le circuit complet d'étalement se présentera suivant le schéma de la figure 73 où nous avons

- L - Bobinage O.C. de la gamme normale ;
- C_o - Ensemble des capacités parasites du circuit, sauf la résiduelle du C.V.
Ordre de grandeur : $C_o = 20$ à 30 pF ;
- C_s - Condensateur série. Valeur à déterminer ;
- C_p - Condensateur parallèle. Valeur à déterminer ;
- CV - Capacité variable utile du condensateur variable ;

Fig. 74. — Schéma équivalent complet d'un circuit d'étalement, montrant le détail de toutes les capacités en jeu.



C_r - Résiduelle du condensateur variable. Ordre de grandeur : $C_r = 15$ pF ;
 C_t - Trimmer (s'il en existe un) du condensateur variable ou du bobinage. Valeur moyenne : $C_t = 20$ pF.

Si, dans ces conditions, nous cherchons la capacité minimum (C_{min}) du circuit, lorsque $CV = 0$ (condensateur variable complètement ouvert), elle sera :

Sans trimmer ($C_t = 0$)

$$C_{min} = \frac{(C_p + C_r) C_s}{C_p + C_r + C_s} + C_0$$

Avec trimmer sur le C. V. (fig. 73)

$$C_{min} = \frac{(C_p + C_t + C_r) C_s}{C_p + C_t + C_r + C_s} + C_0$$

Avec trimmer sur le bobinage (fig. 74)

$$C_{min} = \frac{(C_p + C_r) C_s}{C_p + C_r + C_s} + C_0 + C_t$$

Par ailleurs, lorsque le condensateur variable est complètement fermé, nous avons, sans trimmer,

$$C_{max} = \frac{(C_p + CV + C_r) C_s}{C_p + CV + C_r + C_s} + C_0$$

S'il existe un trimmer sur le C. V. (fig. 73), la formule se modifie en conséquence (on ajoute C_t à CV pF). De même, si le trimmer se trouve sur le bobinage (fig. 74), on ajoute C_t pF à C_0 pF. Il est évident, par ailleurs, que le CV prend, suivant la capacité maximum du condensateur variable utilisé, la valeur de 490, 280 ou 130 pF.

Pour utiliser ces formules, il est nécessaire de connaître C_{min} et C_{max} , en d'autres termes le coefficient de recouvrement de la bande étalée considérée. Un exemple pratique nous fera mieux comprendre la façon de procéder.

Soit une gamme O.C. classique, s'étendant de 18 à 5,9 MHz, couverte à l'aide d'un C. V. de 490 pF. Nous supposons que les différentes capacités parasites sont celles définies plus haut ($C_0 = 30$ pF et $C_r = 15$ pF), et que le C. V. possède un trimmer tel que $C_t = 14$ pF. Dans ces conditions, la capacité de départ de la gamme O.C., pour $f_1 = 18$ MHz, est $C_1 = 59$ pF.

Proposons-nous d'étaler la gamme de 49 m, dont l'étendue « officielle » est 5,9 à 6,45 MHz. Par conséquent, la capacité minimum (C_{min}) de cette bande sera, si nous posons $f_{max} = 6,45$ MHz,

$$C_{min} = C_1 \times \left(\frac{18}{6,45} \right)^2 = 59 \times 7,8 = 460 \text{ pF.}$$

Par ailleurs, la capacité maximum (C_{max}) de la bande étalée doit rester la même que pour la gamme O.C. normale, puisque la fréquence minimum est, dans les deux cas, $f_{min} = 5,9$ MHz. Nous devons donc avoir :

$$C_{max} = 490 + 59 = 549 \text{ pF.}$$

Finalement, nous obtenons les deux relations

$$460 = \frac{(C_p + 29) C_s}{C_p + 29 + C_s} + 30$$

et

$$549 = \frac{(C_p + 519) C_s}{C_p + 519 + C_s} + 30.$$

Il s'agit ici d'un système de deux équations à deux inconnues, dont la résolution ne présente aucune difficulté particulière, mais entraîne des calculs relativement longs et fastidieux. D'ailleurs, les relations ci-dessus ne peuvent servir que pour donner un ordre de grandeur, car il n'est guère possible, dans la pratique, de connaître avec précision les valeurs telles que C_o , C_r et C_l . Par conséquent, la meilleure façon serait encore de procéder par tâtonnements successifs, en tenant compte des remarques suivantes :

1. — Pour les schémas des figures 73 et 74 la valeur de C_s et de C_p est comprise, suivant la bande à étaler, entre 50 et 1 000 pF.

2. — Plus la bande étalée est « basse », plus les valeurs de C_s et C_p sont élevées, sans toutefois dépasser les limites indiquées ci-dessus.

3. — Il est bon que les deux capacités C_s et C_p soient du même ordre de grandeur.

Si l'on veut procéder par tâtonnements, on commence par donner une certaine valeur à C_p , par exemple, soit 600 pF, et on tire la valeur correspondante de C_s de la première équation. On trouve $C_s = 1 360$ pF environ.

En portant cette valeur de C_s dans la deuxième équation on trouve une nouvelle valeur de C_p qui, si la solution est correcte, doit être sensiblement la même que la valeur primitivement supposée. Or, nous trouvons ici $C_p = 320$ pF.

Autrement dit, la valeur trouvée pour C_p est inférieure à la valeur supposée. Il faut alors refaire le calcul en prenant une valeur supposée de C_p plus élevée. C'est ainsi qu'en prenant $C_p = 800$ pF nous trouvons $C_s = 895$ pF et, de nouveau, $C_p = 720$ pF. L'écart entre les deux valeurs de C_p diminue et on voit que la vraie solution serait obtenue en prenant $C_p = 820$ à 830 pF.

Lorsque, en donnant au départ une certaine valeur à C_p nous obtenons, au contraire, une deuxième valeur de C_p plus élevée que la première, il faut refaire le calcul en diminuant la valeur de C_p supposée.

On peut procéder encore autrement, et supposer au départ que $C_p = C_s$, ce qui nous conduit à une seule équation du 2^e degré, par exemple pour C_{min} , et en posant $C_p = C_s = \alpha$:

$$460 = \frac{\alpha^2 + 29\alpha}{2\alpha + 29} + 30,$$

c'est-à-dire, tous calculs faits, et en arrondissant,

$$\alpha^2 - 830\alpha - 12 500 = 0.$$

On en tire deux valeurs de α : -15 et 845 pF. Il est évident que seule la deuxième valeur convient et nous aurons

$$C_p = C_s = 845 \text{ pF.}$$

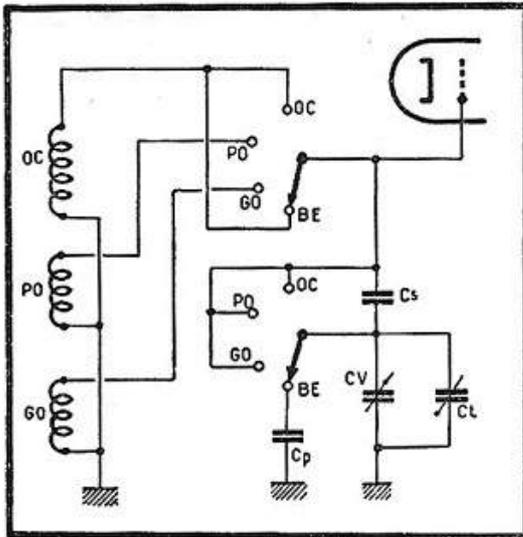
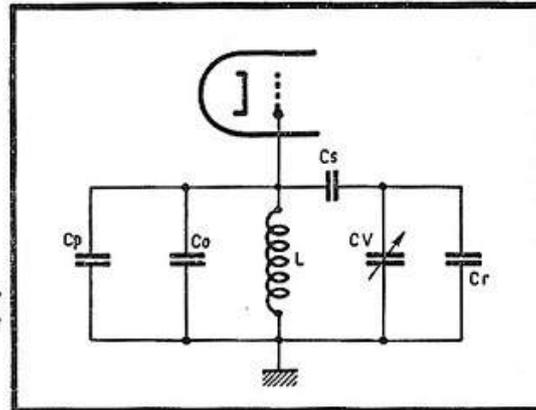


Fig. 76 (ci-contre). — Schéma équivalent complet d'une variante d'un circuit d'étalement.

Fig. 75 (ci-contre) — Commutation complète de bobinages d'entrée d'un bloc comportant une bande étalée (B. E.).



Il est bon de vérifier ensuite si cette valeur satisfait la relation exprimant C_{max} et, en cas d'écart, prendre la moyenne.

Pratiquement, lorsqu'il s'agit d'étaler une bande O.C. sur un bloc 3 gammes, la commutation à adopter sera celle de la figure 75. Il est nécessaire de disposer de deux circuits supplémentaires au contacteur (accord et oscillateur) ce qui, le plus souvent, oblige à ajouter une galette, à moins que le contacteur du bloc ne possède ces circuits libres. Parfois, sur certains blocs il est possible d'utiliser le circuit de commutation du pick-up et celui des ampoules de cadran.

Enfin, une dernière remarque concernant la prédétermination des différentes capacités parasites, c'est-à-dire de la somme

$$C_{min} = C_o + C_r + C_t = C.$$

Cette somme peut être facilement calculée lorsqu'on connaît la capacité maximum du C.V. et la gamme totale couverte. En effet, si C_{max} est la capacité utile du C.V. complètement fermé, f_{max} et f_{min} les fréquences extrêmes de la gamme O.C., nous avons

$$\frac{f_{max}}{f_{min}} = \sqrt{\frac{C + C_{max}}{C}}.$$

Par exemple, pour $f_{max} = 18,2$ MHz, $f_{min} = 5,85$ MHz et $C_{max} = 490$ pF, nous aurons

$$\frac{18,2}{5,85} = \sqrt{\frac{C + 490}{C}},$$

c'est-à-dire

$$9,7C = C + 490$$

et

$$C = \frac{490}{8,7} = 56,5 \text{ pF.}$$

Cette capacité se partagera en trois, en tenant compte de ce que $C_t = 15$ pF environ et que C_t dépend du serrage du trimmer correspondant et peut varier entre 5 et 25 pF.

Un circuit d'étalement peut se présenter aussi d'une façon un peu différente (fig. 76), si l'on place la capacité C_p non plus en parallèle sur le C.V., mais en parallèle sur la bobine.

Le calcul est également différent, puisque nous aurons, dans ce cas,

Sans trimmer ($C_t = 0$)

$$C_{\min} = \frac{C_s C_r}{C_s + C_r} + C_o + C_p;$$

$$C_{\max} = \frac{(CV + C_r) C_s}{CV + C_r + C_s} + C_o + C_p.$$

Avec trimmer sur le C.V.

$$C_{\min} = \frac{(C_r + C_t) C_s}{C_r + C_t + C_s} + C_o + C_p;$$

$$C_{\max} = \frac{(CV + C_r + C_t) C_s}{CV + C_r + C_t + C_s} + C_o + C_p.$$

Avec trimmer sur le bobinage. — Mêmes formules que sans trimmer, mais en ajoutant C_t à la somme $C_o + C_p$.

Les valeurs trouvées ici pour C_p et C_s sont nettement différentes de celles qui sont nécessaires pour les schémas des figures 73 et 74 : elles sont beaucoup plus faibles. De plus, le calcul est facilité du fait qu'en première approximation on peut admettre

$$C_{\min} = C_r + C_o + C_p$$

ou

$$C_{\min} = C_r + C_o + C_t + C_p,$$

suivant qu'il y ait ou non un trimmer, car C_r et, éventuellement, C_t sont toujours très faibles par rapport à C_s .

Par conséquent, si nous reprenons l'exemple adopté plus haut, c'est-à-dire l'étalement de la bande 5,9 à 6,45 MHz à partir de la gamme normale O.C., nous aurons

$$C_{\min} = 460 = 15 + 30 + 14 + C_p$$

d'où

$$C_p = 460 - 59 = 401 \text{ pF.}$$

Dans ces conditions, la valeur de C_s , puisque $C_{\max} = 549$ pF, sera donnée par

$$C_{\max} = 549 = \frac{519 C_s}{519 + C_s} + 431,$$

d'où nous tirons

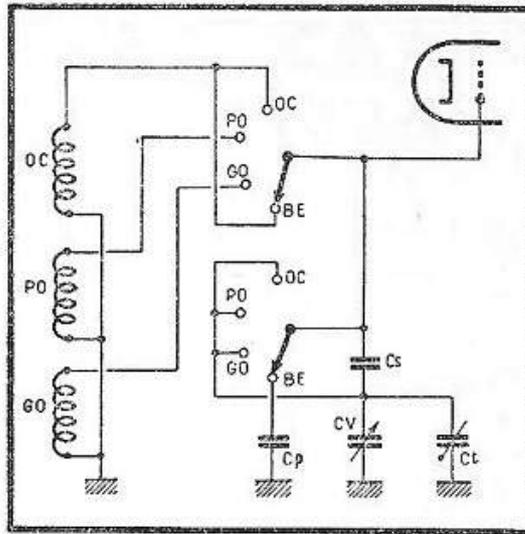
$$C_s = \frac{61300}{401} = 153 \text{ pF.}$$

Bien entendu, dans le cas du montage de la figure 76, la commutation ne sera pas tout à fait la même et le schéma de la figure 77 nous en donne un exemple.

Les deux schémas-types d'étalement, ceux des figures 73 et 76, peuvent être choisis indifféremment l'un ou l'autre, suivant les possibilités de commutation qui se présentent.

N'importe quelle autre bande de la gamme O.C. normale peut être étalée de la même façon, à partir d'un bobinage prévu pour couvrir cette gamme normale. Mais dans les récepteurs dits « de luxe », comportant plusieurs bandes O.C. étalées, il existe parfois un jeu de bobinages par bande. Dans ce cas la valeur des condensa-

Fig. 77. — Modification de la commutation entraînée par l'adoption de la variante de la figure 76.



teurs C_p et C_s est évidemment fonction de la self-induction de la bobine correspondante, mais le principe reste le même.

Oscillateur.

Le schéma d'étalement d'un oscillateur peut être, également, suivant le cas, celui de la figure 73 ou celui de la figure 76. Le calcul des capacités C_s et C_p se conduit de la même façon que pour le circuit d'entrée, mais les valeurs ne sont pas tout à fait les mêmes.

En effet, nous pouvons avoir affaire à un oscillateur fonctionnant en battement inférieur (fréquence de l'oscillateur inférieure à celle du circuit d'entrée). Il est alors évident que le même raisonnement nous conduirait à une valeur C_{min} de la bande étalée plus élevée que pour le bobinage d'accord.

Le contraire se produirait si nous avions affaire à un oscillateur fonctionnant en battement supérieur.

En reprenant l'exemple adopté plus haut de la gamme O.C. s'étendant de 18 à 5,9 MHz et de la capacité de départ totale de 59 pF, nous voyons que l'oscillateur de la bande étalée devra débiter à $6,45 - 0,455 = 5,995$ MHz s'il s'agit du battement inférieur, et à $6,45 + 0,455 = 6,905$ MHz s'il s'agit du battement supérieur.

Par conséquent, dans le premier cas, la capacité C_{min} devra être telle que

$$C_{min} = 49 \times 8,6 = 507 \text{ pF}$$

et dans le second

$$C_{min} = 59 \times 7,3 = 430 \text{ pF.}$$

Dans les deux cas ci-dessus 8,6 et 7,3 représentent, respectivement, le carré du rapport des fréquences de l'oscillateur, soit

$$\left(\frac{18 - 0,455}{5,995} \right)^2 = 8,6$$

et

$$\left(\frac{18 + 0,455}{6,905} \right)^2 = 7,3.$$

En partant de ces valeurs de C_{min} , nous effectuons le calcul de C_p et de C_s de la même façon que pour le circuit d'accord.

Quelques chiffres.

Afin de faciliter le calcul ou la modification éventuelle d'une bande étalée, nous donnons ci-dessous la valeur approximative des condensateurs C_p et C_s , pour le circuit d'entrée et pour celui d'oscillateur. Ces chiffres sont valables pour un jeu de bobinages couvrant la gamme de 18 à 5,9 MHz avec un condensateur variable de 490 pF, la capacité minimum totale étant de 60 pF (y compris le trimmer du C.V.), et le changement de fréquence se faisant par battement inférieur.

Etalement suivant le schéma de la figure 75.

Bande (m)	Fréquences-limites (MHz)	Accord		Oscillateur	
		C_p (pF)	C_s (pF)	C_p (pF)	C_s (pF)
49	5,9 à 6,45	845	845	940	940
41	6,97 à 7,5	600	600	650	650
31	9 à 9,8	320	320	350	350
25	11,6 à 12,1	180	180	190	190
19	15 à 15,8	80	80	85	85

Pour les gammes 31, 25 et 19 m les valeurs indiquées pour C_p et C_s donnent une limite inférieure (en fréquence) légèrement plus basse que celle prévue. Par exemple, la bande 25 m s'étendra, en réalité, de 12,1 à 10,5 MHz environ.

Etalement suivant le schéma de la figure 77.

Bande (m)	Fréquences-limites (MHz)	Accord		Oscillateur	
		C_p (pF)	C_s (pF)	C_p (pF)	C_s (pF)
49	5,9 à 6,45	410	140	455	190
41	6,97 à 7,5	285	103	312	113
31	9 à 9,8	144	75	152	82
25	11,6 à 12,1	73	46	76	47
19	15 à 15,8	25	20	25	20

Pour les gammes 31, 25 et 19 m les valeurs indiquées pour C_p et C_s donnent une limite supérieure (en fréquence) légèrement plus élevée que celle prévue.

De toute façon, il est indispensable que les capacités C_p et C_s soient semi-variables, composées, par exemple, d'une capacité fixe et d'un condensateur ajustable en parallèle, afin de pouvoir « caler » convenablement la bande étalée donnée.

Dans les blocs du commerce ces capacités sont fixes, mais leur valeur, déterminée une fois pour toutes sur le prototype, est ensuite maintenue à $\pm 1\%$ ou $\pm 2\%$ près.



CARACTÉRISTIQUES DES CONDENSATEURS VARIABLES

Qu'est-ce qu'un condensateur variable ?

Un condensateur variable est constitué par un ensemble isolé de lames métalliques, rigoureusement parallèles entre elles et fixes, entre lesquelles peuvent s'engager un certain nombre de lames mobiles, solidaires d'un axe et, bien entendu, isolées des lames fixes (fig. 78).

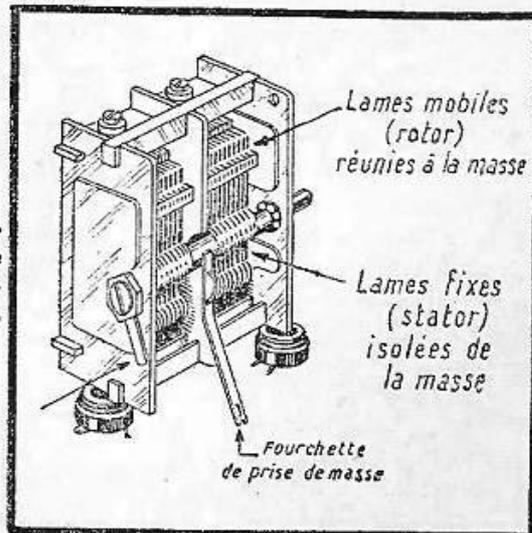
Lorsque l'ensemble des lames mobiles est complètement « rentré », la capacité du C. V. est maximum ; lorsqu'il est complètement « sorti », cette capacité est minimum.

L'ensemble des lames fixes s'appelle *stator*, tandis que celui des lames mobiles porte le nom de *rotor*.

La variation complète, du minimum au maximum, ou inversement, correspond à une rotation de 180° (quelquefois un petit peu plus).

Il n'est pas besoin de dire qu'un C. V. digne de ce nom doit répondre à un certain nombre de conditions sévères : rigidité mécanique, constance de l'écart entre les lames fixes et mobiles, absence du jeu latéral ou longitudinal, rotation souple, etc.

Fig. 78. — Aspect réel d'un condensateur variable à deux éléments, muni de ses trimmers (ajustables dont on aperçoit les vis de réglage sur le dessus).



Par quoi est caractérisé un C. V. ?

Un condensateur variable est avant tout caractérisé par trois éléments :

- a. — Capacité résiduelle ;
- b. — Capacité maximum ;
- c. — Courbe, c'est-à-dire la façon dont varie la capacité en fonction de l'angle de rotation.

Nous allons examiner successivement ces trois points.

Capacité résiduelle.

Il serait absurde de croire que la capacité d'un C.V. est nulle lorsque ses lames mobiles sont complètement sorties. Cette capacité devient quelquefois très faible, mais elle existe bien et ne peut pas être négligée.

Au contraire, tous les calculs relatifs à des circuits résonnants doivent en tenir compte, et les constructeurs de condensateurs variables font tout ce qu'ils peuvent pour la réduire, car elle est sinon nuisible, du moins gênante.

Un bon C.V. doit avoir une capacité résiduelle réduite, dont l'ordre de grandeur, pour un élément de 460 ou 490 pF, est de 11 à 14 pF.

La capacité résiduelle est, pour un C.V., d'autant plus réduite que la capacité maximum est plus faible. Des C.V. spéciaux pour ondes courtes, de 75 pF de capacité maximum, possèdent une capacité résiduelle de l'ordre de 3-4 pF. Les C.V. utilisés dans les récepteurs et les tuners FM ont généralement une capacité variable utile de 12 pF et une résiduelle de l'ordre de 2 pF.

Capacité maximum.

C'est la capacité que présente un C.V. lorsque ses lames mobiles sont complètement rentrées.

On caractérise, couramment, un C.V. par sa capacité maximum et on parle d'un « 490 pF », ou d'un « 130 pF ».

Il est évident qu'à surface de lames égale, le C.V. qui a le plus de lames possède une capacité maximum la plus élevée.

De même, à nombre de lames égal, le C.V. qui possède les lames fortement écartées est celui qui présente la plus faible capacité.

Quelques chiffres pour fixer les idées.

Le nombre de lames moyen pour un C.V. de 460 à 490 pF de capacité maximum est de 13 lames fixes et 14 mobiles avec un écartement allant de 0,35 à 0,45 mm entre deux lames fixes (ou mobiles).

Le nombre de lames pour un C.V. de 130 pF de capacité maximum est de 8 lames fixes et 9 mobiles avec un écartement de l'ordre de 1 mm entre deux lames fixes (ou mobiles).

Si l'on adopte la solution d'un C.V. de 130 pF en conservant un faible écart entre les lames, on arrive à quelque chose comme 4 lames fixes et 4 mobiles avec un écartement de l'ordre de 0,45 mm.

Capacité variable utile.

Elle est définie comme la différence entre la capacité maximum et la résiduelle. Autrement dit, si nous désignons par C_{vu} la capacité variable utile, par C_{max} la capacité maximum et, enfin, par C_{min} la résiduelle, nous avons :

$$C_{vu} = C_{max} - C_{min}.$$

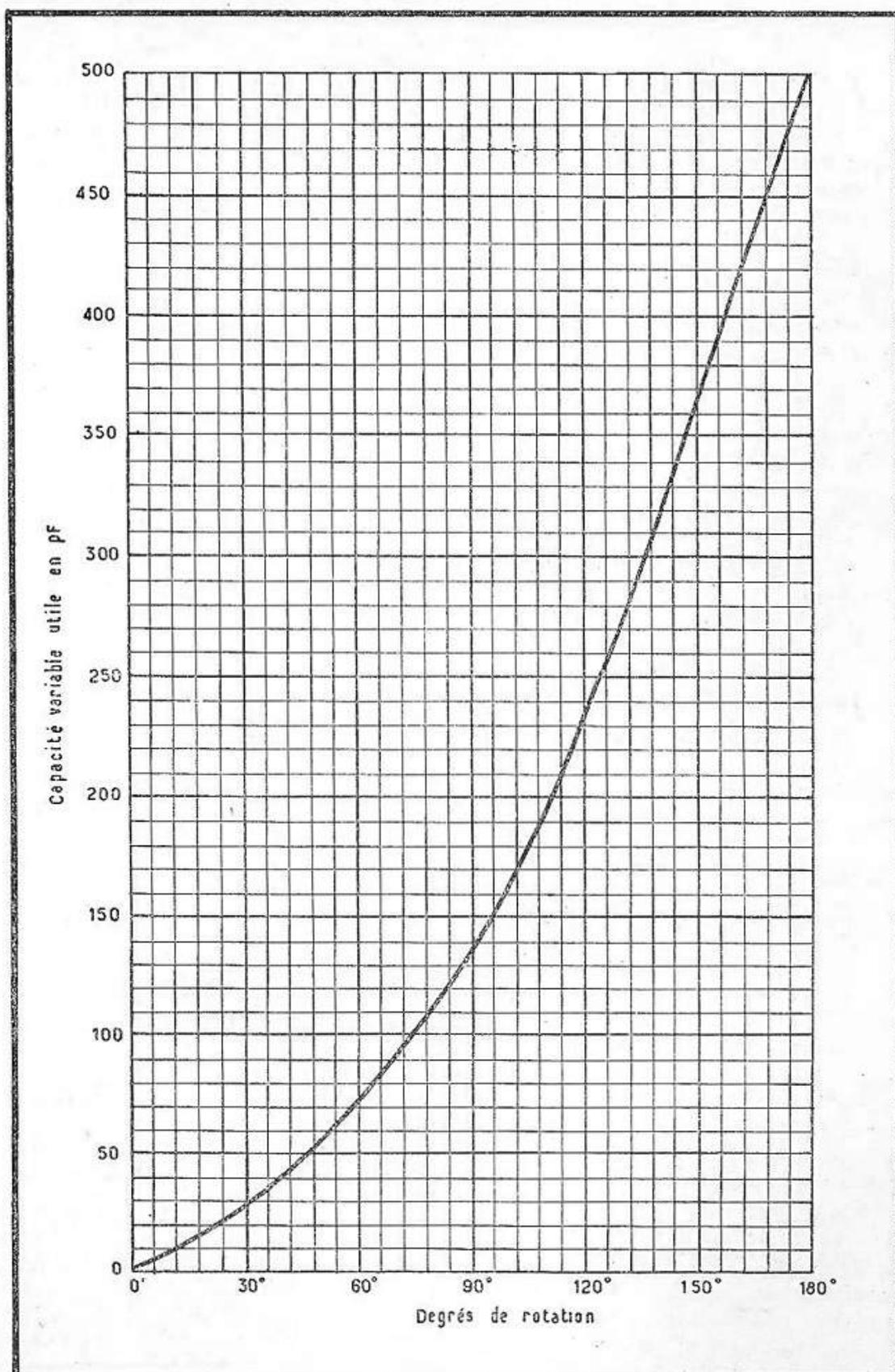


Fig. 79. — Courbe « standard » d'un condensateur variable de 490 pF de capacité variable utile.

Courbe.

Nous avons dit plus haut que la courbe d'un C. V. traduisait la dépendance de la capacité de l'angle de rotation.

Sans nous étendre à ce sujet, disons que cette loi dépend du profil des lames, c'est-à-dire de leur forme, et qu'en agissant sur cette dernière nous pouvons modifier à notre gré, l'allure de la courbe.

La figure 79 nous montre la courbe d'un C. V. moderne de 490 pF.

Le tableau I résume l'allure des courbes de quelques C. V. que l'on trouve couramment sur le marché français, en nous donnant la capacité résultante pour chaque position des lames mobiles, de 10 en 10 degrés.

Les modèles récents de condensateurs *Aréna* ont pratiquement la même courbe que les modèles 3349 et 3313.

Il est à noter que les chiffres indiqués dans ce tableau ne portent que sur la capacité variable utile et que, pour avoir la capacité réelle en chaque point, il est nécessaire d'ajouter à la valeur indiquée la valeur de la résiduelle. Ainsi, pour le C. V. *Aréna*, type 3249 (ou 3349) la capacité réelle à 90° du cadran, c'est-à-dire au milieu, sera de $136 + 12,5 = 148,5$ pF.

Bien entendu, si le condensateur comporte un trimmer, sa capacité est à ajouter au chiffre ci-dessus.

Il est curieux de noter que les condensateurs de différentes marques, mais du même type, les « 490 pF » par exemple, présentent des différences assez marquées dans l'allure de leur courbe.

Ainsi, *Aréna* 3249, *Stare* 7429 et *J. D.* 459, qui sont tous les trois des « 490 », nous donnent, à 110°, respectivement les capacités suivantes :

200, 219 et 195 pF

sans tenir compte de la résiduelle.

Par conséquent, au point de vue du remplacement d'une pièce par l'autre, les C. V. des différentes marques, même s'ils sont du même type, ne sont pas toujours interchangeables, surtout lorsqu'il s'agit d'un appareil de mesure dont le cadran est étalonné en fonction d'une capacité variable : générateur H. F. ou B. F., self-mètre, ondemètre, etc.

Condensateurs fractionnés.

On a utilisé couramment, dans les récepteurs qui comportaient plusieurs gammes O. C., des C. V. à stator divisé, que l'on appelle également C. V. à éléments fractionnés.

Le stator d'un tel C. V. est partagé en deux parties inégales, isolées entre elles, de façon à obtenir, par exemple, un élément de 130 pF et un autre de 360 pF. Le rotor des deux sections est commun et, habituellement, mis à la masse.

Schématiquement, un C. V. à stator divisé se représente comme le montre la figure 80. Nous voyons que, par une commutation appropriée, nous pouvons utiliser, soit l'élément de 130 pF seul, soit celui de 360 pF seul, soit, enfin, les deux éléments en parallèle, ce qui nous donne un C. V. de $130 + 360 = 490$ pF.

Le tableau II nous donne les caractéristiques de quelques C. V. fractionnés que l'on trouve sur le marché.

Actuellement, dans les récepteurs mixtes, prévus pour la réception des émissions modulées en amplitude (AM) et en fréquence (FM) on utilise des condensateurs variables fractionnés comportant un élément de 490 pF pour AM et un autre, de très faible capacité (12 pF environ), pour FM. Il faut noter que la résiduelle de la section 12 pF de ces condensateurs est toujours nettement plus élevée que celle des condensateurs séparés pour FM, et atteint généralement quelque 6,5 pF.

Condensateurs multiples.

Dans la plupart des récepteurs, nous avons affaire à deux, trois ou même quatre C.V. commandés par un même axe. Les exigences de la commande unique imposent, comme condition essentielle, la parfaite identité des C.V. utilisés simultanément.

Les maisons sérieuses livrent les condensateurs multiples dont les écarts en capacité sont de l'ordre de $\pm 0,3 \%$, ou même moins, entre cases.

Ce qui veut dire que si la capacité de l'un des éléments est de 350 pF, par exemple, en un point quelconque, la capacité de l'autre élément sera comprise entre $350 + 0,3 \%$ et $350 - 0,3 \%$, c'est-à-dire entre 351 et 349 pF environ.

Le dessin de la figure 81 montre la constitution d'un condensateur variable de 2 fois $130 + 360$ pF.

Condensateurs variables avec condensateur fixe en série.

Nous avons vu, à propos de la commande unique et de l'étalement des bandes, qu'on utilise couramment la combinaison d'un C.V. avec un condensateur fixe en série. La courbe du C.V. s'en trouve profondément modifiée et la capacité maximum devient, évidemment, plus faible, et d'autant plus que, le condensateur-série est plus petit.

Le tableau III nous montre l'action des différents condensateurs fixes, entre 100 et 450 pF, placés en série avec un C.V. de 490 pF.

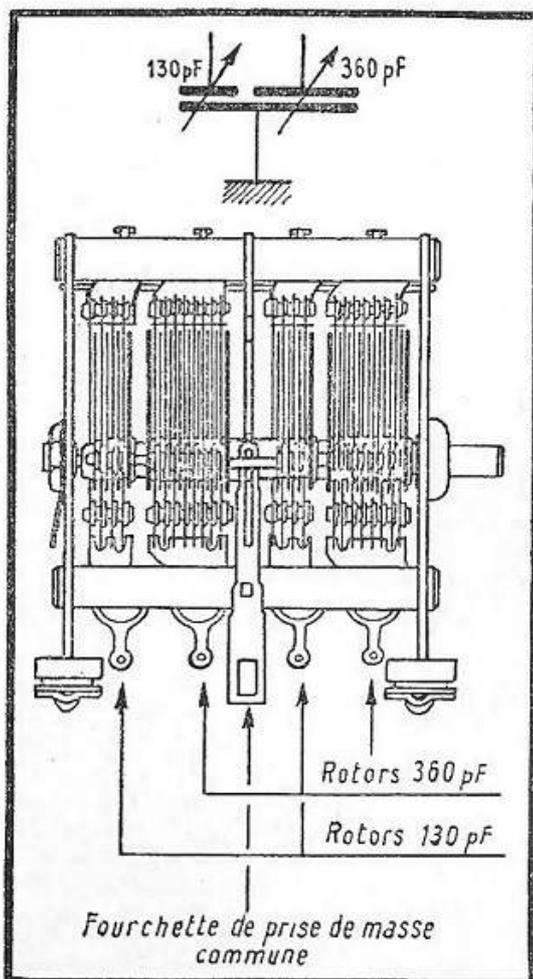


Fig. 80 (en haut). — Représentation schématisée d'un condensateur variable fractionné.

Fig. 81 (en bas). — Aspect réel d'un condensateur variable fractionné, comportant deux éléments de 360 pF et deux autres de 130 pF, les stators de tous ces éléments étant isolés l'un par rapport à l'autre et par rapport à la masse.

Tableau I

Degrés du cadran	CAPACITE UTILE EN pF.									
	Aréna 2146 2246 2346	Aréna 2150 2250 2350	Aréna 2152 2252 2352	Aréna 2213 2313	Aréna 3246 3346	Aréna 3243 3349	Aréna 3213 3313	STARE 7246 6246 3246	STARE 7249	J. D. 459
	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
10	5	5	6	2	5	6	2	4	5	6
20	15	15	16	4,2	15	15	4	12	13	12
30	26	27	28	7,5	22	25	7,5	23	23	22
40	38	40	41	11	34	38	10	36	36	34
50	52	56	58	15,2	47	52	14,5	50	50	48
60	69	74	77	20	63	70	19	68	70	64
70	88	96	99	24,5	81	89	24	88	93	83
80	110	120	123	30	102	110	30	112	116	106
90	134	148	151	35,5	126	136	36	140	150	133
100	163	179	183	42	152	164	44	172	180	163
110	195	213	220	49	185	200	53	225	219	195
120	230	251	259	56	220	238	63	240	255	233
130	265	290	300	65	255	279	75	276	300	271
140	304	332	342	75	291	320	88	313	340	314
150	343	378	390	86	332	366	100	348	379	361
160	382	422	439	98	378	414	112	385	417	409
170	422	467	484	109,5	421	460	122	421	455	490
180	456	505	517	117,8	456	497	130	452	490	453
Résiduelle en pF.	13,5	14,4	14,1	12,8	12,5	12,5	10	10,7	11	10,4
Capacité max. des trimmers en pF.					15-65	15-65		30	30	

Tableau II

Degrés du cadran	Aréna 2249 F - 2349 F		Aréna 3249 F - 3349 F		STARE 2136	
	360 pF	130 pF	360 pF	130 pF	360 pF	130 pF
	0	0	0	0	0	0
10	4	2	5	2	5,4	2
20	10	4	10	4	8	4
30	19	7,5	19	6	17	6
40	29	11	29	9	28	9
50	40	14,5	40	12	40	11
60	52	19	50	17,5	57	18
70	69	23	65	22	76	22
80	86	30	81	29	90	30
90	105	36	100	36	118	37
100	129	45	123	44	143	45
110	153	55	148	53	166	54
120	182	65	176	63	192	63
130	212	76	208	75	225	75
140	243	88	241	86	254	86
150	277	99	274	98	281	99
160	310	110	309	110	309	108
170	342	120	342	121	338	118
180	366	130	365	132	360	130
Résiduelle en pF	11,2	9	10	9	11	7,6

Tableau III

Degrés du cadran	Capacité du CV en pF	Capacité résultante après la mise en série d'une capacité fixe de :							
		100	150	200	250	300	350	400	450
0	0								
10	6	5,7	5,7	5,8	5,85	5,9	5,9	5,9	5,9
20	12	10,7	11,1	11,3	11,4	11,5	11,6	11,6	11,7
30	22	18	19,2	19,8	20,2	20,5	20,7	20,8	21
40	34	25,4	28	29	30	30,5	31	31,4	31,6
50	48	32,5	36	39	40	41,5	42,2	43	43,5
60	64	39	45	48,5	51	52,5	54	55	56
70	83	45	53	59	62,5	65	67	69	70
80	106	51,5	62	69	74,5	78	81,5	84	86
90	133	57	70	79	86	92	96	100	102
100	163	62	78	89	98	105	111	116	120
110	195	66	85	99	110	118	125	131	136
120	233	70	90	108	119	131	140	147	153
130	271	73	96	115	130	142	153	161	169
140	314	76	102	122	139	153	166	176	185
150	361	78,5	106	129	148	164	178	190	200
160	409	80	110	134	155	173	189	202	214
170	453	82	113	139	161	180	197	212	226
180	490	83	115	142	168	186	204	220	234

Tableau IV

Dans le tableau IV sont résumées les caractéristiques de quelques C. V. récents, et notamment celles des modèles spécialement prévus pour les postes à transistors.

Degrés du cadran	CAPACITÉ UTILE EN PF								
	Aréna 1222 A	Aréna 1231 A	Aréna 1232 A	Aréna 8349 FM	J. D. 590-49	J. D. 590-28	J. D. 590-22	J. D. 590-12	Transco 5127-5129
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
10	4	2	4	0,20	7	4	5	2	3
20	12	8	11	0,41	25	15	19	11	12
30	21	15	20	0,70	51	29	36	21	24
40	31	21	28	1	80	35	54	26	40
50	41	31	38	1,40	110	59	72	40	55
60	52	41	50	1,93	138	75	89	49	72
70	64	52	61	2,41	167	93	103	57	94
80	78	69	78	3,02	197	111	117	65	119
90	90	85	93	3,71	226	129	129	72	145
100	108	104	115	4,40	256	147	141	79	176
110	122	126	137	5,15	285	164	153	85	210
120	139	150	160	5,95	316	182	165	90	250
130	152	175	186	6,80	345	200	175	97	290
140	168	201	212	7,70	374	217	186	103	330
150	181	230	243	8,55	404	235	197	109	372
160	195	262	278	9,40	433	252	206	114	410
170	209	290	302	10	462	270	214	119	450
180	220	310	325	10,50	490	282	221	122	490
Résiduelle en pf	9,5	11	11,5	6,5					11

**CONSTITUTION GÉNÉRALE
D'UN BLOC DE BOBINAGES
CLASSIFICATION DES BLOCS
SUIVANT LES GAMMES ET LE NOMBRE
D'ÉLÉMENTS AJUSTABLES
ORDRE DE GRANDEUR DE LA SELF-INDUCTION
ET DU NOMBRE DE SPIRES
POUR LES DIFFÉRENTS BOBINAGES**

Cas d'un « 3 gammes ».

Le schéma le plus général, et aussi le plus complet, d'un tel bloc est représenté dans la figure 82. Les bobines correspondant à chaque gamme sont complètement indépendantes et munies, chacune, d'un noyau ajustable et d'un trimmer séparé (T₁, T₂, etc.).

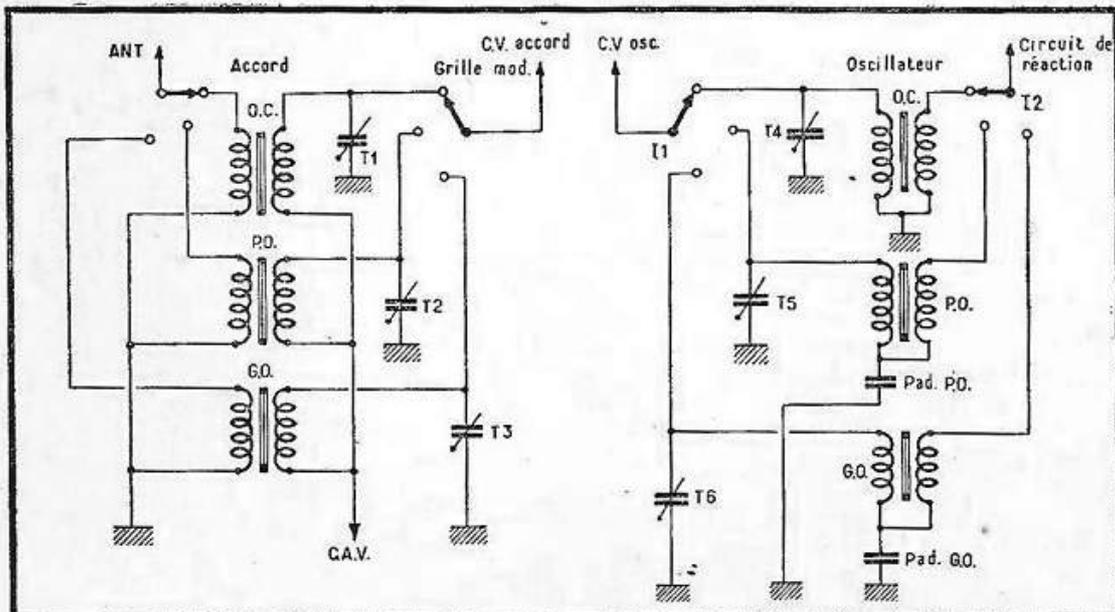


Fig. 82. — Schéma complet de commutation d'un bloc classique à 3 gammes.

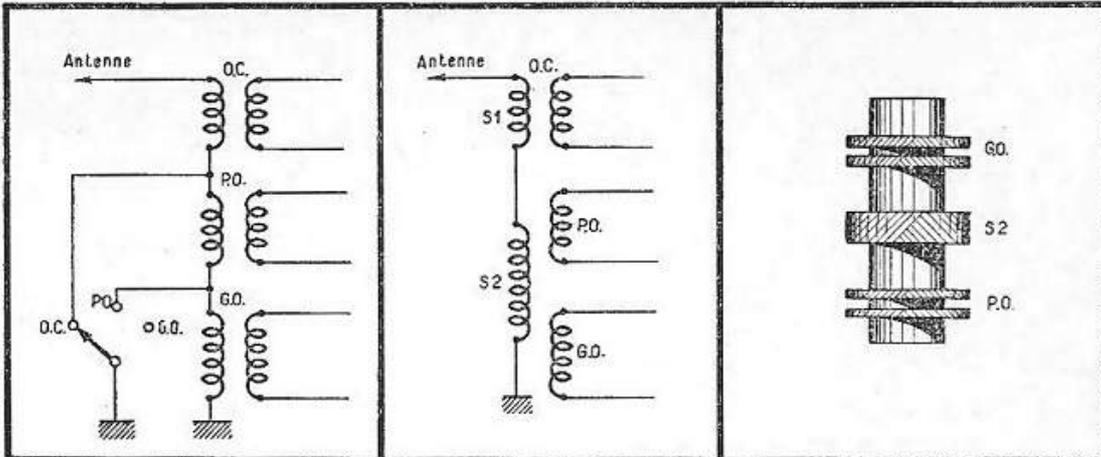


Fig. 83. — Commutation du circuit d'antenne par court-circuit partiel des portions inutilisées du primaire.

Fig. 84. — Circuit d'antenne constitué par un primaire O.C. (S_1) et par un primaire commun P.O. - G.O. (S_2).

Fig. 85. — Disposition réelle d'un primaire d'antenne commune entre les enroulements P.O. et G.O.

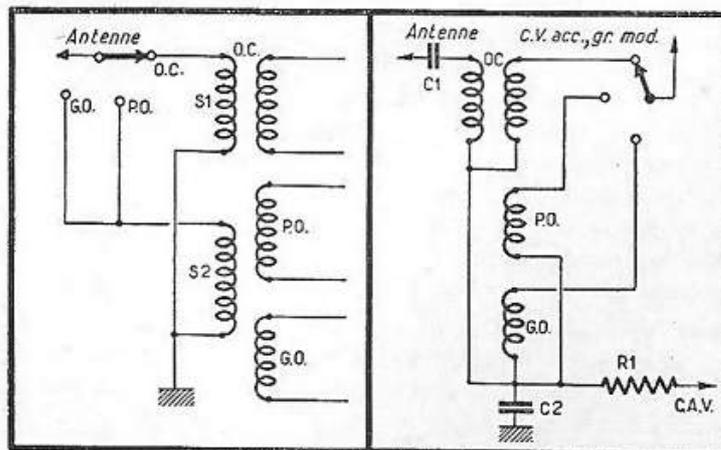
Ce schéma, tout en gardant le même système de commutation, peut comporter de multiples variantes. Par exemple, nous pouvons avoir affaire à un bloc où certains trimmers sont supprimés et remplacés par ceux des C.V. (en général ce sont ceux de la gamme O.C.). Il existe également des blocs où la plupart de ces trimmers sont fixes et constitués par des condensateurs au mica dont la valeur a été déterminée une fois pour toutes lors de la mise au point du bobinage.

En ce qui concerne la commutation, les variantes sont également nombreuses. Pour le circuit d'antenne, nous pouvons avoir la disposition de la figure 83, où tous les enroulements se trouvent en série et où l'on se contente d'en court-circuiter une certaine portion, suivant la gamme choisie.

Il existe également la solution de la figure 84, employée surtout dans les blocs simplifiés et bon marché, et qui supprime toute commutation du circuit d'antenne. Le circuit d'antenne O.C. (S_1), qui ne comporte d'ailleurs, le plus souvent, que quelques spires (4 à 8), se trouve simplement en série avec S_2 , enroulement d'antenne commun pour les gammes P.O. et G.O. Pratiquement, l'ensemble S_2 -P.O.-G.O. se présente sous l'aspect du dessin de la figure 85 : S_2 se trouve « en sandwich » entre les enroulements P.O.-G.O.

Fig. 86 (ci-contre, à gauche). — Commutation du circuit d'antenne dans le cas du primaire P.O. - G.O. commun.

Fig. 87 (ci-contre, à droite). — Couplage avec l'antenne par une capacité à la base (C_2).



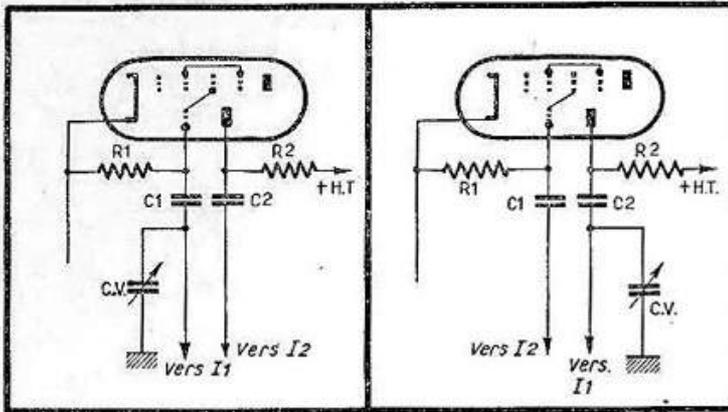


Fig. 88 (ci-contre, à gauche). — L'accord d'un oscillateur peut être placé dans le circuit de grille.

Fig. 89 (ci-contre, à droite). — Mais on place aussi très souvent cet accord dans le circuit de plaque.

Souvent on perfectionne le système de la figure 84 en assurant la commutation de S_1 et S_2 comme le montre la figure 86.

Une mention à part doit être réservée au circuit d'entrée à couplage capacitif à la base, que l'on appelle parfois « couplage Hazeltine » (fig. 87). Il a été largement utilisé par plusieurs grandes marques, et il est bon de le connaître. Après la capacité C_1 , judicieusement choisie, du circuit d'antenne, nous avons le condensateur de couplage à la base, C_2 , dont la valeur classique est de l'ordre de 2 400 à 2 500 pF. Le condensateur C_1 est, en général, de 500 à 2 000 pF, et la résistance R_1 de 10 000 à 100 000 ohms. Bien entendu, les enroulements grille des trois gammes peuvent être munis, comme dans le cas de la figure 82, de noyaux réglables ou de trimmers fixes ou ajustables.

Passons maintenant au circuit oscillateur. Le cas le plus général reste celui de la figure 82. Il est d'ailleurs adopté dans presque tous les blocs soignés. Le montage peut être réalisé de deux façons : soit oscillateur à grille accordée (fig. 88), soit celui à plaque accordée (fig. 89). Les valeurs classiques des éléments de ces deux schémas sont :

$$\begin{aligned} R_1 &= 20\,000 \text{ à } 50\,000 \text{ ohms.} \\ R_2 &= 20\,000 \text{ à } 40\,000 \text{ ohms.} \\ C_1 &= 50 \text{ pF.} \\ C_2 &= 500 \text{ à } 1\,000 \text{ pF.} \end{aligned}$$

Lorsqu'il s'agit d'un « tous-courants » la résistance R_2 ne doit pas dépasser 10 000 ohms ou, mieux, être remplacée par une bobine d'arrêt de 5 à 10 millihenrys.

Comme pour la section accord, les bobinages oscillateurs peuvent être munis, ou ne pas l'être, de trimmers séparés, fixes ou ajustables (T_4 , T_5 et T_6).

D'autre part, les bobinages P.O. et G.O. comportent, en série, des condensateurs paddings (Pad. P.O. et Pad. G.O.), qui sont généralement fixes lorsque les bobines sont munies de noyaux magnétiques réglables. Cependant, il ne faut pas s'étonner de trouver sur certains blocs des paddings ajustables, auquel cas le noyau, s'il en existe un, est presque toujours fixe.

Au point de vue de la commutation, la disposition la plus souvent adoptée, surtout dans les blocs « soignés », est celle de la figure 82. Mais nous pouvons également rencontrer, dans les blocs de modèle réduit, la commutation par court-circuit (fig. 90). L'enroulement de réaction S_y est commun aux gammes P.O. et G.O.

Très souvent, dans les bobinages oscillateurs G.O., et quelquefois aussi P.O., l'enroulement de réaction n'existe pas, le couplage entre la grille et la plaque se faisant par le padding P (fig. 91). C'est notamment la disposition que l'on peut rencontrer sur plusieurs blocs Ducretet.

Dans certains blocs nous pouvons voir l'enroulement de réaction de l'oscillateur revenir à une cosse séparée (A, fig. 92). Cela nous permet, suivant le cas, d'utiliser le montage série (fig. 93) ou le montage parallèle (fig. 94). Dans le premier cas, la

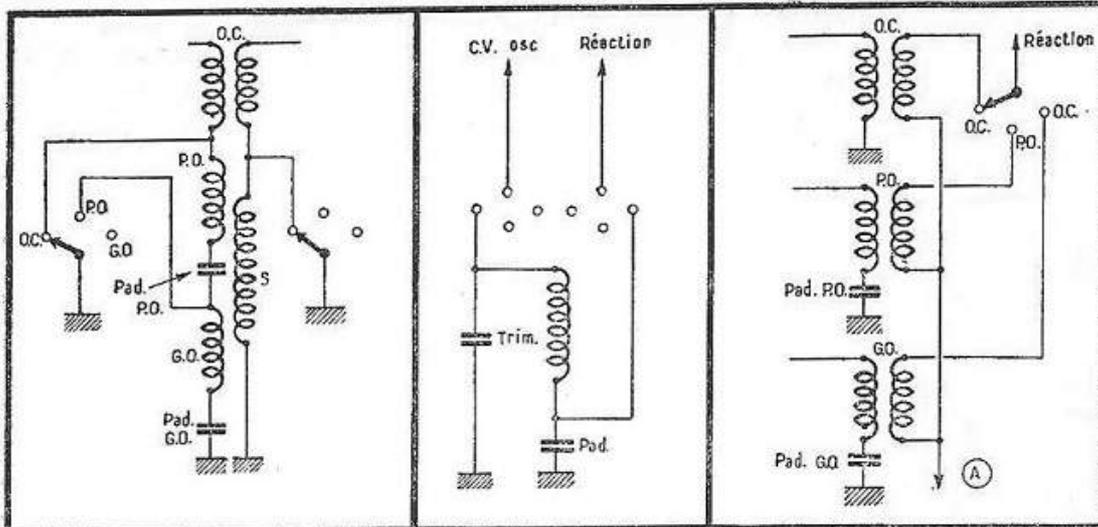


Fig. 90. — Commutation possible d'un oscillateur à trois gammes.

Fig. 91. — En G.O., l'oscillateur a très souvent cet aspect.

Fig. 92. — Commutation du circuit de réaction dans le cas de l'alimentation série.

sortie A sera réunie à la haute tension, soit directement, dans le cas d'un récepteur « tous-courants », soit à travers une résistance R_2 , dans celui d'un récepteur alternatif. Dans le second cas, la sortie A sera réunie à la masse.

Enfin, assez rarement il faut le dire, nous pouvons rencontrer des bobinages oscillateurs O.C. comportant un padding, tout comme le bobinage P.O. ou G.O. de la figure 82.

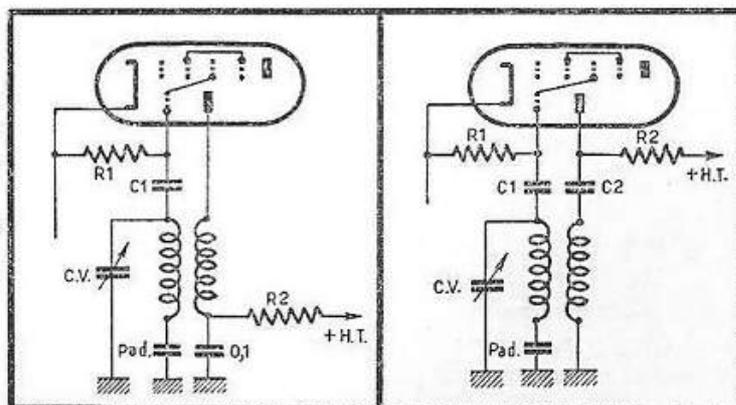
Dans certains blocs équipant les récepteurs Philips le bobinage oscillateur est le même pour les deux gammes P.O. et G.O., le passage de P.O. à G.O. se faisant uniquement par commutation de capacités fixes. Le schéma de la figure 95 représente une telle commutation et nous voyons que le fonctionnement en G.O. est obtenu uniquement par mise en parallèle sur le circuit accordé de l'oscillateur P.O., des condensateurs C_4 et C_5 . Une solution analogue est presque toujours adoptée dans les récepteurs à transistors : bobinage oscillateur commun et commutation de capacités.

Cas d'un « 4 gammes ».

Un bloc à quatre gammes comporte, le plus souvent, deux gammes O.C., une P.O. et une G.O., réparties de la façon suivante :

Fig. 93 (ci-contre, à gauche). — Schéma d'un oscillateur à alimentation série.

Fig. 94 (ci-contre, à droite). — Schéma d'un oscillateur à alimentation parallèle.



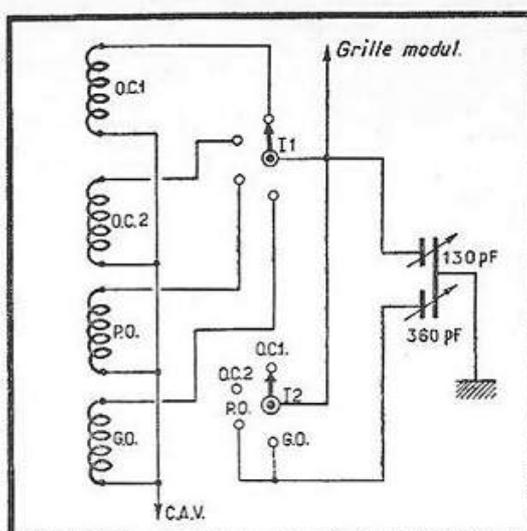
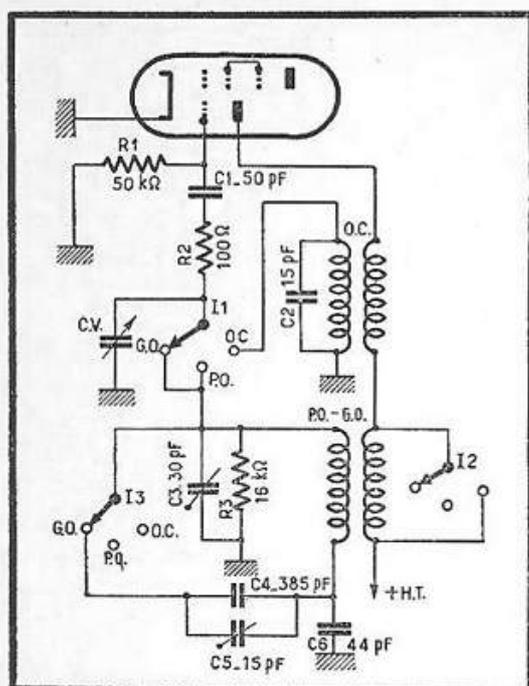


Fig. 95 (ci-contre). — Commutation d'un oscillateur utilisant un même bobinage en P. O. et G. O.

Fig. 96 (ci-dessus). — Commutation à utiliser avec des condensateurs variables fractionnés.

O.C. 1	—	13	à	24 MHz	(23	à	12,5 m);
O.C. 2	—	5,8	à	14 MHz	(51,7	à	21,4 m);
P.O.	—	520	à	1 600 kHz	(577	à	187 m);
G.O.	—	150	à	275 kHz	(2 000	à	1 090 m).

Le bloc dont nous voulons parler fonctionne avec un C.V. dit à stator divisé, du type « 130 + 360 pF ». Autrement dit, nous nous servons de l'élément 130 pF pour couvrir les gammes O.C. et de la totalité (130 + 360 = 490 pF) pour couvrir la gamme P.O. La gamme G.O. sera accordée, suivant la conception du bloc, soit par la totalité (490 pF), soit par 130 pF.

Un tel bloc exige évidemment une commutation supplémentaire du C.V. que nous résumons par le croquis de la figure 96. La connexion en pointillé du commutateur I_2 sur la position G.O. existe si en G.O. on utilise la totalité de la capacité.

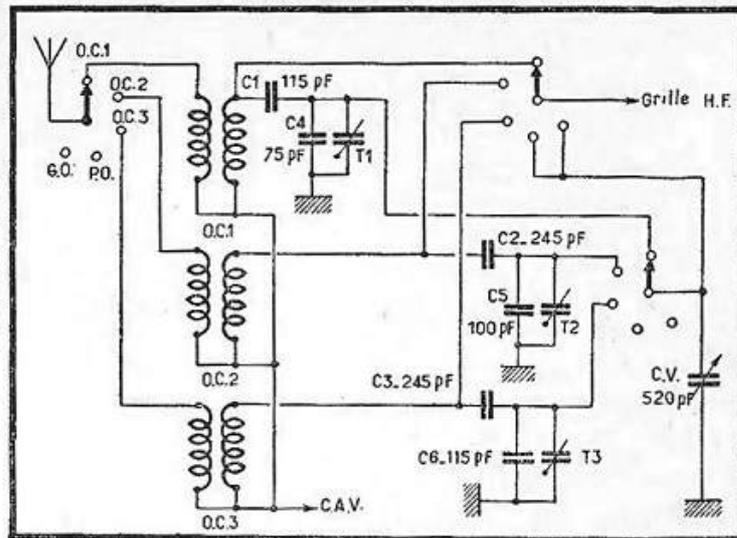
La figure 96 représente la commutation du circuit d'accord, côté grille modulatrice. Pour l'oscillateur la commutation est tout à fait analogue, sauf que les bobinages P.O. et G.O., et parfois O.C., comportent des paddings, comme dans la figure 82.

Mais ce que l'on appelle « bloc 4 gammes » actuellement est surtout un bloc comportant les trois gammes normales (O.C., P.O. et G.O.) plus une bande O.C. étalée, de 5,9 à 6,5 MHz. Ces blocs fonctionnent avec un C.V. normal de 490 pF, la bande étalée étant obtenue par mise en série et en parallèle de condensateurs d'appoint sur le bobinage O.C. de la gamme normale, comme nous l'avons indiqué dans le chapitre consacré aux bandes O.C. étalées.

Cas d'un « 5 gammes ».

On rencontre encore assez souvent des blocs utilisant des C.V. de 130 pF et couvrant cinq gammes dont deux O.C., deux P.O. et une G.O. Les gammes O.C. sont sensiblement les mêmes que celles d'un bloc 4 gammes, tandis que les gammes P.O. sont réparties de la façon suivante :

Fig. 97. — Commutation complète d'un circuit d'entrée comportant 3 bandes O.C. étalées, en plus des gammes P.O. et G.O. dont les bobinages ne sont pas figurés.



P.O. 1 — 1600 à 880 kHz (187,5 à 340 m) ;

P.O. 2 — 930 à 510 kHz (322 à 590 m).

Ces blocs possèdent, presque toujours, la commutation conforme à la figure 82.

Blocs à plusieurs bandes O.C. étalées.

Il existe également des blocs à deux bandes O.C. étalées, conçus sur le même principe que ceux qui ne comportent qu'une seule B.E. : bobinage unique (celui de la gamme O.C. normale) ; mise en parallèle et en série des condensateurs d'appoint. Ces blocs couvrent généralement les bandes suivantes :

49 m (5,9 à 6,5 MHz) ;

31 et 25 m (13 à 9 MHz).

Autrement dit, la deuxième « bande étalée » en contient en fait deux.

Il y a aussi des blocs à deux gammes, utilisant des C.V. soit de 460 pF, soit de 490 pF, par exemple *Artex 401* ou *Securit 514*. Les deux gammes couvertes sont sensiblement les mêmes que dans les blocs utilisant les C.V. à stator divisé 130 + 360 pF.

Nous pouvons avoir affaire à des blocs à 3 gammes O.C. étalées, par exemple *Gamma B25N*, qui couvre les bandes suivantes :

O.C. 1 — 22 à 16 MHz (13,6 à 18,7 m) ;

O.C. 2 — 16,4 à 9,9 MHz (18,3 à 30,03 m) ;

O.C. 3 — 10,3 à 5,85 MHz (29 à 51,4 m).

Il existe aussi le bloc *Ducretet*, équipant le récepteur D260 de cette marque, qui couvre les gammes suivantes :

O.C. 1 — 14,8 à 18,6 MHz (20,3 à 16,1 m) ;

O.C. 2 — 9,2 à 12,3 MHz (32,6 à 24,4 m) ;

O.C. 3 — 7,5 à 5,8 MHz (40 à 51,7 m).

Nous donnons dans la figure 97, à titre d'exemple, le schéma de la partie O.C. du bloc *Ducretet* (partie accord). Les condensateurs-série d'étalement sont respectivement C_1 , C_2 et C_3 . On remarquera la valeur assez élevée des trimmers fixes (C_4 , C_5 et C_6).

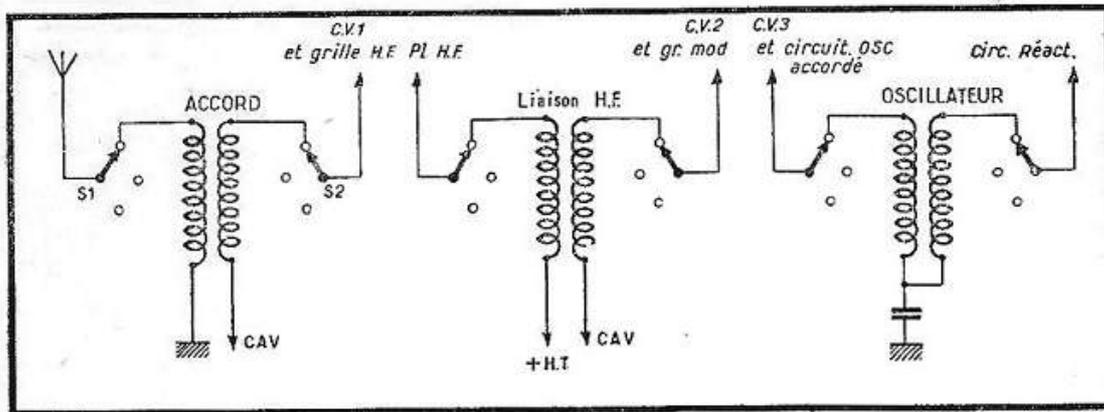


Fig. 98. — Schéma général de la commutation dans le cas d'un bloc prévu pour un étage H. F. accordé.

Enfin, nous pouvons rencontrer des blocs à 7 gammes O.C. étalées couvrant pratiquement toutes les « régions » intéressantes de la gamme 5,9 à 30 MHz. A titre d'exemple nous donnons ci-dessous les bandes couvertes par le bloc « Atlas » (Oréga) :

O. C. 1	— 30	à 21,43 MHz	(10 à 14 m);
O. C. 2	— 22,4	à 17,68 MHz	(13,4 à 17 m);
O. C. 3	— 18,6	à 15,08 MHz	(16,1 à 19,9 m);
O. C. 4	— 16,1	à 11,67 MHz	(18,6 à 25,7 m);
O. C. 5	— 12,4	à 9,49 MHz	(24,2 à 31,6 m);
O. C. 6	— 10,2	à 7,14 MHz	(29,4 à 42 m);
O. C. 7	— 7,5	à 5,94 MHz	(40 à 50,5 m).

D'autres blocs que nous pouvons rencontrer, sont conçus suivant le même principe et seule varie la distribution des gammes et le degré d'étalement.

Blocs à gamme maritime (chalutiers).

La gamme maritime, pour l'écoute des émissions des chalutiers, est intéressante dans toutes les régions du littoral, et plusieurs marques ont mis sur le marché des blocs à quatre gammes comportant, en dehors des trois bandes normales, la gamme « chalutiers », s'étendant, environ, de 3,5 à 1,4 MHz (86 à 215 m).

Au point de vue de la commutation et du principe ces blocs ne diffèrent en rien des blocs normaux.

Blocs pour récepteurs avec H. F.

Le croquis de la figure 98 nous montre, d'une façon schématisée, la constitution d'un bloc pour récepteurs comportant un étage amplificateur H.F. avant le changement de fréquence.

Au point de vue de la commutation, ces blocs sont conçus, le plus souvent, suivant le principe de la figure 82, et diffèrent, d'un bloc ordinaire, uniquement par l'adjonction d'un jeu de bobinages pour la liaison H.F.

Ces bobinages sont constitués exactement comme ceux du circuit d'entrée (accord) et en diffèrent simplement par le nombre de spires au primaire.

Bien entendu, des blocs avec H.F. existent également en 4 ou 5 gammes, soit avec des C.V. à stator divisé, soit à gammes O.C. étalées. Par exemple, le bloc

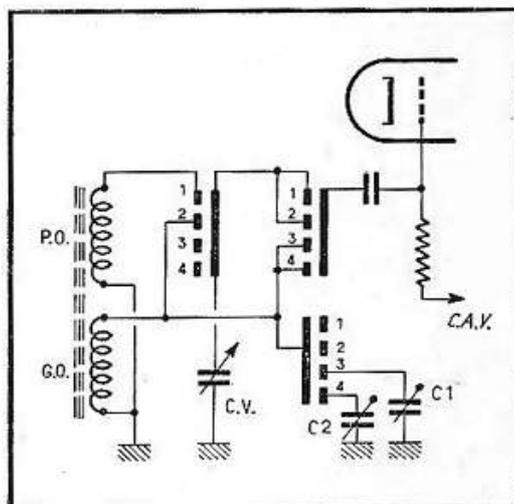
Ducretet, dont nous avons parlé plus haut, est un bloc pour H.F. et son schéma de liaison H.F., en O.C. est exactement celui de la figure 97, avec les mêmes valeurs des différents condensateurs série d'étalement et des trimmers.

Blocs à stations pré réglées.

Depuis que la technique des blocs de bobinages a évolué vers la commutation par touches, on rencontre assez souvent des modèles comportant la possibilité d'obtenir une ou deux stations par simple pression sur une touche, et cela en plus des 3 ou 4 gammes normales, bien entendu. Le plus souvent, les émetteurs ainsi « pré réglés » sont *Luxembourg* et *Europe I* en G.O.

La solution adoptée est pratiquement toujours celle de capacités ajustables qui se mettent en parallèle sur la bobine d'entrée (ou le cadre) et sur celle d'oscillation, en remplacement des sections correspondantes du C.V., qui se trouvent déconnectées. Par conséquent, dans le cas où il y a deux stations « pré réglées », il existe en principe 4 ajustables. Cependant, certains fabricants se contentent de prévoir 2 ajustables seulement (ceux de l'oscillateur), les condensateurs du circuit d'accord étant fixes. C'est notamment le cas du bloc « Phœbus CS2U » (Oréga).

Fig. 99. — Exemple d'une commutation pour deux stations pré réglées.



Quel que soit le système adopté, le schéma d'une commutation pour deux stations pré réglées peut se réduire à celui de la figure 99, qui représente le circuit d'entrée, avec les enroulements P.O. et G.O. du cadre. Aux positions 3 et 4 le bobinage G.O. n'est accordé qu'à l'aide des ajustables C_1 et C_2 , respectivement.

Il est à remarquer que cet accord doit se faire en réalité à l'aide d'un condensateur fixe avec un ajustable en parallèle, car la capacité exigée dépasse toujours de loin les possibilités d'un ajustable seul (30 à 50 pF maximum). En effet, sur la plupart des cadrans actuels *Luxembourg* est reçu vers 70 à 80°, et *Europe I* vers 115-120°, ce qui correspond, si nous nous reportons aux caractéristiques des C.V., à une capacité de 90 à 110 pF pour le premier et de 220 à 240 pF pour le second.

Il est évident que pour le circuit d'oscillation la commutation sera tout à fait analogue.

Blocs à commutation FM.

Ces blocs sont également toujours à commutation par clavier, et on les trouve sur des récepteurs ou des tuners mixtes, AM/FM. Ils ne se distinguent en rien des blocs

normaux AM, sauf la présence d'une touche marquée FM, qui permet d'effectuer toutes les commutations nécessaires lors du passage à l'un ou à l'autre type de modulation. Ces commutations portent généralement sur les circuits suivants :

- Alimentation du bloc FM en haute tension ;
- Coupure du circuit anodique de l'oscillateur AM en position FM ;
- Branchement de la sortie du bloc FM à la grille de commande de la partie hep-
tode de la changeuse de fréquence ;
- Inversion de la sortie détection ;
- Quelquefois, modification du circuit correcteur de tonalité.

On voit parfois des commutations encore plus compliquées, par exemple lorsque la partie AM du récepteur comporte un étage H.F.

Blocs à commutation antenne-cadre.

Ils sont surtout employés dans les récepteurs portatifs à transistors prévus pour fonctionner sur une antenne extérieure, le plus souvent une antenne de voiture. Certains fabricants prévoient deux touches marquées « Ant. » et « Cad. », par exemple, en plus des touches normales P.O. et G.O. D'autres préfèrent deux touches par gamme : P.O.C et P.O.A ; G.O.C et G.O.A. Pratiquement cela revient au même.

Quelques chiffres.

Il est parfois utile, lorsqu'on a à réparer un bloc, de connaître l'ordre de grandeur des différents éléments : nombre de spires, self-induction, capacité de tel ou tel condensateur, et même résistance ohmique des différents enroulements.

Bobinages d'accord.

O.C. — En admettant un diamètre de la carcasse de 10 à 12 mm, la bobine comportera environ 7 spires en gros fil au secondaire (côté grille) et 4 à 5 spires en fil fin, bobinées entre le gros fil, au primaire (côté antenne).

La self-induction sera de l'ordre de 1,15 à 1,25 μH et la résistance ohmique, aussi bien au primaire qu'au secondaire, pratiquement négligeable.

Si le bobinage est réalisé sans noyau magnétique, le nombre de spires au secondaire sera plus élevé : 9 à 10.

Ces données se rapportent, bien entendu, à un bobinage normal, c'est-à-dire destiné à couvrir la gamme classique de 16 à 50 m.

La valeur du trimmer T_1 (fig. 82) sera classique également : un ajustable de 3 à 35 pF, par exemple.

P.O. — En admettant toujours le même diamètre de la carcasse, le circuit d'antenne P.O. comprend 300 à 400 spires en fil fin (12/100, 2 c.s., par exemple). Sa self-induction sera de l'ordre de 2 000 μH et sa résistance ohmique de 25 à 35 ohms.

L'enroulement grille P.O. est très souvent réalisé en fil divisé « Litz », de $20 \times 0,05$. Il y a presque toujours un noyau magnétique, fixe ou réglable. La self-induction, pour la gamme P.O. normale, est de 180 à 205 μH , le nombre de spires de 100 environ, et la résistance ohmique de 2 à 3 ohms.

Le trimmer (T_2 , fig. 82) sera, comme pour O.C., de 3 à 35 pF.

G.O. — Le primaire d'antenne peut être à haute ou à basse impédance. Dans le premier cas la bobine comportera 500 à 600 spires en fil très fin (10/100 à 12/100). Dans le second cas, elle sera identique à la bobine d'antenne P.O. C'est notamment le cas de la figure 85 où l'enroulement d'antenne est commun aux gammes P.O. et G.O.

L'enroulement grille G.O. comprendra 360 à 430 spires, suivant qu'il y ait ou non un noyau magnétique, en fil fin (12/100, 2 c.s.). La self-induction est de l'ordre de 2 200 μH et la résistance ohmique de 30 à 40 ohms.

Le trimmer G.O. α , le plus souvent, a une valeur nettement plus élevée que celui des P.O. Il se compose alors d'un condensateur fixe de quelque 50 pF et d'un ajustable de 3 à 35 pF.

Bobinages oscillateurs.

O.C. — Constitution du bobinage analogue à celle de la bobine d'accord. Le circuit accordé comprendra soit un peu moins, soit un peu plus de spires que le bobinage d'accord, suivant que l'on adopte la solution du battement supérieur ou inférieur. La différence sera, dans un sens ou dans l'autre, d'une spire ou d'une demi-spire.

Pratiquement, si le bobinage comporte un noyau magnétique ajustable, le nombre de spires de l'oscillateur (côté accordé), est le même que celui de la bobine d'accord.

La self-induction sera de l'ordre de 1 μH (battement supérieur) ou de 1,4 μH (battement inférieur).

L'enroulement de réaction de l'oscillateur, analogue à l'enroulement d'antenne du bobinage d'accord, comprend un peu plus de spires que dans ce dernier : 8 à 10 spires.

S'il existe un padding O.C., il est pour ainsi dire toujours fixe et de valeur élevée : 1 500 à 4 000 pF.

P.O. — Le circuit accordé comprend quelques 68 à 80 spires (suivant qu'il y ait ou non un noyau magnétique) et fait 90-94 μH . L'enroulement de réaction est plus ou moins important, suivant la lampe pour laquelle l'oscillateur est prévu. Avec une ECH42 ou ECH81 cet enroulement est très faible et comprend une dizaine de spires au plus, avec retour par le padding (fig. 82). Si le retour se fait à la masse, ou à la haute tension (fig. 90 ou 91), le nombre de spires est plus élevé : 20 à 30.

Pratiquement, un oscillateur P.O., tel que celui de la figure 82, est réalisé sous forme d'un bobinage à prise, cette dernière étant l'extrémité commune aboutissant au padding correspondant.

La résistance ohmique d'un oscillateur P.O. est faible : 3-4 ohms pour l'enroulement accordé ; une fraction d'ohm pour l'enroulement de réaction.

Le padding P.O. α a une valeur totale de l'ordre de 450 pF, tandis que le trimmer T_s (fig. 82) est, le plus souvent, un ajustable normal.

G.O. — Le circuit accordé comprendra 140 à 160 spires en fil fin (12/100), suivant qu'il y ait ou non un noyau magnétique. La self-induction totale est de l'ordre de 440-460 μH . Dans le cas de la figure 91, il n'y a pas de circuit de réaction.

L'ordre de grandeur du padding G.O. est de 130-160 pF.

Le trimmer G.O. (T_o) est toujours assez important, entièrement fixe ou en partie ajustable. Valeur totale de l'ordre de 100-120 pF.

Éléments ajustables.

Si les variantes possibles de commutation sont déjà très nombreuses, elles ne sont rien à côté des variantes que l'on rencontre dans la répartition et le nombre d'éléments ajustables : noyaux et trimmers.

Nous donnons ci-dessous, afin de faciliter dans une certaine mesure l'identification et le repérage, la liste à peu près complète de combinaisons que l'on peut rencontrer dans la pratique avec un bloc courant à 3 gammes ou à 3 gammes plus bande étalée.

1. — C. V. avec trimmers. Bloc à 2 noyaux réglables.

Les trimmers du C. V. se rapportent à la gamme P. O., tandis que les deux noyaux correspondent, respectivement, à l'oscillateur P. O. et à l'oscillateur G. O.

2. — C. V. avec trimmers. Bloc à 2 noyaux et 1 trimmer.

La répartition des éléments ajustables est la suivante :

C. V. accord P. O.
C. V. oscillateur O. C.
Noyau oscillateur P. O.
Noyau oscillateur G. O.
Trimmer osc. G. O.

3. — C. V. avec trimmers. Bloc à 3 noyaux.

Les trimmers du C. V. se rapportent à la gamme P. O., tandis que les 3 noyaux se répartissent de la façon suivante :

Accord P. O.
Oscillateur P. O.
Oscillateur G. O.

4. — C. V. avec trimmers. Bloc à 3 noyaux et 2 trimmers.

La répartition des éléments ajustables est la suivante :

C. V. accord P. O.
C. V. oscillateur O. C.
Noyau oscillateur P. O.
Noyau accord P. O.
Noyau oscillateur G. O.
Trimmer accord P. O.
Trimmer oscillateur G. O.

5. — C. V. avec trimmers. Bloc à 4 noyaux.

Les trimmers du C. V. se rapportent à la gamme P. O., tandis que dans la distribution des noyaux deux variantes sont possibles :

a

Noyau oscil. P. O.
Noyau accord P. O.
Noyau oscil. G. O.
Noyau oscil. O. C.

b

Noyau oscil. P. O.
Noyau accord P. O.
Noyau oscil. G. O.
Noyau accord G. O.

6. — C. V. avec trimmers. Bloc à 4 noyaux et 1 trimmer.

Les trimmers du C. V. se rapportent à la gamme P. O., tandis que les autres éléments ajustables se répartissent comme suit :

Noyau oscil. P. O.
 Noyau accord G. O.
 Noyau oscil. O. C.
 Noyau accord O. C.
 Trimmer oscil. G. O.

7. — C. V. avec trimmers. Bloc à 4 noyaux et 3 trimmers.

Les trimmers du C. V. se rapportent à la gamme P. O., tandis que les autres éléments ajustables se répartissent comme suit :

Noyau oscil. P. O.	Trimmer oscil. G. O.
Noyau accord P. O.	Trimmer accord G. O.
Noyau oscil. O. C.	Trimmer accord O. C.
Noyau accord O. C.	

8. — C. V. sans trimmers. Bloc à 4 noyaux et 6 trimmers.

La répartition des éléments ajustables est la suivante :

Noyau oscil. P. O.	Trimmer oscil. P. O.
Noyau accord P. O.	Trimmer accord P. O.
Noyau oscil. B. E.	Trimmer oscil. G. O.
Noyau accord B. E.	Trimmer accord G. O.
	Trimmer oscil. O. C.
	Trimmer accord O. C.

9. — C. V. avec trimmers. Bloc à 5 noyaux.

Les trimmers du C. V. se rapportent à la gamme P. O., tandis que dans la distribution des noyaux, deux variantes existent :

α	b
Noyau oscil. P. O.	Noyau oscil. P. O.
Noyau accord P. O.	Noyau accord P. O.
Noyau oscil. G. O.	Noyau oscil. G. O.
Noyau oscil. O. C. ou B. E.	Noyau accord G. O.
Noyau accord O. C. ou B. E.	Noyau accord O. C.

10. — C. V. avec trimmers. Bloc à 6 noyaux et 1 trimmer.

Deux variantes sont possibles :

<i>a</i>	<i>b</i>
C. V. accord P. O.	C. V. accord P. O.
C. V. oscil. O. C.	C. V. oscil. P. O.
Noyau oscil. P. O.	Noyau oscil. P. O.
Noyau accord P. O.	Noyau accord P. O.
Noyau oscil. G. O.	Noyau oscil. G. O.
Noyau accord G. O.	Noyau accord G. O.
Noyau oscil. O. C. ou B. E.	Noyau oscil. O. C. ou B. E.
Noyau accord O. C. ou B. E.	Noyau accord O. C. ou B. E.
Trimmer oscil. P. O.	Trimmer accord O. C.

Il existe également des blocs à 6 noyaux seulement, sans trimmer, à utiliser avec un C. V. muni de trimmers. Dans ce cas la répartition des éléments ajustables est la même que dans le cas *b* ci-dessus, sauf le trimmer accord O. C. qui n'existe pas.

11. — C. V. sans trimmers. Bloc à 6 noyaux et 3 trimmers.

La répartition des éléments ajustables est la suivante :

Noyau oscil. P. O.	Trimmer oscil. P. O.
Noyau accord P. O.	Trimmer accord P. O.
Noyau oscil. G. O.	Trimmer accord O. C.
Noyau accord G. O.	
Noyau oscil. O. C. ou B. E.	
Noyau accord O. C. ou B. E.	

12. — C. V. avec ou sans trimmers. Bloc à 6 noyaux et 4 trimmers.

Si le C. V. comporte les trimmers, ces derniers correspondent à la gamme P. O. Dans ce cas les quatre trimmers du bloc se rapportent à la gamme O. C. (2) et à la gamme G. O. (2).

Si le C. V. n'a pas de trimmers, deux des trimmers du bloc correspondent à la gamme P. O., les deux autres étant réservés à la gamme O. C.

La répartition des noyaux est la même que dans les cas (10) et (11).

13. — C. V. sans trimmers. Bloc à 6 noyaux et 6 trimmers.

Même répartition que ci-dessus avec, en plus, deux trimmers G. O.



APPAREILS DE MESURE ET OUTILLAGE
NÉCESSAIRES POUR L'ALIGNEMENT
DES RÉCEPTEURS
HÉTÉRODYNES MODULÉES
ET GÉNÉRATEURS H. F.
ANTENNES FICTIVES
INDICATEURS DE SORTIE

En quoi consiste l'alignement.

Le travail que l'on appelle, en argot d'atelier, alignement, comporte, en réalité, deux opérations bien distinctes :

a. — *Réglage des circuits M.F.* de façon que leur fréquence de résonance soit exactement celle qui est prévue par le constructeur de l'appareil ;

b. — *Mise au point de la commande unique*, c'est-à-dire réglage des circuits d'entrée, d'oscillateur et, éventuellement, de liaison H.F., de façon que les conditions imposées par le principe de la commande unique soient réalisées : fréquence de l'oscillateur supérieure (ou inférieure pour certaines gammes) à la fréquence reçue exactement de la valeur de la M.F. en trois points bien définis des gammes P.O. et G.O., le plus souvent ; en deux points des gammes O.C.

Nous avons noté plus haut, lorsque nous avons parlé de la commande unique, que les caractéristiques des circuits d'entrée et d'oscillation n'étaient valables que pour une certaine valeur de la M.F. et inversement. De ce fait, puisque nous ne pouvons pas modifier la valeur, prévue par le constructeur, de la plupart des éléments de la monocommande (padding et certains trimmers fixes), nous sommes obligés, d'abord, d'accorder les circuits M.F. sur la fréquence prévue et, ensuite, d'ajuster en conséquence les éléments réglables des circuits d'entrée et d'oscillation.

Donc, nous avons besoin, au départ, d'une source de tension à fréquence bien déterminée, que nous pouvons modifier suivant nos besoins, mais dont nous devons connaître, à chaque instant, la fréquence. Cette source sera constituée par un petit émetteur H.F., modulé en amplitude par une ou plusieurs fréquences B.F., que l'on appelle générateur H.F. ou hétérodyne modulée. Aucun travail sérieux n'est possible, surtout lorsqu'il s'agit de transformateurs M.F., si l'on ne possède pas un appareil de ce genre.

Caractéristiques d'un générateur H. F.

Il existe, dans le commerce, un choix considérable de générateurs H. F., simples ou perfectionnés, mais tous, du moins ceux qui sont destinés au travail de radio-dépannage, possèdent un certain nombre de caractéristiques communes que nous allons rappeler brièvement.

1. — Gammes couvertes.

La plupart des appareils du commerce couvrent, pratiquement sans trou, toutes les fréquences entre 100 kHz et 50 MHz (quelquefois plus) en cinq, six ou sept gammes, se répartissant, approximativement, de la façon suivante :

a.	—	100	à	300 kHz	(3 000	à	1 000	m)
b.	—	400	à	500 kHz	(750	à	600	m)
c.	—	500	à	1 500 kHz	(600	à	200	m)
d.	—	1 500	à	4 500 kHz	(200	à	66,7	m)
e.	—	4,5	à	14 MHz	(66,7	à	21,4	m)
f.	—	10	à	30 MHz	(30	à	10	m)
g.	—	30	à	90 MHz	(10	à	3,33	m).

La gamme *b*, correspondant aux fréquences M. F. courantes est, comme on le voit, étalée, ce qui facilite grandement le réglage. Par ailleurs, la répartition des gammes ci-dessus n'est donnée qu'à titre d'indication, chaque constructeur choisissant celle qui paraît le plus logique.

2. — Graduation du cadran.

Le cadran des générateurs H. F. est, presque toujours, gradué en kilohertz et mégahertz. Le passage des fréquences aux longueurs d'onde et inversement se fera à l'aide du tableau que nous avons donné plus haut (page 17).

Il est nécessaire de savoir passer rapidement des fréquences aux longueurs d'onde et inversement, car les cadrans de presque tous les récepteurs sont gradués en longueurs d'onde.

3. — Modulation B. F.

L'onde H. F. fournie par un générateur peut être modulée par un oscillateur B. F. incorporé à l'appareil. Presque toujours un commutateur permet de choisir entre les trois possibilités suivantes :

- Haute fréquence pure ;
- Haute fréquence modulée ;
- Basse fréquence pure.

La B. F. utilisée est, généralement, de l'ordre de 400 Hz. Parfois l'oscillateur B. F. est prévu pour fournir trois fréquences différentes, par exemple 400, 1 000 et 3 000 Hz.

La forme d'onde est pratiquement sinusoïdale dans les générateurs soignés, mais s'en écarte sensiblement dans certains appareils bon marché. Disons tout de suite que cela n'a pas une grande importance pour les opérations d'alignement et de dépannage, si l'on n'a pas à faire des mesures de sensibilité.

La profondeur de modulation « standard » étant de 30 %, la plupart des générateurs cherchent à s'en rapprocher, mais seuls les appareils relativement compliqués et coûteux peuvent garantir ce taux sur toutes les gammes. Certains générateurs H. F. comportent un réglage de la profondeur de modulation, entre 0 et 50 %, par exemple.

Enfin, une sortie B. F. séparée est très souvent prévue, ce qui permet des vérifications commodes sur la partie B. F. du récepteur examiné.

4. — Atténuateur.

L'onde H.F., modulée ou non, émise par le générateur, est disponible à la sortie H.F. de l'appareil, mais il est commode de pouvoir faire varier son niveau dans d'assez larges limites.

En effet, si nous injectons à l'entrée d'un récepteur classique une tension de quelque 50 μV , nous obtiendrons à la sortie une puissance de plus de 2 watts modulés. Par contre, pour cette même puissance de sortie il nous faudra attaquer la grille de l'amplificatrice M.F. avec une tension H.F. de l'ordre de 20 000 μV , soit 0,02 V.

Le dispositif qui permet de doser la tension H.F. d'un générateur s'appelle un atténuateur.

Dans les générateurs H.F. simplifiés cet atténuateur est constitué uniquement par un potentiomètre. Dans certains appareils plus perfectionnés nous rencontrons souvent un atténuateur à deux éléments : progressif (vernier) et à commutateur à 3, 4 ou 5 positions, donnant un affaiblissement de 10 par position.

Enfin, les générateurs H.F. dits « à sortie étalonnée » possèdent un atténuateur précis à deux éléments, précédé d'un voltmètre H.F. indiquant, à chaque instant, la tension H.F. existant, à l'entrée de l'atténuateur, dont le rapport d'affaiblissement est connu. On peut, de cette façon, connaître la tension H.F. que l'on injecte à un point quelconque du récepteur examiné et faire des mesures précises de sensibilité globale ou partielle.

5. — Fuites.

Si la haute fréquence produite par un générateur H.F. sort (rayonne) autrement que par la sortie prévue à cet effet, il est évident que l'action et l'efficacité de l'atténuateur se trouvent compromises et que les circuits d'un récepteur peuvent être impressionnés même si l'atténuateur est au minimum.

Ce défaut, commun à tous les appareils simples et peu coûteux, ne peut être toléré lorsqu'il s'agit d'appareils soignés et, surtout, de générateurs H.F. à sortie étalonnée. On comprend sans peine que s'il existe des fuites, les indications données pour la tension de sortie n'ont plus aucune valeur et les mesures n'ont plus aucun sens.

6. — Précision.

Il faut bien se pénétrer de cette idée que la précision d'étalonnage d'un générateur H.F. dit de service est le plus souvent de l'ordre de $\pm 1\%$ à $1,5\%$, sauf le cas de générateurs dont le cadran est gravé séparément pour chaque appareil.

Il en résulte que nous pouvons avoir un écart de ± 10 à 15 kHz sur $1\,000$ kHz, de ± 100 à 150 kHz sur 10 MHz, etc. Cependant, les appareils qui possèdent une gamme M.F. étalée présentent, sur cette dernière, une précision meilleure, de l'ordre de $\pm 0,5\%$ le plus souvent.

À noter que dans les générateurs H.F. courants, dont le cadran est gravé d'avance pour toute la série en fabrication, la précision est généralement meilleure aux extrémités de chaque gamme, c'est-à-dire là où se fait le « calage » des oscillateurs, par les noyaux aux fréquences inférieures et par les condensateurs ajustables aux fréquences supérieures.

Schéma-type d'un générateur H. F. simple.

Le schéma de la figure 100 nous donne une idée sur la constitution d'un générateur H.F. simple, pour le dépannage et l'alignement. Cet appareil couvre les six gammes dont l'étendue est indiquée en bas et on remarquera que la gamme M.F. est étalée.

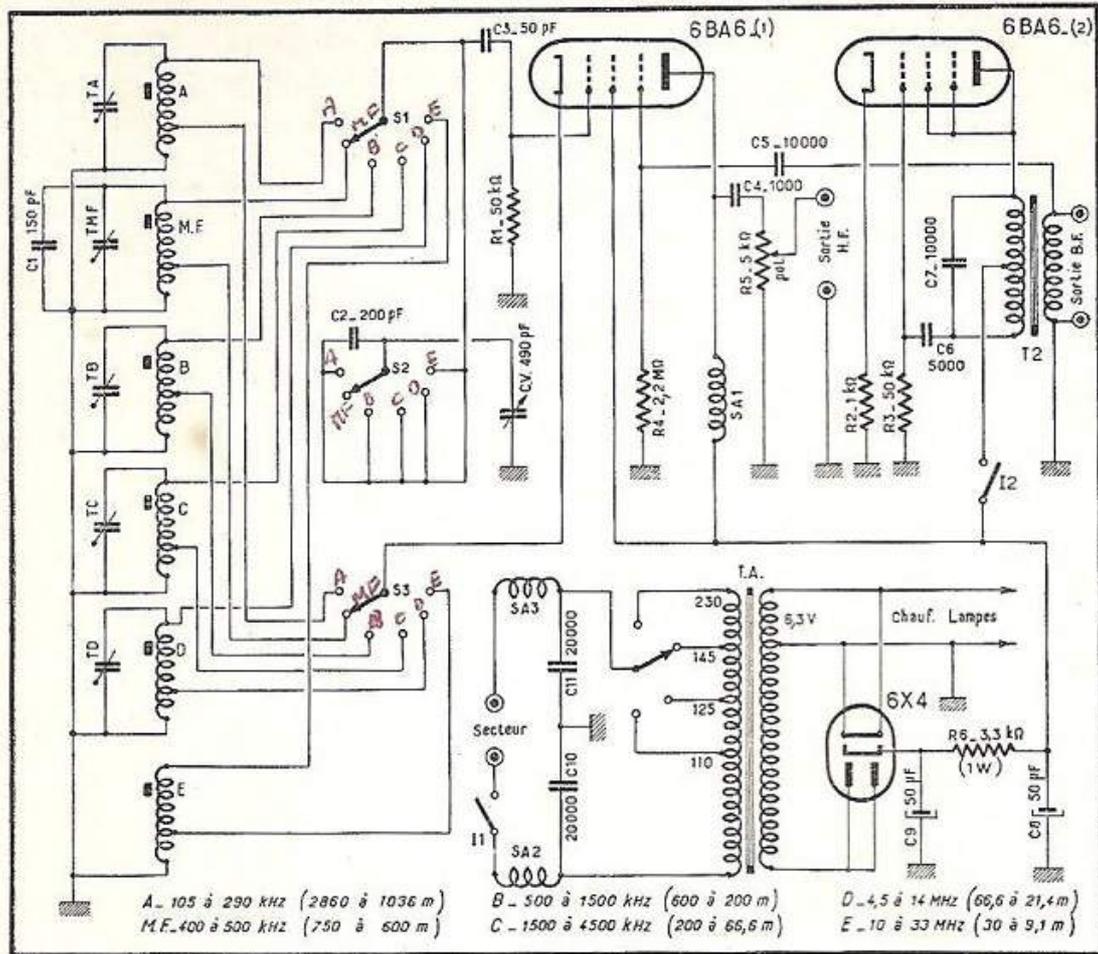


Fig. 100. — Schéma général d'un générateur H.F. simple à 6 gammes, de 105 kHz à 33 MHz.

La penthode 6BA6 (1) fonctionne en oscillatrice H.F. à couplage cathodique (« electron coupled » ou ECO) et l'onde H.F. émise est modulée en amplitude par application d'une tension B.F. sur la troisième grille de la lampe (grille supprimeuse). La tension B.F. nécessaire à la modulation est obtenue à l'aide d'une oscillatrice séparée (6BA6-2, montée en triode), fonctionnant en « Hartley » et utilisant pour cela le primaire à prise médiane du transformateur T_2 . Le secondaire de ce transformateur est connecté d'une part à la sortie B.F. du générateur, et d'autre part à la troisième grille de l'oscillatrice H.F., à travers un condensateur de liaison C_6 . Un interrupteur (I_2) permet de supprimer la modulation B.F. en coupant l'alimentation en haute tension de l'anode de la lampe.

La fréquence de modulation dépend des caractéristiques du transformateur T_2 , de la valeur des capacités C_7 et C_8 et, dans une certaine mesure, de la valeur de la résistance R_3 . On s'arrange de façon que cette fréquence soit comprise entre 500 et 800 Hz, la tension disponible à la sortie B.F. étant de quelques volts.

L'alimentation est réduite à sa plus simple expression et la haute tension (100 volts environ) est obtenue après redressement d'une seule alternance et une cellule de filtrage à résistance-capacités.

Le niveau de la tension H.F. de sortie est réglé par un atténuateur élémentaire constitué par un potentiomètre R_5 .

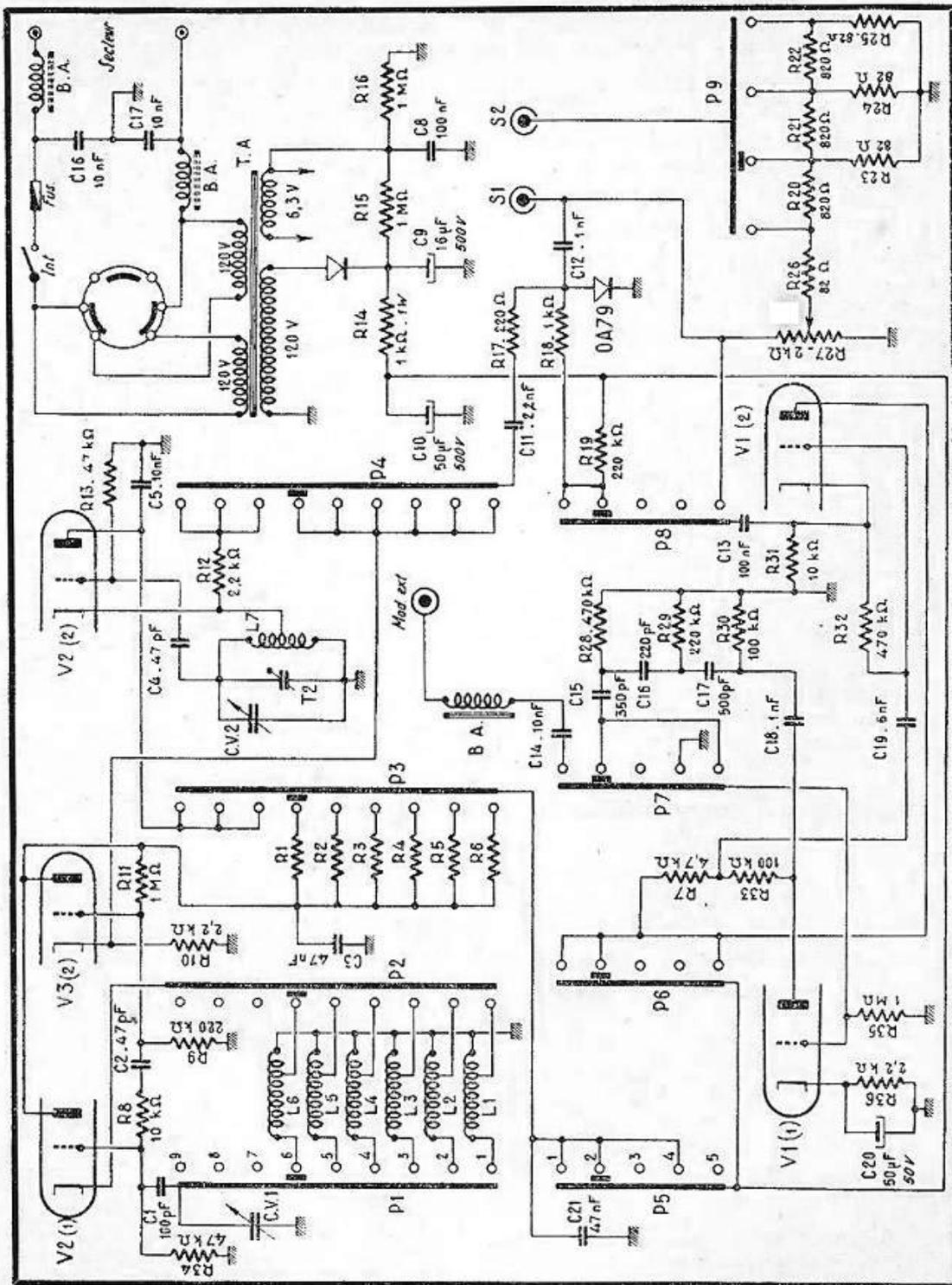


Fig. 101. — Schéma général du générateur H.F. type 923. Toutes les lampes (3) sont des doubles triodes 6BQ7A.

Un exemple de réalisation industrielle.

Le générateur H.F. *Centrad* type 923 peut constituer un excellent exemple d'un appareil prévu pour le dépannage et l'alignement de récepteurs AM et FM.

Il couvre, soit en fondamentale, soit en harmonique, la bande de 100 kHz à 225 MHz, avec étalement de la gamme M.F. (420 à 520 kHz). Il délivre une onde H.F. modulée en amplitude par une oscillation B.F. de 800 Hz. Enfin, il est muni d'un atténuateur double suffisamment efficace, et son alimentation se fait sur alternatif 120 ou 240 V. Voici quelques détails sur les particularités techniques de cet appareil, dont le schéma général est celui de la figure 101, tandis que la photographie de la figure 102 en représente l'aspect extérieur.

Oscillateurs H. F.

Le premier oscillateur, utilisant l'une des triodes (V2-1) d'une 6 BQ 7 A, fonctionne en montage à couplage cathodique et couvre 6 gammes se répartissant comme suit :

1. — 420 à 520 kHz (M.F. étalée) ;
2. — 100 à 300 kHz (3 000 à 1 000 m) ;
3. — 300 à 1 000 kHz (1 000 à 300 m) ;
4. — 1 à 3 MHz (300 à 100 m) ;
5. — 3 à 10 MHz (100 à 30 m) ;
6. — 10 à 30 MHz (30 à 10 m).

L'oscillation H.F. correspondant à ces 6 premières gammes est appliquée à la grille d'une autre triode 6 BQ 7 A (V3-2) qui fonctionne en « cathode-follower » et envoie l'onde H.F. vers l'élément P₁ du contacteur et de là vers le modulateur.

Chaque bobine des gammes ci-dessus est munie d'un noyau réglable et d'un ajustable à air (non représenté sur le schéma). Le condensateur variable C.V.1 qui sert à l'accord de ces gammes est un 490 pF normal, faisant partie d'un bloc double, dont le second élément, de capacité beaucoup plus faible, sert pour l'accord de la gamme V. H. F.

La polarisation de la triode V3-2 est obtenue par la différence entre la tension positive existant à la cathode et celle que l'on applique à la grille par l'intermédiaire du diviseur de tension R₈-R₁₁. La tension H.F. délivrée par l'oscillateur V2-1 est maintenue à une amplitude aussi constante que possible d'une gamme à l'autre par le choix de résistances d'alimentation R₁ à R₆ de valeur appropriée.

La valeur de ces résistances est à choisir dans les ordres de grandeur ci-dessous :

R ₁	39 kΩ
R ₂	12 kΩ
R ₃	34 kΩ
R ₄	24 kΩ
R ₅	15 kΩ

La valeur de R₆ est généralement très faible : quelques centaines d'ohms.

Il est à noter que ces valeurs peuvent subir quelques variations en fonction de la lampe utilisée.

Sur la position 7 du contacteur P₁-P₂-P₃-P₄, l'alimentation en H.T. des triodes V2-1 et V3-2 est interrompue par P₃, mais cette même section branche la haute tension à la plaque du deuxième oscillateur H.F., constitué également par une triode (V2-2) d'une 6 BQ 7 A. Le mode d'oscillation de ce tube est analogue à celui de l'oscillateur V2-1, mais le condensateur variable C.V.2 est ici d'une capacité maximum nettement moindre afin que la gamme couverte s'étende de 30 à 75 MHz.

Il a été nécessaire, pour couvrir cette bande et, surtout, pour « monter » à 75 MHz, de faire appel à un deuxième oscillateur, car il ne fallait pas songer à prévoir une

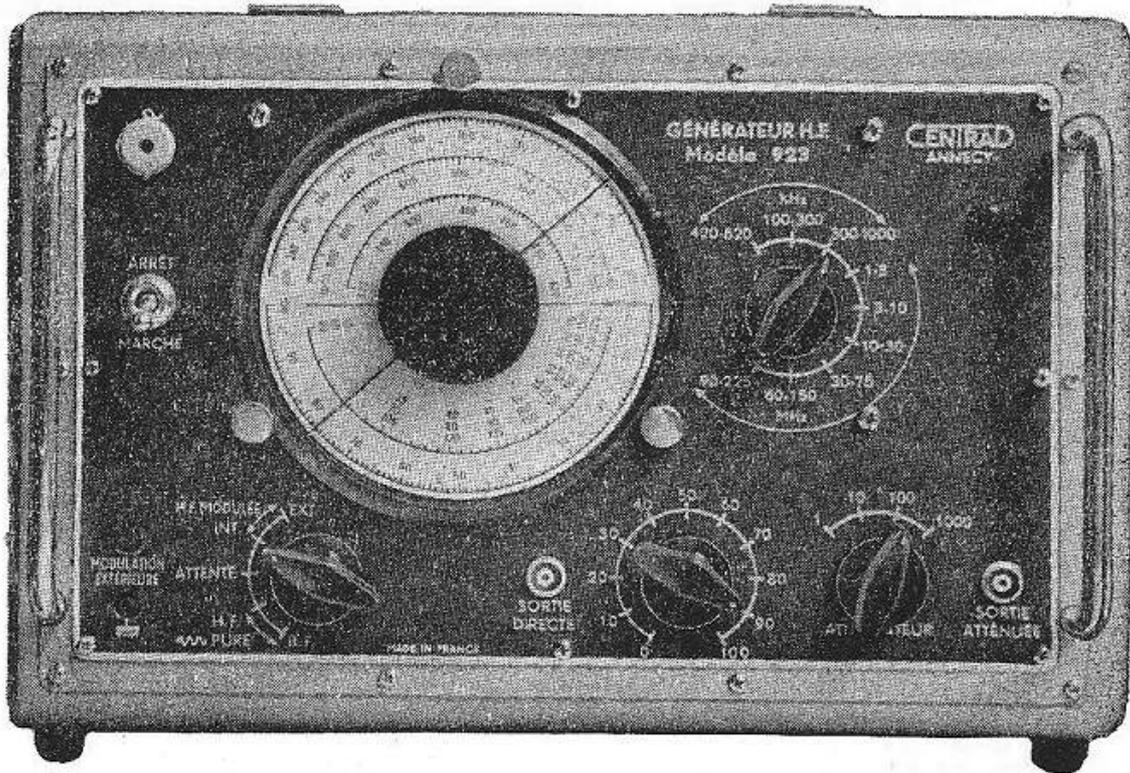


Fig. 102. — Aspect extérieur du générateur H. F. type 923.

bobine supplémentaire commutable par les sections P_1 et P_2 du contacteur : les capacités parasites en jeu auraient empêché d'obtenir 75 MHz.

Les deux dernières positions, 8 et 9, du contacteur de gammes ne commutent rien, mais répètent la position 7. Pour ces deux positions on convient de lire la fréquence émise par le générateur sur les échelles 60-150 MHz et 90-225 MHz du cadran, gammes fictives, en quelque sorte, et qui correspondent, respectivement, à l'harmonique 2 et à l'harmonique 3 de la gamme 7.

Néanmoins, en utilisant ces harmoniques on arrive à effectuer toutes les opérations de vérification, de dépannage et même de réglage de la partie H. F. des récepteurs FM et des téléviseurs pour les canaux de la bande III.

La tension H. F. de la gamme 7 est prélevée sur la cathode de la V2-2 et envoyée, à travers R_{12} , à la section P_4 du contacteur de gammes, afin d'être dirigée vers le modulateur.

Oscillateurs B. F. et modulateurs.

Cet oscillateur, du type RC à circuit de déphasage à 3 cellules, utilise la triode V1-1 d'une 6BQ7A. La résistance R_7 est du type ajustable et permet de fixer, une fois pour toutes, l'amplitude de la tension B. F. délivrée, c'est-à-dire la profondeur de modulation.

L'oscillation B. F. arrive au modulateur à travers un étage à sortie cathodique utilisant la deuxième triode de la 6BQ7A ci-dessus (V1-2).

La modulation se fait à l'aide d'une diode au germanium OA 79 à caractéristique quadratique. La H. F. lui est appliquée par C_{11} et R_{17} , et la B. F. par R_{18} .

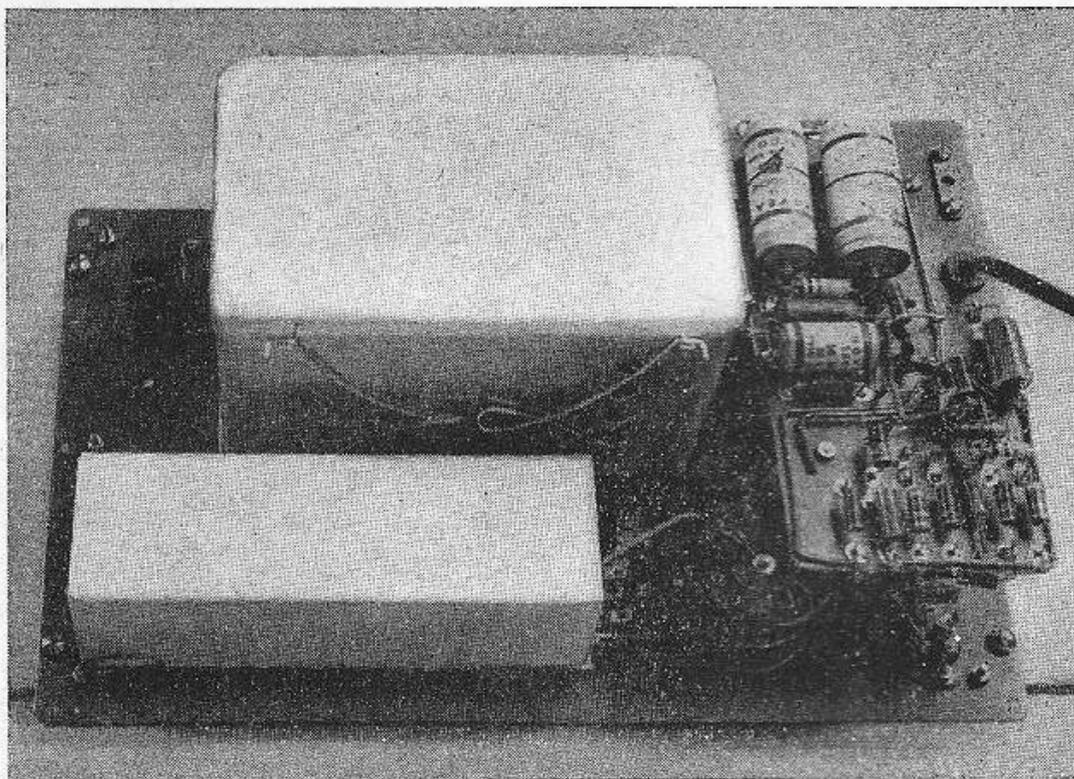


Fig. 103. — Vue intérieure du générateur. Les oscillateurs H. F. se trouvent dans le grand blindage, les atténuateurs dans le petit.

Commutations.

Trois contacteurs assurent toutes les commutations de ce générateur. Le premier, à quatre galettes, $P_1-P_2-P_3-P_4$, est celui des gammes, assurant également le passage d'un oscillateur H. F. à l'autre.

Le deuxième, à deux galettes doubles, P_5-P_6 et P_7-P_8 , permet les combinaisons suivantes pour ses 5 positions :

1. — H. F. modulée extérieurement, la source de modulation étant connectée à la prise prévue à cet effet. La triode V1-1 sert alors d'amplificateur-correcteur ;
2. — H. F. modulée intérieurement à 30 % ;
3. — Position d'attente. Les tubes sont chauffés, mais la H. T. est coupée ;
4. — H. F. pure. L'alimentation en haute tension de l'oscillateur B. F. et de la triode V1-2 est coupée ;

5. — B. F. pure. C'est l'alimentation en H. T. des oscillateurs H. F. qui est coupée, tandis que la B. F. se trouve dirigée vers l'atténuateur par lequel on peut la doser entre 0,1 mV et 0,5 V aux douilles de sortie.

On notera que, dans le cas de la modulation extérieure, on obtient une modulation à 30 % lorsque la tension appliquée à la douille « Mod. ext. » est de 0,2 V environ. La fréquence de cette tension peut être comprise entre 50 Hz et 100 kHz.

Le troisième contacteur est celui de l'atténuateur (P_9), à quatre positions.

Atténuateurs.

La haute fréquence modulée arrive, par C_{12} , d'abord à la douille de sortie S_1 , non atténuée, qui délivre un niveau constant de 100 mV environ. Ensuite, on arrive à l'atténuateur progressif (R_{27}), qui est suivi de l'atténuateur à décades, à 4 positions (P_9),

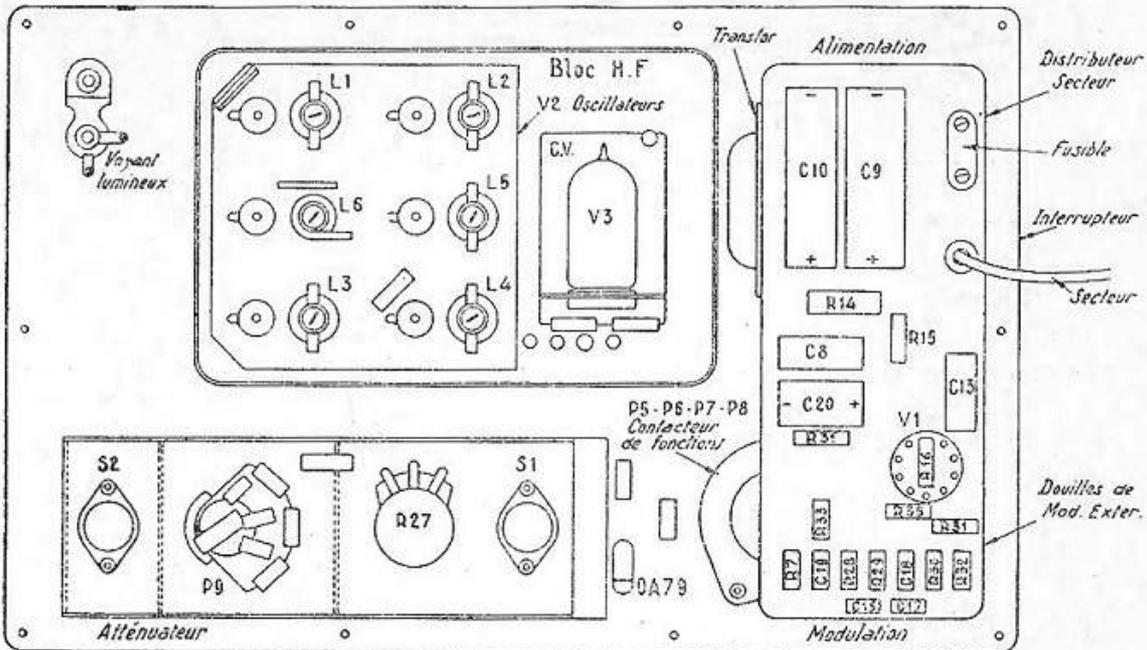


Fig. 104. — Disposition des différents éléments à l'intérieur du coffret. Le tube V2 est caché par le bloc de bobinages.

précédant la douille de sortie S_2 . Les niveaux de sortie que l'on peut obtenir à cette douille varient de $100 \mu\text{V}$ à 100 mV lorsque R_{27} est au maximum. D'une façon générale, la valeur d'un niveau de sortie peut être évaluée avec une précision de $\pm 30 \%$, ce qui est très largement suffisant pour les besoins du dépannage. Cela signifie, par exemple, que si le potentiomètre R_{27} se trouve sur la graduation 6 et que P_9 est placé sur 10, le niveau de sortie est théoriquement de $600 \mu\text{V}$, compris pratiquement entre 420 et $780 \mu\text{V}$.

Les deux atténuateurs et l'ensemble oscillateur H. F. étant blindés, comme on le voit sur la photo de la figure 103, le niveau des fuites est suffisamment faible jusqu'à 30 MHz . Pour les fréquences plus élevées ce niveau est inférieur à $5 \mu\text{V}$ à une distance de 1 m .

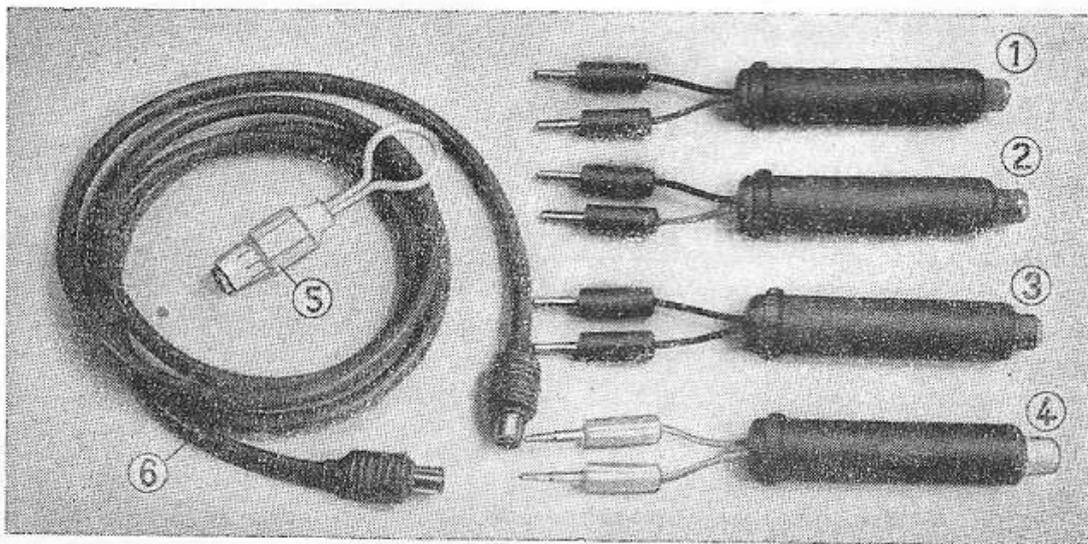


Fig. 105. — On voit ici le cordon de sortie coaxial (6) et les différentes sondes du générateur 923, dont les schémas sont reproduits sur le croquis de la figure 106.

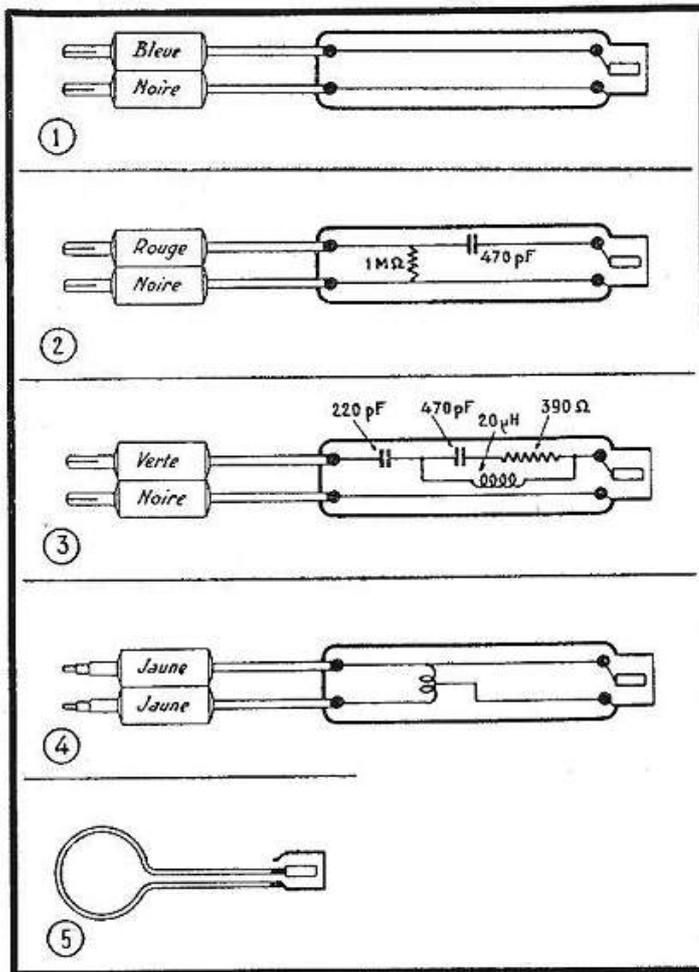


Fig. 106. — Les différentes sondes du générateur 923 : sonde directe (1); sonde condensée (2), permettant d'attaquer un point où il existe une tension continue; antenne fictive normale (3); sonde symétrique 75/300 ohms (4), à utiliser pour attaquer l'entrée 300 Ω d'un récepteur FM, par exemple; sonde à boucle, pour cadres-ferrites (5).

Alimentation.

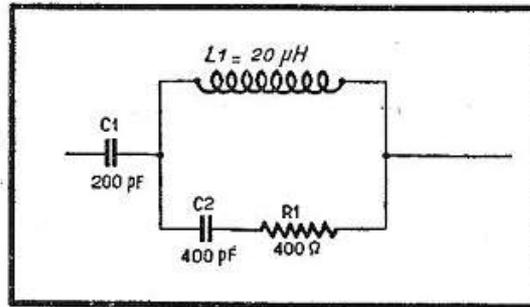
Elle comprend un redresseur « sec » pour une seule alternance, un filtre à résistance-capacités (C_9 - R_{14} - C_{10}), un diviseur de tension (R_{15} - R_{16}) appliquant une tension positive au circuit de chauffage (système antironflement) et un filtre H.F. à l'entrée du cordon secteur (B , A , C_6 - C_7).

Antennes fictives.

Un récepteur fonctionne normalement avec une antenne qui possède ses caractéristiques propres : self-induction, capacité et résistance. Le circuit d'entrée d'un récepteur est toujours calculé en tenant compte des caractéristiques d'une antenne moyenne, et il est évident que si l'on connecte à ce circuit le câble de sortie d'un générateur H.F., sans aucun intermédiaire, le fonctionnement du récepteur peut se trouver perturbé, car le circuit d'entrée n'aura plus la résonance normalement prévue.

Pour y remédier, et pour placer le récepteur, attaqué par un générateur H.F., dans les conditions normales de fonctionnement, on intercale, entre la sortie H.F. du générateur et l'entrée du récepteur (prises antenne-terre), un circuit reproduisant approximativement les caractéristiques d'une antenne moyenne.

Fig. 107 (ci-contre). — Schéma d'une antenne fictive universelle.



Le schéma de la figure 107 nous montre la constitution de ce circuit, appelé *antenne fictive*, et nous remarquerons seulement que les valeurs indiquées correspondent à l'antenne fictive standard, définie par des conventions internationales. Certains constructeurs de récepteurs, recommandent, pour l'alignement de leurs appareils, des antennes fictives un peu différentes, dont les schémas de la figure 108 nous donnent quelques exemples. D'une façon générale, on peut dire qu'une simple résistance de 200 à 400 ohms peut constituer une « antenne fictive » pour toutes les fréquences supérieures à 1 500 kHz.

En ce qui concerne la bobine de 20 μH, on peut la réaliser très facilement sur un tube en carton bakérisé, le tableau suivant donnant le nombre de spires (en fil émaillé), le diamètre du fil, la longueur du bobinage (*l*, fig. 109) et le diamètre

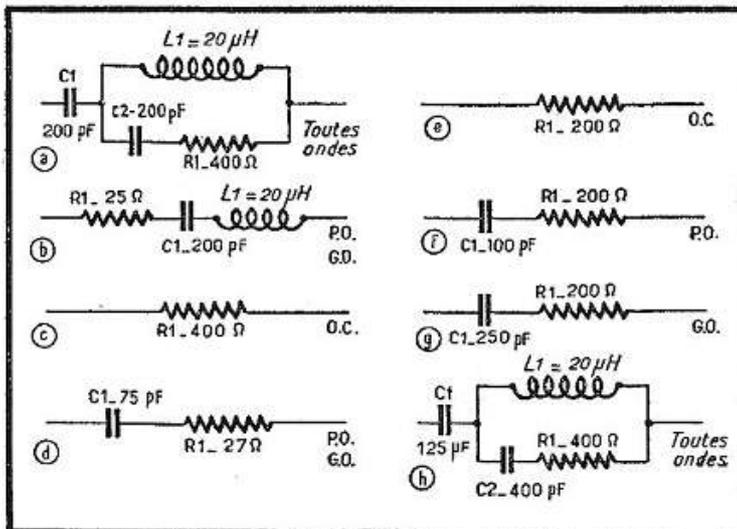


Fig. 108 (ci-contre). — Autres antennes fictives utilisées suivant la gamme ou suivant la conception du circuit d'entrée.

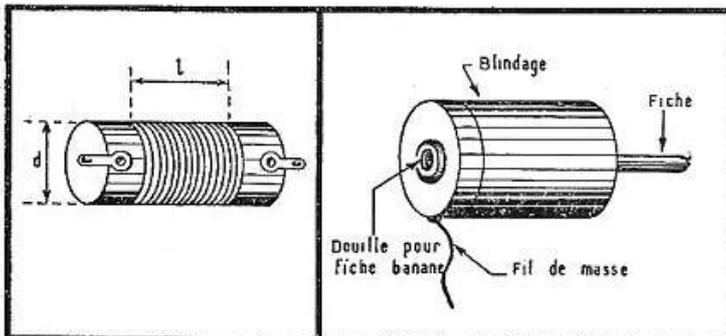


Fig. 109 (ci-contre, à gauche). — Bobinage pour une antenne fictive.

Fig. 110 (ci-contre, à droite). — Blindage pour antenne fictive.

Diamètre tube (en cm)	Longueur bobine (en cm)	Nombre de spires	Diamètre fil (en mm)
1	1	50	18/100
	1,2	54	19/100
	1,5	58	20/100
	1,8	63	22/100
	2	65	25/100
1,2	1	44	19/100
	1,2	46	21/100
	1,5	50	25/100
	1,8	54	27/100
	2	56	29/100
1,5	1	37	22/100
	1,2	39	25/100

extérieur d du tube utilisé. Lorsque le nombre de spires nécessaire n'arrive pas à faire la longueur l , il suffit d'écartier légèrement les deux ou trois spires de l'une des extrémités, de façon à obtenir la longueur totale voulue.

Le circuit constituant l'antenne fictive sera enfermé dans un blindage, muni, par exemple, d'une fiche banane d'un côté, et d'une douille pour fiche banane de l'autre (fig. 110), et le branchement à l'entrée du récepteur à aligner se fera suivant le croquis de la figure 111.

Indicateurs de sortie et indicateurs visuels.

Lorsqu'on effectue une opération d'alignement, il est nécessaire de pouvoir apprécier « visuellement » le moment où un maximum est atteint, c'est-à-dire le moment où l'accord d'un circuit nous place dans les conditions de sensibilité maximum.

Un générateur H.F. nous donnant une onde modulée, nous entendons évidemment, dans le haut-parleur du récepteur aligné, un son dont l'intensité varie, et

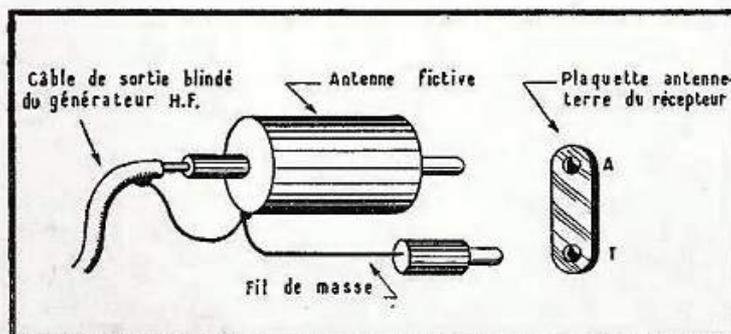


Fig. 111 (ci-contre). — Fixation d'une antenne fictive à l'extrémité du cordon de sortie d'un générateur H.F.

augmente lorsque la sensibilité croît. Cependant, l'appréciation d'un maximum à l'oreille manque totalement de précision et peut nous conduire à des erreurs grossières, notamment lorsqu'il s'agit d'accorder les transformateurs M.F. où nous pouvons fort bien, sans nous en rendre compte, nous accorder sur l'une des « bosses ».

En un mot, une opération d'alignement sans indicateur de sortie ne peut se concevoir que lors d'un dégrossissage rapide, lorsque nous voulons simplement nous rendre compte si les transformateurs M.F. ne sont pas complètement désaccordés.

Indicateur de sortie sur la bobine mobile.

C'est le procédé le plus simple, le plus rapide et le plus sûr, car on se branche à un circuit toujours facilement accessible, qui se trouve à une tension pratiquement nulle par rapport à la masse. De plus, la mesure peut être faite avec un voltmètre à résistance propre peu élevée (1 000 ohms par volt, par exemple) ce qui est un avantage supplémentaire.

La figure 112 montre comment s'effectue le branchement et nous indique la sensibilité à utiliser du contrôleur universel (en alternatif).

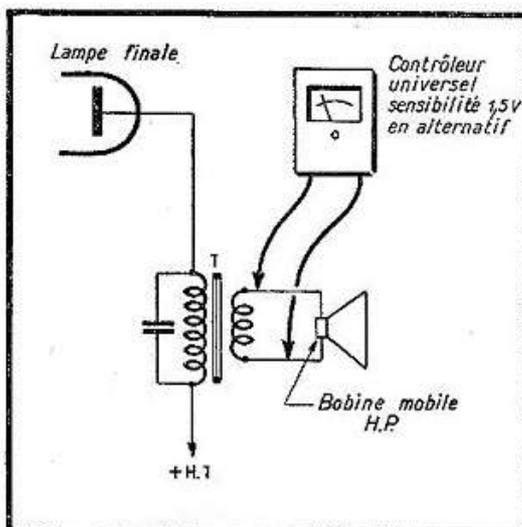


Fig. 112. — Mesure de la tension de sortie aux bornes de la bobine mobile.

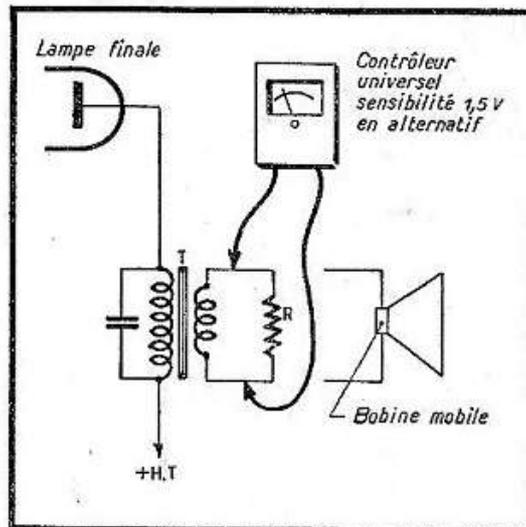


Fig. 113. — Mesure de la tension de sortie aux bornes d'une résistance.

Il faut remarquer qu'un tel indicateur de sortie mesure, en somme, la tension B.F., appelons-la U_2 , développée aux bornes de la bobine mobile dont, le plus souvent, nous connaissons l'impédance Z_2 . Il en résulte que nous pouvons apprécier la puissance électrique, dite « modulée », délivrée par le récepteur pour une certaine tension H.F. injectée à l'entrée. Autrement dit, nous avons la possibilité, à condition de connaître la valeur de cette tension H.F., d'évaluer la sensibilité du récepteur, qui est définie par la tension à l'entrée qui donne une puissance de sortie de 50 mW (0,05 W).

Voici, à titre d'indication, un tableau qui nous donne la tension que nous devons trouver aux bornes de la bobine mobile, pour une puissance de sortie de 50 milliwatts et pour un certain nombre de valeurs courantes de l'impédance Z_2 de cette bobine mobile.

Impédance bobine mobile (ohms).	Tension en volts correspondant à $P = 0,05 \text{ W}$
2	0,316
2,5	0,354
3	0,388
3,5	0,418
4	0,448
4,5	0,475
5	0,500

Travaillez toujours avec un niveau de sortie minimum.

Il est important, pour plusieurs raisons et notamment pour ne pas être gêné par une action trop énergique de la C.A.V., de travailler constamment avec un signal d'entrée H.F. aussi faible que possible, en se contentant d'une puissance de sortie de l'ordre de 0,05 watt.

Cela veut dire que le potentiomètre de puissance du récepteur devra toujours être au maximum et que le niveau de sortie doit être maintenu à une valeur faible en agissant uniquement sur l'atténuateur du générateur H.F. Ce n'est pas toujours facile et c'est là que l'on se rend compte à quel point l'atténuateur de certains générateurs H.F. est déficient.

On peut évidemment songer à supprimer la C.A.V. pendant l'alignement, mais c'est une solution souvent beaucoup trop compliquée, surtout dans les récepteurs modernes où la polarisation initiale des tubes commandés est appliquée par le circuit de la C.A.V., toutes les cathodes étant réunies à la masse.

Indicateur de sortie « silencieux » sur la bobine mobile.

Le piculement continu de la modulation à 500 ou 800 Hz n'a rien de particulièrement agréable, ni pour l'opérateur, ni pour les voisins, et on peut parfaitement s'en passer en déconnectant la bobine mobile du secondaire du transformateur de sortie T, et en chargeant ce secondaire par une résistance R de quelque 3 ohms, aux bornes de laquelle nous connectons le voltmètre de sortie (fig. 113).

Indicateur de sortie sur le primaire du transformateur.

Le schéma de branchement classique est celui de la figure 114 et on remarquera qu'il est nécessaire, dans ce cas, de prévoir un condensateur tel que C_1 pour arrêter la composante continue de la tension anodique. Il n'est pas difficile de prévoir l'ordre de grandeur de la tension B.F. mesurée, qui correspondra à une puissance de sortie de 50 mW.

En effet, d'une part nous avons la tension secondaire qui peut varier de 0,3 à 0,5 volt environ suivant l'impédance de la bobine mobile, et d'autre part nous avons le rapport n du transformateur T qui se situe entre 30 et 50 suivant le type de la lampe finale. En d'autres termes, la tension B.F. mesurée au primaire variera, suivant le cas, entre $0,3 \times 30 = 9$ volts, et $0,5 \times 50 = 25$ volts, pour une puissance de sortie de 0,05 watt.

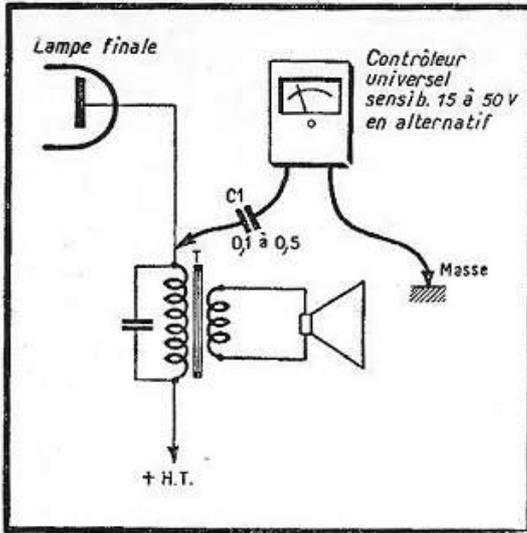


Fig. 114 (ci-dessus, à gauche). — Mesure de la tension de sortie au primaire du transformateur.

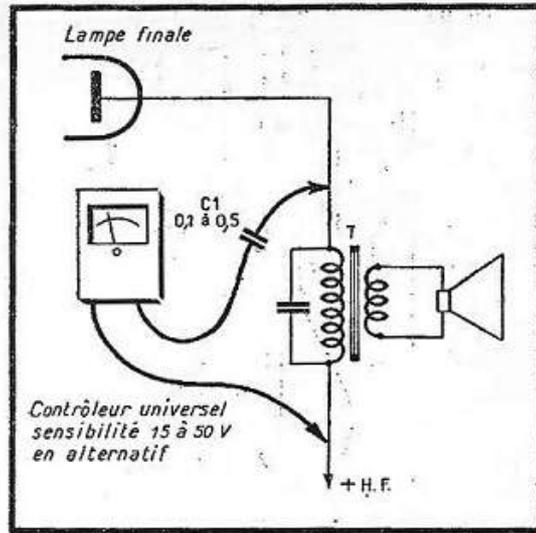


Fig. 115 (ci-dessus, à droite). — Autre façon de mesurer la tension de sortie au primaire du transformateur.

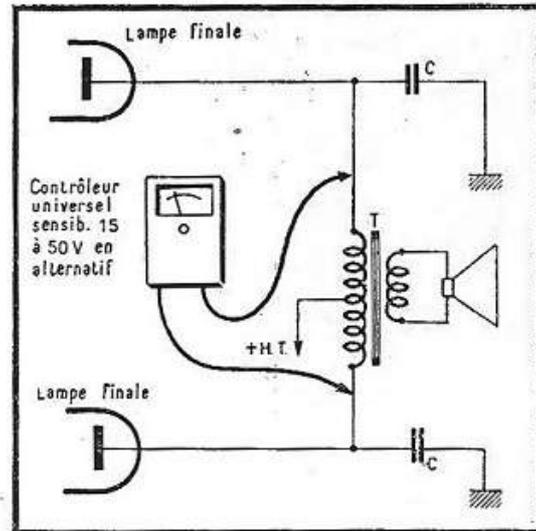


Fig. 116 (ci-contre). — Mesure de la tension de sortie au primaire du transformateur dans le cas d'un push-pull.

On peut encore raisonner autrement et dire que pour avoir une puissance de sortie de 0,05 watt, il nous faut une tension U_1 aux bornes d'une impédance Z_1 , cette dernière étant l'impédance de charge normale de la lampe à laquelle nous avons affaire. Il en résulte le tableau suivant :

Impédance de charge Z_1 (ohms)	Tension aux bornes pour $P = 0,05 \text{ W}$
2 000	10
2 500	11,2
3 000	12,25
4 500	15
5 000	15,8
7 000	18,7
10 000	22,4

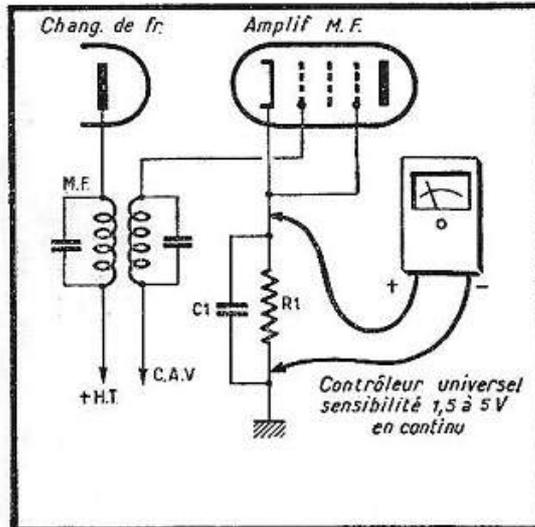
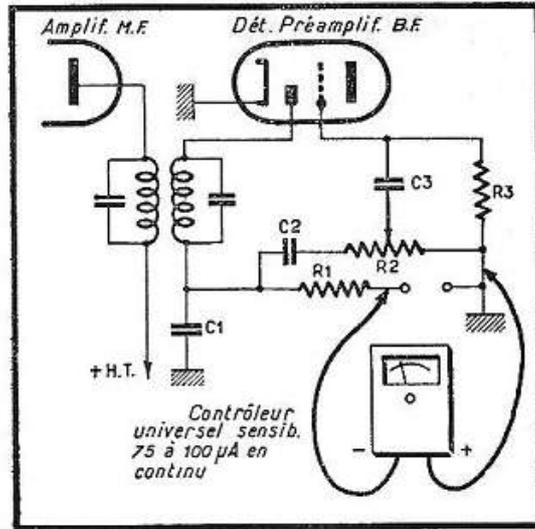
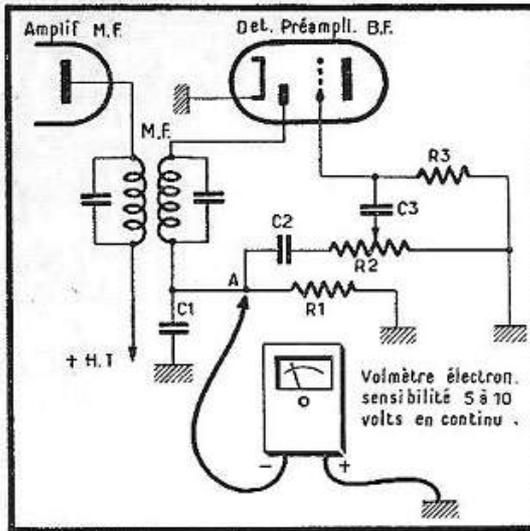


Fig. 117 (ci-dessus, à gauche). — Mesure de la tension continue détectée.

Fig. 118 (ci-dessus, à droite). — Mesure du courant continu résultant de la détection.

Fig. 119 (ci-contre). — Mesure de la polarisation d'une lampe amplificatrice M. F.

Une variante du montage de la figure 114 consiste à réaliser celui de la figure 115. Le résultat est exactement le même et les indications seront identiques.

S'il s'agit d'un push-pull, le voltmètre de sortie sera branché entre les deux plaques (fig. 116), mais le condensateur-série devient inutile, puisque nous n'avons pas de composante continue. Il est évident que dans le cas d'un push-pull également, rien ne nous empêche de connecter un indicateur de sortie aux bornes du secondaire du transformateur (figures 112 et 113).

Indicateur de sortie sur la résistance de détection.

Il s'agit ici de mesurer la composante continue de la tension détectée, apparaissant aux bornes de la résistance de charge de détection R_1 (fig. 117). Etant donné la valeur élevée de cette résistance (300 à 500 k Ω le plus souvent) et la faible tension qui s'y développe, la mesure n'est possible qu'à l'aide d'un voltmètre électronique, ou tout au moins un contrôleur universel de 20 000 ohms par volt.

L'avantage du système, c'est que nous n'avons pas besoin de la basse fréquence, et pouvons opérer avec le potentiomètre de puissance R_2 au minimum ou même en injectant au récepteur de la H.F. pure, non modulée.

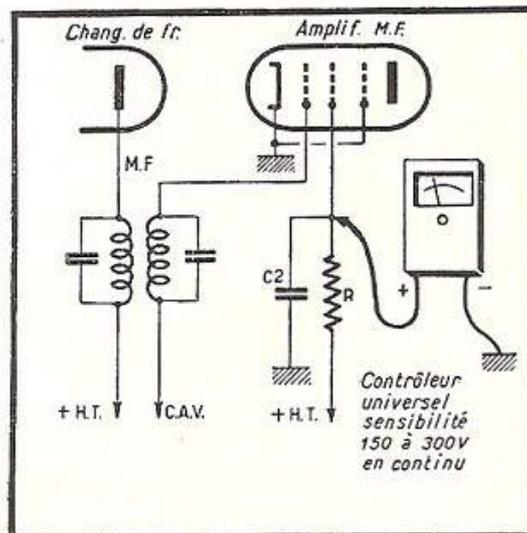
Le sens de branchement du voltmètre est indiqué sur la figure 117 et nous noterons qu'il existe toujours une faible tension négative, même en absence de tout signal, entre le point A et la masse. Cette tension, de l'ordre de $-0,5$ volt à $-0,7$ volt, est due au courant « résiduel » de la diode.

Comme précédemment, nous opérerons avec une tension faible aux bornes de R_1 (2 à 3 volts, par exemple), en réduisant en conséquence la tension de sortie du générateur H.F. Le maximum est évidemment apprécié en observant le maximum de la tension aux bornes de R_1 .

Indicateur de sortie par la mesure du courant détecté.

Nous ne mentionnons ce procédé que pour mémoire, car il est peu commode (nécessité de dessouder la résistance de détection R_1), et de plus, exige un micro-ampèremètre très sensible, comme le montre le croquis de la figure 118.

Fig. 120. — Mesure de la tension d'écran d'une lampe amplificatrice M.F. soumise à l'action de la C.A.V.



Il s'agit ici de mesurer non pas la tension continue aux bornes de R_1 , mais le courant continu qui traverse cette résistance.

Indicateur de sortie sur la cathode de la lampe M.F.

Lorsque l'amplificatrice M.F. du récepteur à aligner est polarisée à l'aide d'une résistance de cathode (R_1 , fig. 119) et que la lampe est soumise à l'action de la C.A.V., la tension aux bornes de R_1 varie suivant l'intensité du signal, mais en sens inverse de ce dernier. Autrement dit la tension diminue lorsque le signal (ou plus exactement la tension détectée) augmente et inversement.

En connectant un voltmètre continu, sur la sensibilité 1,5 à 5 volts, aux bornes de R_1 , on peut apprécier les minima lors des différents réglages, mais en notant que le maximum d'un réglage correspond à un minimum de la tension aux bornes de R_1 .

Ce procédé est relativement commode, mais manque un peu de sensibilité.

Indicateur de sortie sur l'écran de la lampe M. F.

Lorsque la cathode d'une amplificatrice M. F., soumise à l'action de la C.A.V., est réunie à la masse, nous pouvons apprécier les variations de sensibilité lors des différents réglages en connectant un voltmètre entre l'écran de la lampe et la masse, comme l'indique la figure 120.

Les variations de la tension d'écran sont surtout marquées lorsqu'il s'agit de lampes dites « à caractéristique basculante » (EF9, EF41, UF41, 6M7, EF85, etc.) et se produisent entre 80 volts (en absence de signal) et quelque 160 volts (signal assez intense) pour un récepteur dont la haute tension est de 250 volts environ.



RÉGLAGE DES TRANSFORMATEURS M. F.

Comment déterminer la fréquence d'accord ?

Il nous faut, avant tout, connaître exactement, ou aussi exactement que possible, la fréquence sur laquelle doivent être accordés les circuits M.F. Assez souvent, nous sommes en possession de documents (Schémahèque ou notices des constructeurs) où la M.F. de tel ou tel appareil est indiquée. Mais très souvent aussi, nous nous trouvons en présence d'un récepteur dont la M.F. nous est totalement inconnue.

Bien que les récepteurs dont l'amplification M.F. se fait sur une fréquence de l'ordre de 125-135 kHz ne se rencontrent que très rarement à l'heure actuelle, nous estimons que tout dépanneur doit avoir quelques notions sur leurs particularités, pour pouvoir y faire face le cas échéant.

Par conséquent, chaque fois que nous aurons affaire à un récepteur particulièrement « âgé », antérieur à 1939, par exemple, la première chose à faire sera de « dégrossir » l'ordre de grandeur de la M.F., c'est-à-dire de déterminer si c'est un « 135 » ou « 450 » kHz.

Le tableau suivant résume, en quelques points, les différences principales entre ces deux types de récepteurs.

Points à examiner	Dans un « 135 »	Dans un « 450 »
1. Système d'accord	Il y a généralement, un présélecteur, autrement dit, le bloc des C.V. est à trois cages. S'il y a un étage H.F. avant le changement de fréquence, le présélecteur peut être supprimé.	Il n'y a pas de présélecteur. Le bloc des C.V. n'a que deux cages, sauf lorsqu'il y a un étage H.F. avant le changement de fréquence.
2. Padding P.O.	Sa valeur est assez élevée : de l'ordre de 1 500 à 2 000 pF.	Sa valeur est nettement plus faible : de l'ordre de 400 à 500 pF.
3. Transformateurs M.F.	Les bobines sont à grand nombre de spires, habituellement en fil très fin, deux couches soie. La résistance ohmique de chaque bobine est de l'ordre de 25 ohms.	Les bobines ont relativement peu de tours, et sont faites, le plus souvent, en fil divisé (« fil de Litz »). La résistance ohmique est bien plus faible : de l'ordre de 2 à 5 ohms par bobine.

Ensuite, nous allons chercher à déterminer la M. F. avec plus de précision. Si nous connaissions exactement le point de concordance « milieu » de la gamme P. O., notre travail se trouverait simplifié : il nous suffirait de régler, à l'aide d'un générateur H. F., notre récepteur exactement sur la fréquence correspondant à ce point et, ensuite, déterminer, par battement avec un autre récepteur, par exemple, la fréquence émise par l'oscillateur. La différence des deux fréquences nous donne la valeur de la M. F.

Nous précisons que le point « milieu » de la gamme P. O., se trouve généralement vers 900 kHz. Les dernières normalisations (SNIR 1948) le fixent à 904 kHz, mais dans la normalisation SPIR 1938 il était à 960 kHz.

Il convient donc de procéder de la façon suivante :

1. — Régler notre générateur H. F. sur 904 kHz environ.
2. — Accorder sur cette fréquence le récepteur dont nous cherchons la M. F.
3. — Prendre un récepteur auxiliaire quelconque et le placer à proximité du récepteur essayé. Chercher sur son cadran (P. O.) l'endroit où est reçue l'oscillation locale du récepteur en essai, c'est-à-dire vers $904 + M. F.$ kHz. Par conséquent, dans le cas d'une M. F. sur 456 kHz, par exemple, cette oscillation sera reçue vers $904 + 456 = 1360$ kHz. La réception se manifesterait exactement comme s'il s'agissait d'un signal H. F. non modulé d'une hétérodyne ou d'un émetteur.

4. — Eteindre le récepteur essayé et, sans toucher au réglage du récepteur auxiliaire, chercher, à l'aide du générateur H. F. la fréquence exacte sur laquelle le récepteur auxiliaire est accordé.

5. — La différence entre cette dernière fréquence et celle que nous avons choisie comme point milieu P. O. nous donnera la valeur de la M. F. Par exemple, si nous trouvons 1375 kHz sur le récepteur auxiliaire, la valeur de la M. F. sera

$$1375 - 904 = 471 \text{ kHz.}$$

c'est-à-dire, très certainement, la valeur standard 472 kHz.

6. — Il sera bon de répéter l'essai pour deux ou trois fréquences différentes du milieu de la gamme P. O., par exemple 895, 904, 910 kHz, et de faire la moyenne des résultats obtenus.

Valeurs courantes ou « standard » de la M. F.

Le procédé ci-dessus ne nous permet que de trouver l'ordre de grandeur de la moyenne fréquence, à 2-5 kHz près, suivant le soin avec lequel nous effectuons la mesure. On ramènera donc la valeur ainsi déterminée à une valeur « standard » la plus rapprochée, choisie dans la « liste » ci-dessous.

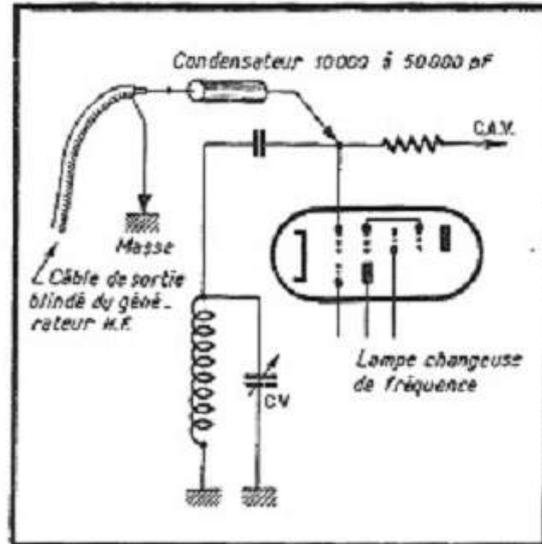
M. F. inférieures à 150 kHz.

Les fréquences utilisées s'étendaient de 108 à 137 kHz, à peu près, les valeurs courantes étant de 125, 127, 130, 135 et 137 kHz. La fréquence 137 kHz faisait d'ailleurs partie du standard SPIR 1937.

M. F. comprises entre 150 et 400 kHz.

On ne peut les rencontrer que sur certains récepteurs américains de fabrication ancienne (avant 1939) et ne comportant pas la gamme G. O. Les valeurs que l'on peut trouver sont, le plus souvent, de 175, 262 et 275 kHz. À signaler cependant qu'un constructeur français (Technifrance) avait mis sur le marché vers 1940-1950, un récepteur portatif alimenté sur piles, dont les transformateurs M. F. étaient accordés sur 280 kHz. Ce récepteur ne comportait qu'une seule gamme : P. O.

Fig. 121. — Branchement du générateur H.F. à la grille de commande de la lampe changeuse de fréquence.



M. F. comprises entre 400 et 500 kHz.

On peut dire, sans exagérer, que 95/100 de récepteurs qu'un dépanneur pourrait avoir à aligner actuellement, sont munis de transformateurs M.F. accordés sur des fréquences allant de 450 à 490 kHz, les fréquences de l'ordre de 400-425 kHz n'ayant été utilisées que par quelques rares constructeurs d'avant 1939 (Brunet, par exemple).

Bien que la moyenne fréquence « standard » soit, en France, de 472 kHz depuis 1937 et jusqu'en 1950, et de 455 kHz depuis 1950 (avec « tolérance provisoire » de 480 kHz) il est assez fréquent de rencontrer des écarts par rapport à ces valeurs, surtout lorsqu'il s'agit de récepteurs fabriqués avant 1939 ou d'appareils d'importation, américains, allemands, belges ou italiens.

C'est ainsi qu'on peut s'attendre à trouver des moyennes fréquences suivantes :

450 - 452 - 456 - 460 - 465 - 468 - 491 kHz.

À noter que les fréquences de 456 et 465 kHz avaient, il y a quelque temps, la faveur des Américains, dont le standard actuel semble être de 455 kHz.

Les récepteurs allemands actuels adoptent le plus souvent 468 et 472 kHz, beaucoup plus rarement 460 kHz. Avant la guerre, certains récepteurs allemands étaient réglés sur 491 kHz (Blaupunkt, notamment).

Enfin, les récepteurs Philips fabriqués en Hollande ont souvent leurs transformateurs M.F. accordés sur 452 kHz.

Branchement du générateur H. F.

Dans le cas le plus général, lorsqu'il s'agit de refaire le réglage des transformateurs M.F. un peu désaccordés, il suffit de brancher la sortie du générateur H.F. à la grille de commande de la lampe changeuse de fréquence, à travers un condensateur de quelque 10 000 à 50 000 pF (valeur nullement critique), suivant le schéma de la figure 121. Il est très commode de se confectionner un ensemble intermédiaire (fig. 122) que l'on adapte, pour le réglage des transformateurs M.F., à l'extrémité du câble de sortie du générateur H.F.

S'il s'agit de transformateurs M.F. complètement désaccordés, il peut arriver que même un signal intense, appliqué suivant le schéma de la figure 121, n'arrive pas à passer. On commence alors par connecter la sortie du générateur H.F. à la grille de l'amplificatrice M.F. (à travers le même intermédiaire), et on règle d'abord, som-

Fig. 122 (ci-contre). — Arrangement de l'extrémité du câble de sortie du générateur H. F. pour les réglages M. F.

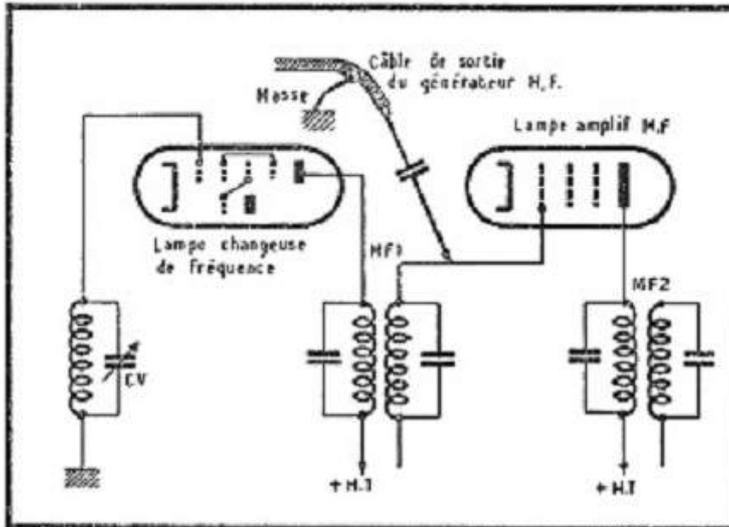
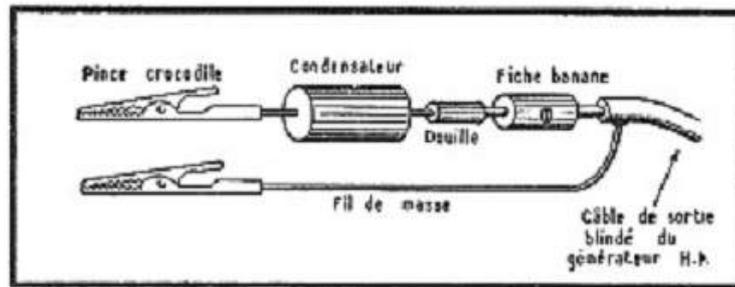


Fig. 123 (ci-contre). — Branchement du générateur H. F. à la grille de commande de l'amplificatrice M. F.

mairement, le transformateur MF2 (fig. 123) avant de passer au branchement de la figure 121.

Il va sans dire que le générateur H. F. sera accordé sur la fréquence nécessaire, qu'un voltmètre de sortie sera branché suivant les indications données plus haut et que l'atténuateur du générateur H. F. sera réglé de façon à travailler constamment avec un signal juste nécessaire pour avoir une déviation nettement lisible.

Pendant le réglage des transformateurs M. F., le récepteur sera commuté sur P. O. et son C. V. placé au minimum de capacité (l'aiguille du cadran sur 200 m), sauf lorsqu'il s'agit d'un récepteur dont les transformateurs M. F. sont accordés sur une fréquence inférieure à 150 kHz, auquel cas il sera commuté sur G. O.

On recommande parfois de court-circuiter l'oscillateur du récepteur pendant le réglage des transformateurs M. F. Théoriquement ce n'est pas à faire, car les caractéristiques de la lampe changeuse de fréquence se trouvent modifiées en l'absence d'oscillation, et le premier transformateur M. F. ne fonctionne pas dans les conditions normales. Mais pratiquement la différence d'accord ou de sensibilité qui en résulte ne peut être décelée que par des mesures poussées, tandis que le fait de court-circuiter l'oscillateur élimine tous les battements parasites qui peuvent parfois dérouter un débutant et lui faire commettre de grossières erreurs.

Comment reconnaître un primaire et un secondaire.

Le réglage d'un ensemble de transformateurs M. F. doit toujours se faire dans un certain ordre et, par conséquent, nous devons pouvoir reconnaître, à vue, le primaire et le secondaire. Les indications nécessaires nous sont parfois données par

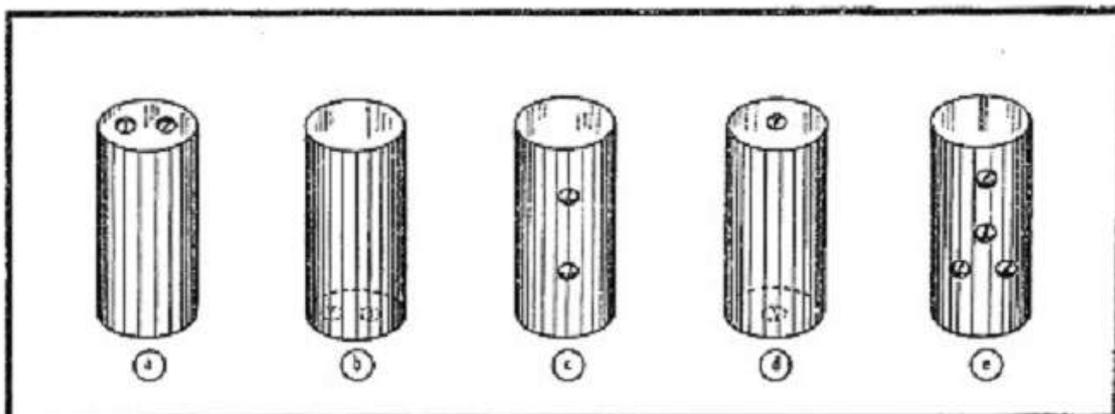


Fig. 124. — Différentes dispositions des éléments ajustables M.F. que l'on peut rencontrer : sur le dessus (a) ; sur le dessous (b) ; sur le côté (c) ; un à chaque extrémité (d) ; cas d'un transformateur M. F. mixte, pour 455 kHz et 10,7 MHz (e).

les notices des constructeurs, ou des recueils tels que la « Schémathèque », mais en l'absence de tout renseignement à ce sujet on procédera de la façon suivante :

1. — Brancher le générateur H.F. accordé sur la valeur de la M.F., comme indiqué dans la figure 121 ;

2. — Souder provisoirement une résistance de quelque 15 000 à 20 000 ohms entre la plaque de l'amplificatrice M.F. et la haute tension, c'est-à-dire en shunt sur le primaire du transformateur MF2 (fig. 123) ;

3. — Tourner l'un après l'autre les deux noyaux ajustables, dans un sens puis dans l'autre, en observant le mouvement de l'aiguille du voltmètre de sortie. Le noyau qui produira le moins de variation de la tension de sortie, qui se révélera le plus « mou », sera celui qui correspond au circuit amorti, donc au primaire ;

4. — Répéter la même opération pour le transformateur MF1, car la disposition des noyaux n'est pas toujours la même pour les deux transformateurs.

Noyaux magnétiques ajustables ou capacités ajustables.

Bien que l'accord d'un circuit M.F. se fasse depuis de longues années, à l'aide de noyaux magnétiques ajustables, tout dépanneur rencontrera un jour des transformateurs dont l'accord est obtenu par variation de petites capacités ajustables.

Le réglage se fait exactement de la même façon dans les deux cas, en remarquant simplement que l'action des capacités ajustables est, souvent, beaucoup plus brutale que celle des noyaux. Autrement dit l'accord est très « pointu » sauf dans le cas des transformateurs M.F. sur 137 kHz ou moins, où il est généralement assez « mou ».

Disposition des éléments ajustables.

Les cinq croquis de la figure 124 résumant les dispositions que nous pouvons rencontrer dans la pratique et nous y voyons successivement :

a. — Deux condensateurs ajustables sur le dessus du blindage. Disposition normale lorsqu'il s'agit de condensateurs.

b. — Deux condensateurs ajustables à la base du transformateur, accessibles, par conséquent, en retournant le châssis ;

c. — Deux condensateurs ou deux noyaux ajustables sur le côté du blindage. Disposition particulièrement fréquente lorsqu'il s'agit de noyaux ;

d. — Un noyau à chaque extrémité du blindage ;

e. — Disposition de noyaux sur un transformateur dit « bifréquence », pour récepteurs AM/FM. Les deux noyaux de la section 455 kHz sont disposés verticalement, en haut ; les noyaux de la section 10,7 MHz le sont horizontalement, en bas.

Tournevis et clés isolés.

Le réglage des condensateurs et noyaux M.F. se fera toujours à l'aide de tournevis ou de clés en matière isolante, de façon à n'introduire aucune perturbation au circuit accordé par approche d'une pièce métallique.

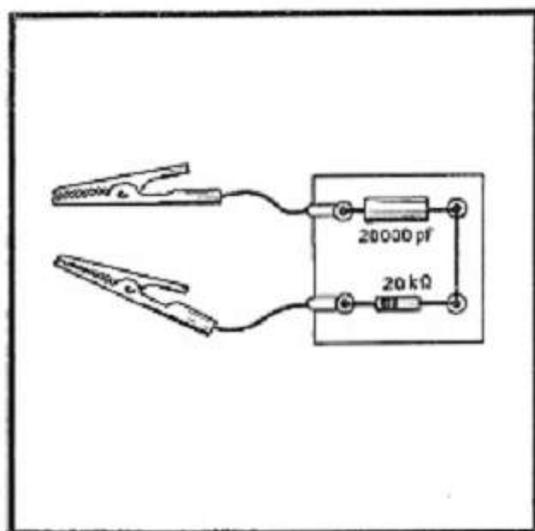


Fig. 125. — Circuit d'amortissement amovible.

Il existe, dans le commerce, des jeux de clés en matière isolante, s'adaptant à tous les noyaux que l'on peut rencontrer dans la pratique : fendus, 6 pans, triangle, etc.

En ce qui concerne les tournevis, on peut facilement les confectionner par ses propres moyens à l'aide d'une baguette en bois dur, taillée en conséquence.

Marche à suivre pour le réglage des transformateurs M. F.

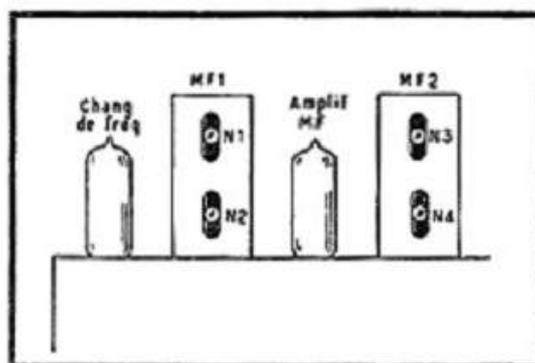
Après avoir déterminé, par tel ou tel moyen, la fréquence d'accord des transformateurs à régler, on connecte le générateur H.F. et un indicateur de sortie suivant les indications données plus haut, et on repère, si nécessaire, les primaires et les secondaires.

Ensuite, on passe au réglage à proprement parler, pour lequel il existe deux méthodes :

Réglage avec amortissement des circuits.

a. — Préparer un circuit d'amortissement, constitué par un condensateur de 20 000 pF en série avec une résistance de 20 000 ohms, muni d'une pince crocodile à chaque extrémité (fig. 125) ;

Fig. 126. — Disposition très fréquente des ajustables M. F.



- b. — Amortir le secondaire du deuxième transformateur (MF2) en connectant le circuit de la figure 125 entre la diode détectrice et la masse ;
- c. — Régler le *primaire* de ce transformateur en recherchant le maximum au voltmètre de sortie ;
- d. — Enlever l'amortissement du secondaire et le transporter au primaire (connecter entre la plaque de l'amplificatrice M.F. et la masse) ;
- e. — Régler le *secondaire* en recherchant le maximum au voltmètre de sortie ;
- f. — Transporter le circuit d'amortissement sur le secondaire du transformateur MF1 (connecter entre la grille de l'amplificatrice M.F. et la masse) ;
- g. — Régler le *primaire* de ce transformateur en recherchant le maximum au voltmètre de sortie ;
- h. — Enlever l'amortissement du secondaire et le transporter au primaire (connecter entre la plaque de la changeuse de fréquence et la masse) ;
- i. — Régler le *secondaire* en recherchant le maximum au voltmètre de sortie.

Réglage avec désaccord préalable des circuits.

- a. — Commencer par dévisser presque complètement les quatre noyaux (N_1 , N_2 , N_3 et N_4 , fig. 126) ;
- b. — Il peut arriver que le désaccord qui en résulte supprime tout passage du signal lorsque le générateur H.F. est connecté à la grille de la changeuse de fréquence (fig. 121). Le connecter alors à la grille de l'amplificatrice M.F. (fig. 123) ;
- c. — Régler le noyau correspondant au *secondaire* du transformateur MF2 en recherchant le maximum au voltmètre de sortie ;
- d. — Régler le noyau correspondant au *primaire* du transformateur MF2 en recherchant le maximum au voltmètre de sortie ;
- e. — Si le générateur H.F. a été connecté à la grille de l'amplificatrice M.F., le brancher à la grille de commande de la changeuse de fréquence (fig. 121) ;
- f. — Régler le noyau correspondant au *primaire* du transformateur MF1 en recherchant le maximum au voltmètre de sortie ;
- g. — Régler le noyau correspondant au *secondaire* du transformateur MF1 en recherchant le maximum au voltmètre de sortie.

Anomalies.

En procédant au réglage de la partie M.F., nous pouvons nous heurter à quelques anomalies. En voici quelques-unes :

1. — Le réglage des ajustables, condensateurs ou noyaux, doit être très net, avec un maximum bien caractérisé, sauf pour le secondaire du dernier transformateur dans le cas de la détection diode, où un certain « flou » est normal.

Si la manœuvre d'un ajustable n'a presque pas d'effet sur l'amplification, il faut conclure à un défaut dans le circuit correspondant. Cela peut être dû soit à un défaut mécanique dans le condensateur ajustable, soit à un amortissement exagéré du circuit : pertes H.P. importantes dans le condensateur fixe en parallèle sur la bobine, bobine devenue défectueuse par suite de l'humidité, etc.

Lorsque la bobine est exécutée en fil divisé (« Litz ») la rupture accidentelle (et assez fréquente aux endroits des soudures) de quelques brins suffit pour diminuer le coefficient de surtension d'une façon sensible, et le circuit correspondant devient « mou ».

2. — Nous pouvons également rencontrer le défaut contraire, c'est-à-dire l'accord trop pointu et, par conséquent, le réglage difficile. Pour faciliter l'opération, il convient d'amortir artificiellement les circuits, en mettant une résistance de 100 000 à 200 000 Ω en parallèle. Une fois le réglage terminé, les résistances seront enlevées.

L'inconvénient ci-dessus se trouve automatiquement éliminé si nous faisons le réglage par la méthode d'amortissement successif des circuits. On ne le rencontre d'ailleurs qu'avec des condensateurs ajustables, les noyaux donnant toujours un réglage beaucoup plus souple.

3. — Parfois aussi, surtout dans les récepteurs de construction peu soignée, un accrochage se produit lorsque les transformateurs M.F. sont réglés au maximum. Cela est dû souvent à l'amplification de la lampe M.F. trop poussée ou aux circuits mal établis. Pour pouvoir effectuer le réglage nous ferons appel encore une fois aux résistances d'amortissement.

Si le récepteur demeure instable lorsque le réglage est terminé, il faut utiliser des résistances d'amortissement soit en série (fig. 127 a), soit en parallèle (fig. 127 b), le plus souvent sur le secondaire du premier transformateur M.F. (circuit grille de l'amplificatrice M.F.). Dans le premier cas (résistance série) l'amortissement est d'autant plus élevée que la valeur de la résistance est plus grande. Dans le second cas (résistance parallèle) l'amortissement augmente lorsque la résistance diminue.

Remplacement des transformateurs M. F.

Lorsqu'on doit remplacer un transformateur M.F. défectueux, prévu pour 472 kHz, par exemple, on peut ne pas en avoir sous la main un autre, prévu pour cette fréquence.

Dans quelle mesure un transformateur M.F., établi à l'origine pour 455 kHz peut-il s'adapter à la fréquence plus élevée, soit 472 kHz ?

Théoriquement, ses caractéristiques vont se trouver modifiées, si nous nous contentons simplement de dévisser les noyaux, car le rapport L/C ne sera plus le même. En effet, le couplage étant proportionnel à ce rapport, le transformateur « réaccordé » sur 472 kHz verra son couplage diminuer puisque L, et par conséquent L/C, vont diminuer. Mais le couplage est également proportionnel à la fréquence qui, elle, sera plus élevée.

Donc, pratiquement, nous arriverons à un compromis tout à fait acceptable, à condition d'avoir une marge de variation de L suffisante pour réaliser le nouvel accord.

Si l'action du noyau seul ne nous permet pas d'y arriver, il faudra songer à diminuer très légèrement la valeur des capacités fixes en parallèle sur chaque bobine. L'ordre de grandeur de la diminution à prévoir découle des considérations suivantes :

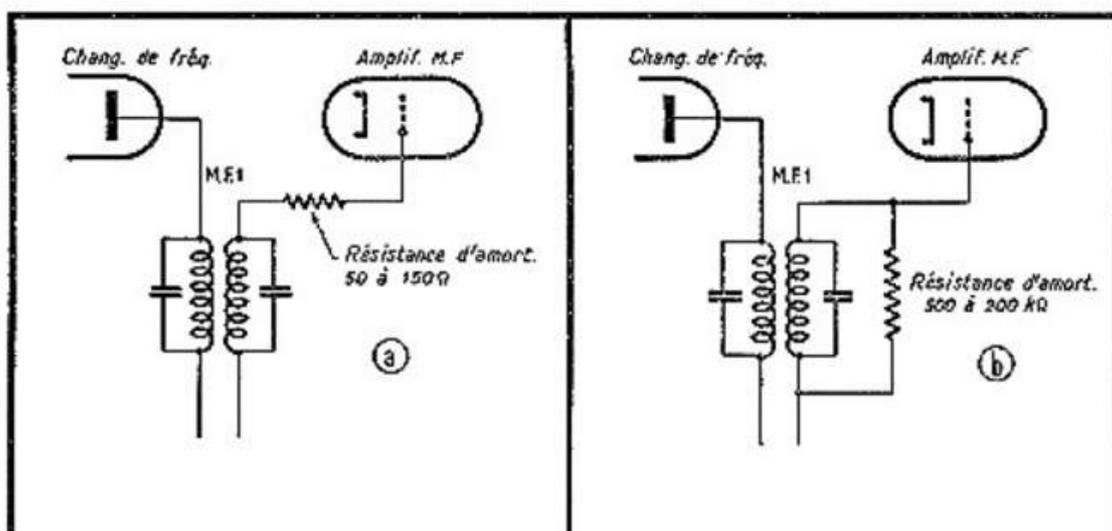


Fig. 127. — Amortissement d'un circuit M.F. par une résistance série (a) ou par une résistance parallèle (b).

La fréquence d'accord d'un circuit varie comme l'inverse de la racine carrée de sa capacité, ce qui veut dire que la capacité varie comme l'inverse du carré de la fréquence. Or, cette dernière, pour passer de 455 à 472 kHz, augmente dans le rapport $472/455 = 1,037$, ce qui veut dire que la capacité doit diminuer (si on ne touche pas à L, bien entendu) dans le rapport $(1,037)^2 = 1,075$.

La capacité fixe d'accord d'un transformateur M.F. sur 455 kHz est généralement de l'ordre de 150 pF. Nous devons la ramener donc à $150/1,075 = 139$ pF environ.

Pratiquement, on diminuera la capacité de 5 à 6 pF et on fera le reste avec le noyau.

Tolérances.

Il est toujours indiqué de régler les transformateurs M.F. sur une fréquence aussi rapprochée que possible de celle indiquée par le constructeur, mais il est évident qu'en effectuant ce réglage à l'aide d'un générateur H.F. nous ne pouvons guère prétendre à une précision meilleure que $\pm 0,5\%$, et encore à condition d'utiliser une gamme M.F. étalée.

Cela veut dire qu'en accordant les circuits M.F. sur 455 kHz nous avons, en réalité, une plage d'incertitude entre 452,73 et 457,27 kHz au moins. Disons tout de suite que, pratiquement, cela n'a aucune importance.

Il existe évidemment des « aligneurs » M.F. au quartz, garantissant facilement une précision de l'ordre de 1.10^{-4} , mais c'est un luxe dont un dépanneur peut facilement se passer.



ALIGNEMENT DES CIRCUITS D'ENTRÉE ET D'OSCILLATION

Examen préliminaire des bobinages.

Lorsqu'il s'agit d'un récepteur d'une marque connue, nous pouvons présumer que les bobinages, les C.V. et le cadran ont été établis de façon à obtenir un alignement aussi parfait que possible en chaque point d'une gamme, en même temps qu'une concordance rigoureuse des émissions avec leurs repères.

Notre travail se réduira donc à contrôler l'étalonnage le long de chaque gamme et de replacer les émissions là où un décalage se produit.

Une certaine difficulté consiste, lorsque l'appareil comporte beaucoup d'ajustables, à bien repérer ces derniers et à ne pas les confondre. La *Schémathèque*, les notices des constructeurs, nous aideront très souvent à nous y reconnaître. Si les renseignements nous manquent, nous procéderons par tâtonnements.

Donc, le premier travail consistera à faire l'inventaire des éléments réglables et à dresser, en quelque sorte, le plan de bataille. Les indications que nous avons données plus haut concernant la répartition des ajustables sur les différents blocs nous aideront à en identifier quelques-uns.

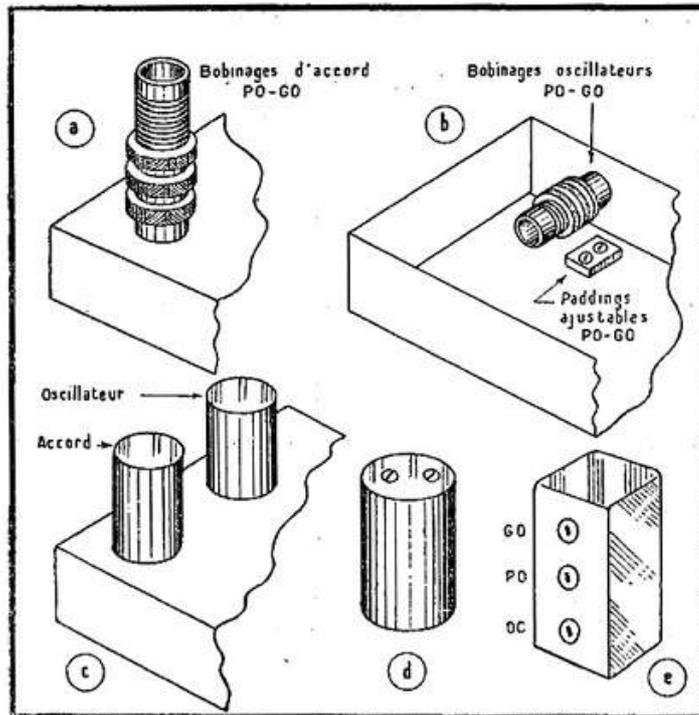
Pour les autres, nous les déterminerons expérimentalement.

Si nous ne voyons aucun noyau ajustable, il est à peu près certain que nous devons trouver dans un coin des paddings réglables, constitués par des capacités ajustables, généralement jumelées (P.O. et G.O.), avec en parallèle des condensateurs au mica fixes de valeur assez élevée, dont l'ordre de grandeur dépend de la moyenne fréquence utilisée et peut se résumer par le tableau suivant :

Gamme	Moyenne fréquence	
	110 à 135 kHz	450 à 480 kHz
P. O.	1 700 à 2 000 pF	450 à 500 pF
G. O.	900 à 1 000 pF	190 à 250 pF

Le cas des paddings ajustables ne se rapporte d'ailleurs qu'à des récepteurs anciens, fabriqués avant 1939.

Fig. 128. — Différents aspects des bobinages d'entrée et d'oscillation que l'on peut rencontrer sur des récepteurs anciens.



Note sur les bobinages des récepteurs anciens.

Beaucoup de récepteurs fabriqués avant 1939 n'utilisaient pas un bloc de bobinages sous la forme compacte que nous connaissons, mais des bobines séparées, blindées ou non, placées sur le châssis ou à l'intérieur de ce dernier. Un contacteur séparé assurait la commutation des différents enroulements et, par conséquent, celle des gammes.

Il est impossible de décrire, même brièvement, toutes les variantes qu'un réparateur peut rencontrer dans la pratique, mais nous pensons que quelques indications générales peuvent avoir leur utilité.

Dans le cas, assez fréquent, de bobinages non blindés, ceux d'entrée, réalisés sur un même tube, étaient le plus souvent placés sur le dessus du châssis (fig. 128 a), à proximité du condensateur variable.

Les bobinages oscillateurs se trouvaient alors sous le châssis, fixés horizontalement dans le voisinage du condensateur variable également. Les paddings ajustables P.O. et G.O. étaient habituellement fixés à côté (fig. 128 b).

Les bobinages O.C., lorsque le récepteur était prévu pour cette gamme, se trouvaient quelquefois sur les mêmes supports que les enroulements P.O. et G.O. Mais assez souvent les bobines O.C. étaient séparées et fixées toutes les deux à l'intérieur du châssis.

Dans le cas de bobinages blindés, ceux d'accord et ceux d'oscillateurs étaient fixés sur le châssis (fig. 128 c). Les blindages étaient cylindriques ou carrés, et comportaient souvent des trous pour le réglage des différents trimmers et paddings. Les principales variantes suivantes étaient utilisées :

a. — Blindages sans aucun ajustable, ces derniers étant, éventuellement, placés à l'intérieur du châssis ;

b. — Blindages avec, chacun, deux ajustables sur le dessus (fig. 128 d). Presque

toujours ce sont des trimmers P.O. et G.O. Quelquefois, si les trimmers des C.V. sont affectés à la gamme P.O., ceux des blindages se rapportent aux gammes O.C. et G.O. ;

c. — Lorsqu'un blindage « carré » (fig. 128 e) comporte trois ajustables sur le côté, ce sont presque sûrement des trimmers, dans l'ordre, en descendant, G.O., P.O. et O.C. Si le même blindage comporte, en plus, deux ajustables sur le dessus, ce sont des paddings, P.O. et G.O.

La commutation des bobinages séparés se faisait suivant le même principe que celle des blocs actuels.

Comment brancher le générateur H. F. ?

Le câble de sortie du générateur H.F. utilisé pour l'alignement sera branché aux prises « Antenne » et « Terre » du récepteur, à travers une antenne fictive autant que possible, comme nous l'avons indiqué dans la figure 111.

Un indicateur de sortie également prévu, constitué le plus souvent par un voltmètre branché sur le secondaire du transformateur de sortie.

Enfin, tout comme pour le réglage des transformateurs M.F., on travaillera avec un signal aussi faible que possible, de façon à avoir au voltmètre de sortie une déviation de quelque 0,3 à 0,5 volt. Si cette déviation devient plus importante, on la réduit en manœuvrant l'atténuateur du générateur H.F. et non pas le potentiomètre de puissance, que l'on laissera constamment au maximum.

Comment reconnaître les différents ajustables ?

Si la fonction de certains ajustables, trimmers et noyaux, nous reste inconnue après l'examen préliminaire des bobinages, nous allons pouvoir les repérer expérimentalement à l'aide du générateur H.F. Nous laisserons pour commencer de côté les trimmers des condensateurs variables, car leur rôle se trouvera précisé à la suite de l'inventaire des autres ajustables.

Commençons par la gamme P.O., en accordant le générateur H.F. sur 1 500 kHz et le récepteur à aligner sur ce même signal. L'accord exact étant obtenu, nous allons retoucher, dans un sens ou dans l'autre, successivement tous les ajustables, noyaux ou trimmers, en observant l'aiguille du voltmètre de sortie. Le repérage de ces ajustables se fera en tenant compte des remarques suivantes :

a. — Un ajustable n'appartenant pas à la gamme P.O. n'aura aucun effet sur la tension de sortie ;

b. — Un condensateur ajustable (trimmer) qui déplacera le signal sur le cadran (il faudra retoucher l'accord des C.V. pour le retrouver) sera le trimmer d'oscillateur ;

c. — Un condensateur ajustable qui agira sur la tension de sortie sans déplacer le signal sera le trimmer d'accord ;

d. — Un noyau qui déplacera le signal sur le cadran sera le noyau d'oscillateur ;

e. — Un noyau qui agira sur la tension de sortie sans déplacer le signal sera le noyau d'accord.

On répétera la même opération pour la gamme G.O., vers 250 à 300 kHz, puis pour la gamme O.C., vers 15 à 16 MHz. Il faut noter, cependant, qu'en O.C. les ajustables d'accord tendent à déplacer légèrement le signal, mais cette action est beaucoup moins marquée que celle des ajustables d'oscillateur.

L'inventaire des différents ajustables, autres que ceux des C.V., étant terminé, nous y constaterons certains vides, que nous comblerons avec les trimmers des C.V., en nous inspirant des différentes combinaisons indiquées plus haut pour les blocs.

Lorsque nous croyons avoir affaire à des paddings ajustables, leur repérage se

fera sur l'extrémité inférieure de la gamme P.O., vers 550 kHz par exemple, car leur action est très peu sensible lorsque les condensateurs variables sont au minimum. Ayant repéré le padding P.O. nous pouvons dire avec certitude, et sans faire d'essai, que l'autre est attribué aux G.O. Pour les paddings il faut toujours faire le repérage en P.O., car assez souvent les deux paddings sont montés en série et agissent, tous les deux, en G.O.

Points d'alignement.

Il est souhaitable d'effectuer l'alignement des circuits d'accord et d'oscillation d'un récepteur en des points, dits d'alignement, prévus par le constructeur, car c'est dans ces conditions seulement que les désaccords entre les points de concordance se réduisent au minimum (à condition, évidemment, que les bobinages soient correctement calculés et réalisés).

Plus haut nous avons indiqué (voir le chapitre correspondant) les points d'alignement correspondant aux différents standards successifs en vigueur en France depuis 1937, mais il faut noter que certains constructeurs importants ne se sont jamais soumis à ces dispositions et ont utilisé, suivant les périodes, des « standards » légèrement différents. C'est ainsi que les récepteurs *Philips*, par exemple, utilisent en P.O. les points d'alignement de 1550 et 550 kHz.

D'une façon générale, lorsqu'on se trouve dans l'ignorance des points d'alignement préconisés par le constructeur, on effectuera l'opération sur les fréquences du standard français actuel, même s'il s'agit d'un récepteur relativement ancien. Les écarts éventuels resteront toujours pratiquement négligeables.

Marche à suivre en P. O. et G. O.

Lorsque les différents ajustables sont repérés, nous allons commencer l'alignement par la gamme qui fait intervenir les trimmers des C.V. Le plus souvent il s'agit de la gamme P.O., auquel cas l'ordre des opérations sera le suivant :

1. — Commuter le récepteur sur P.O. et placer l'aiguille de son cadran sur le repère correspondant à 1400 kHz (214,2 m) ;
2. — Accorder le générateur H.F. sur la fréquence 1400 kHz ;
3. — Régler le trimmer oscillateur P.O. (le plus souvent c'est celui du C.V. correspondant) pour obtenir le maximum à la sortie ;
4. — Régler le trimmer accord P.O. pour augmenter encore, si possible, la tension de sortie ;
5. — Toujours en P.O., placer l'aiguille du cadran sur le repère correspondant à 574 kHz (522,6 m) ;
6. — Accorder le générateur H.F. sur la fréquence 574 kHz ;
7. — Régler le noyau oscillateur P.O. (ou le padding P.O.) pour obtenir le maximum à la sortie ;
8. — Régler le noyau accord P.O. (s'il existe) pour augmenter encore, si possible, la tension de sortie ;
9. — Revenir sur le point 1400 kHz et répéter les opérations 1, 2, 3 et 4, car la manœuvre du noyau oscillateur (ou du padding) dérègle un peu ce que nous avons fait sur 1400 kHz ;
10. — Revenir sur le point 574 kHz et répéter les opérations 5, 6, 7 et 8 ;
11. — Vérifier que la concordance est obtenue vers le milieu de la gamme (1000 à 900 kHz) entre la fréquence du signal reçu et le repère du cadran.

Remarque. — Il n'y a aucun inconvénient à intervertir l'ordre des réglages et effectuer d'abord les opérations 5, 6, 7 et 8, puis les opérations 1, 2, 3 et 4. Plusieurs constructeurs importants préconisent cet ordre dans leurs notices ;

12. — Commuter le récepteur sur G.O. et placer l'aiguille du cadran sur le repère correspondant à :

263 kHz (1 140 m) si le récepteur comporte des trimmers G.O. ;

163 kHz (1 840 m) si le récepteur ne comporte que les noyaux G.O. ;

13. — Accorder le générateur H.F. sur la fréquence 263 kHz ;

14. — Régler le trimmer oscillateur G.O. pour obtenir le maximum à la sortie ;

15. — Régler le trimmer accord G.O. (s'il existe) pour augmenter encore, si possible, la tension de sortie ;

16. — Placer l'aiguille du cadran sur 163 kHz (1 840 m) et accorder le générateur H.F. sur cette fréquence ;

17. — Régler le noyau oscillateur G.O. (ou le padding G.O.) pour obtenir le maximum à la sortie ;

18. — Régler le noyau accord G.O. (s'il existe) pour augmenter encore, si possible, la tension de sortie ;

19. — S'il existe des trimmers G.O., répéter autant de fois qu'il est nécessaire les opérations 13, 14 et 15, puis 16, 17 et 18, puis de nouveau 13, 14 et 15, etc., jusqu'à obtenir la concordance et le maximum de sensibilité simultanément aux points 263 et 163 kHz ;

20. — Vérifier que la concordance est obtenue vers le milieu de la gamme (200 à 205 kHz) entre la fréquence du signal reçu et le repère du cadran.

Remarque. — L'absence des trimmers ajustables en G.O. est chose fréquente, surtout lorsqu'il s'agit de blocs de dimensions réduites. Il en résulte, dans ce cas, que seules les opérations 16, 17 et 18 sont alors à effectuer, avec, ensuite, une simple vérification de concordance sur 263 et 205 kHz.

A noter également que certains constructeurs prévoient un seul réglage en G.O., de noyaux ou de trimmers suivant le cas, sur 200 ou 205 kHz. Bien entendu, lorsque la gamme G.O. comporte, simultanément, des trimmers et des noyaux ajustables, l'ordre des réglages peut être interverti, comme nous l'avons indiqué pour la gamme P.O. : on commence par le point 163 kHz et on continue par le point 263 kHz.

Marche à suivre en O.C.

En ondes courtes les opérations à effectuer diffèrent suivant qu'il s'agit d'une seule gamme O.C. normale (6 à 18 MHz environ) ou d'une gamme O.C. complétée par une bande étalée dite de 49 m. De plus, il est très important de savoir si la réception se fait en battement supérieur ou inférieur, autrement dit si la fréquence de l'oscillateur est supérieure ou inférieure à celle du circuit d'entrée.

A défaut de renseignements fournis par la *Schémathèque*, les fascicules « Blocs d'Accord » ou la documentation du constructeur, voici quelques indications sur la façon de « reconnaître » le battement utilisé :

a. — Si l'oscillateur O.C. possède un padding, toujours fixe et de valeur élevée (3 000 à 6 000 pF, généralement), la réception se fait par battement supérieur ;

b. — Se rappeler que jusqu'au standard SPIR 1948 c'était le battement inférieur qui était « légal » pour la gamme O.C. normale, mais que depuis cette normalisation c'est le battement supérieur qui a été imposé pour toutes les gammes ;

c. — Noter que les blocs d'accord « Eco », prévus pour des changeuses de fréquence du type 6BEG - 12BEG, fonctionnent très souvent par battement inférieur

en O.C., même lorsque le même modèle, mais prévu pour des changeuses de fréquence ECH81 - UCH81, etc., est à battement supérieur ;

d. — Expérimentalement, on peut, dans une certaine mesure, se rendre compte du battement utilisé au moment de l'alignement.

Blocs possédant seulement la gamme O.C. normale.

Si nous ne connaissons pas le battement choisi pour le changement de fréquence, nous procéderons à quelques essais préliminaires qui se feront dans l'ordre suivant :

1. — Accorder le générateur H.F. sur 6 MHz et rechercher, avec le récepteur, la résonance sur cette fréquence autour du repère correspondant (50 m) du cadran, après s'être assuré que le noyau oscillateur O.C se trouve dans une position moyenne, ni trop vissé, ni trop dévissé ;

2. — Si, dans ces conditions, nous trouvons un seul point de résonance, vers 6 MHz, nous en concluons que le récepteur fonctionne par battement supérieur. En effet, dans ce cas, la fréquence f_0 de l'oscillateur est supérieure à la fréquence f_s du signal et nous avons $f_0 - f_s = 0,455$ MHz (valeur de la M.F.). En particulier, lorsque le récepteur est accordé sur 6 MHz, la fréquence de l'oscillateur est $f_0 = 6,455$ MHz.

Si nous désaccordons le récepteur vers les fréquences supérieures, le signal fourni par le générateur H.F. restant fixé à 6 MHz, la fréquence de l'oscillateur va augmenter constamment, et la différence $f_0 - 6$ MHz ne pourra jamais être égale à la M.F.

3. — Pour confirmer ce premier « diagnostic », nous faisons l'opération inverse : laissant le récepteur accordé sur 6 MHz nous décalons l'accord du générateur H.F. Nous devons alors trouver un deuxième point de résonance, vers 6,91 MHz, si le récepteur fonctionne par battement supérieur.

4. — Bien entendu, si le récepteur fonctionne par battement inférieur ($f_0 < f_s$), nous trouverons, en effectuant les mêmes essais, deux points de résonance (6 MHz et 6,91 MHz) en décalant l'accord du récepteur, et un seul point (6 MHz) en décalant l'accord du générateur H.F.

Le battement adopté pour le changement de fréquence étant déterminé, l'alignement de la gamme O.C. ne diffère en rien de celui des gammes P.O. et G.O. Nous aurons à effectuer, successivement, les opérations suivantes :

1. — Commuter le récepteur sur O.C. et placer l'aiguille de son cadran sur le repère correspondant à 6,5 MHz (46,1 m) ;

2. — Accorder le générateur H.F. sur la fréquence 6,5 MHz ;

3. — Régler le noyau oscillateur O.C. pour obtenir le maximum à la sortie. Si la manœuvre du noyau oscillateur O.C. nous permet d'obtenir deux points de résonance, il convient d'adopter :

le point qui correspond à la self-induction maximum (noyau le plus « engagé »), si la réception se fait par battement inférieur ;

le point qui correspond à la self-induction minimum (noyau le plus « dégaqué »), si la réception se fait par battement supérieur ;

4. — Régler le noyau accord O.C. (s'il existe), pour augmenter encore, si possible, la tension de sortie ;

5. — Toujours en O.C., placer l'aiguille du cadran sur le repère correspondant à 16 MHz (18,75 m) ;

6. — Accorder le générateur H.F. sur la fréquence 16 MHz ;

7. — Régler le trimmer oscillateur O.C. pour obtenir le maximum à la sortie.

Si la manœuvre du trimmer oscillateur O.C. nous permet d'obtenir deux points de résonance, il convient d'adopter :

le point qui correspond au maximum de capacité, si la réception se fait par battement inférieur ;

le point qui correspond au minimum de capacité, si la réception se fait par battement supérieur ;

8. — Régler le trimmer accord O.C. (s'il existe) pour augmenter encore, si possible, la tension de sortie ;

9. — Vérifier que la concordance est obtenue vers le milieu de la gamme (vers 10 MHz) entre la fréquence du signal reçu et le repère du cadran.

Remarque.

Dans beaucoup de récepteurs, aucun réglage n'est prévu pour la gamme O.C. Dans d'autres, il existe seulement des noyaux O.C. ou seulement des trimmers. L'ordre et le nombre des opérations ci-dessus sera évidemment modifié en conséquence.

Blocs possédant une gamme O.C. normale et une bande O.C. étalée.

A noter que la plupart de ces blocs fonctionnent par battement supérieur, sauf lorsqu'il s'agit de modèles « Eco » (pour lampes 6BE6 - 12BE6). Cependant, on rencontre des blocs où la gamme O.C. normale est prévue pour le battement supérieur, tandis que la bande O.C. étalée (49 m) l'est pour le battement inférieur.

Dans tous les cas, pour l'alignement, deux variantes peuvent se présenter :

Réglage par noyaux ajustables seulement. — L'alignement se fera alors sur la position « bande étalée » (B.E.) seulement, et sur 6,1 MHz (49,2 m) au lieu de 6,5 MHz. On effectuera donc les opérations 2, 3 et 4 indiquées pour la gamme O.C. normale.

Réglage par noyaux et trimmers ajustables. — Les noyaux seront réglés, comme ci-dessus, dans la position B.E. et sur 6,1 MHz, tandis que les trimmers le seront sur la position O.C. normale et sur 16 MHz, en effectuant les opérations 5, 6, 7 et 8 indiquées pour la gamme O.C. normale.

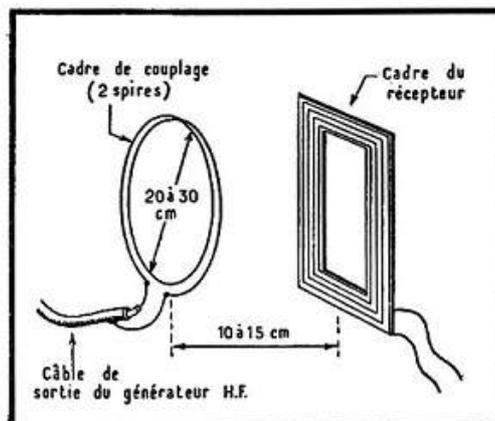
A signaler également qu'il existe des blocs comportant une bande O.C. étalée, dans lesquels l'alignement se fait uniquement sur la gamme O.C. normale, par noyaux, sur 6,5 MHz.

Blocs à plusieurs gammes ou bandes étalées O.C.

Ce genre de blocs n'est pas « réglementé » et toute liberté est laissée aux constructeurs en ce qui concerne le battement utilisé et les points d'alignement. Nous pouvons rencontrer des blocs à deux gammes O.C. semi-étalées, dont l'une fonctionne par battement supérieur et l'autre par battement inférieur. Nous pouvons également nous heurter à des blocs comportant une gamme O.C. normale et deux bandes étalées, dans lesquels le battement supérieur est utilisé pour la gamme O.C. et le battement inférieur pour les deux bandes étalées. Le cas où toutes les gammes et bandes étalées O.C. sont prévues pour le battement supérieur est également fréquent.

Compte tenu de la variété des modèles, il est impossible de donner une méthode d'alignement standard pour ces différents blocs, et nous devons nous contenter de quelques indications générales.

Fig. 129. — Couplage de la sortie d'un générateur H.F. à un cadre-collecteur d'ondes.



Blocs à deux gammes O.C. semi-étalées. — Ces blocs répondent, en général, aux spécifications SNIR 1948, et les points d'alignement sont, par conséquent :

O.C. 1 (22,85 à 11,4 MHz). — Réglage des noyaux sur 12,5 MHz (24 m); réglage des trimmers sur 21 MHz (14,3 m);

O.C. 2 (11,5 à 5,9 MHz). — Réglage des noyaux sur 6,5 MHz (46,1 m); réglage des trimmers sur 10,5 MHz (28,6 m).

Blocs à une gamme O.C. normale et deux bandes étalées. — Dans cette catégorie, il existe des blocs où aucun réglage n'est prévu pour les deux bandes étalées, et où l'alignement se fait uniquement en O.C., comme indiqué plus haut, sur 6,5 MHz (noyaux) et sur 16 MHz (trimmers).

Il existe également des blocs dont la gamme O.C. se règle normalement et dont les deux bandes étalées s'ajustent par trimmers :

B.E. 1 (12,2 à 8,6 MHz) sur 11,8 MHz (25,4 m);

B.E. 2 (5,85 à 6,5 MHz) sur 6,1 MHz (49,2 m).

Enfin, on peut rencontrer des blocs où le seul réglage à effectuer consiste à régler les noyaux O.C. en position B.E. 2, sur 6,1 MHz.

Blocs à plusieurs gammes ou bandes étalées. — Lorsqu'on se trouve en présence de blocs dont les bandes ou gammes O.C. ne sont pas prévues par les différents standards, le mieux consiste à adopter, après repérage des différents ajustables, des points d'alignement situés à 5 à 6 % environ des extrémités de chaque gamme, s'il s'agit de gammes O.C. normales ou semi-étalées.

Par exemple, si nous avons une gamme 23 à 14 MHz, nous ferons l'alignement sur $23 - 23.0,06 = 21,62$ MHz et sur $14 + 14.0,06 = 14,84$ MHz.

Les bandes étalées, par contre, seront réglées sur une fréquence correspondant à leur milieu.

Récepteurs avec cadre.

Lorsqu'un récepteur est prévu pour fonctionner uniquement sur cadre, son alignement doit se faire en réalisant un petit « cadre » de couplage qui sera alimenté par le générateur H.F. Ce cadre sera constitué par quelque 2 spires de fil isolé, de 20 à 30 cm de diamètre, que l'on couplera faiblement au cadre du récepteur (à 10-15 cm de distance). L'antenne artificielle sera supprimée (fig. 129). Il est facile d'imaginer un support quelconque pour maintenir, pendant l'alignement, les spires de couplage à proximité du cadre, de façon que le couplage reste constamment le même.

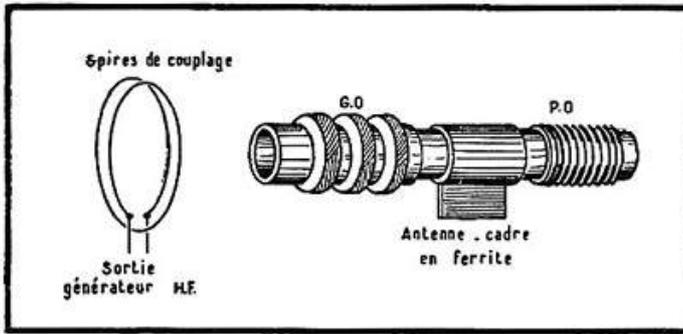


Fig. 130. — Couplage de la sortie d'un générateur H. F. à un cadre-ferrite.

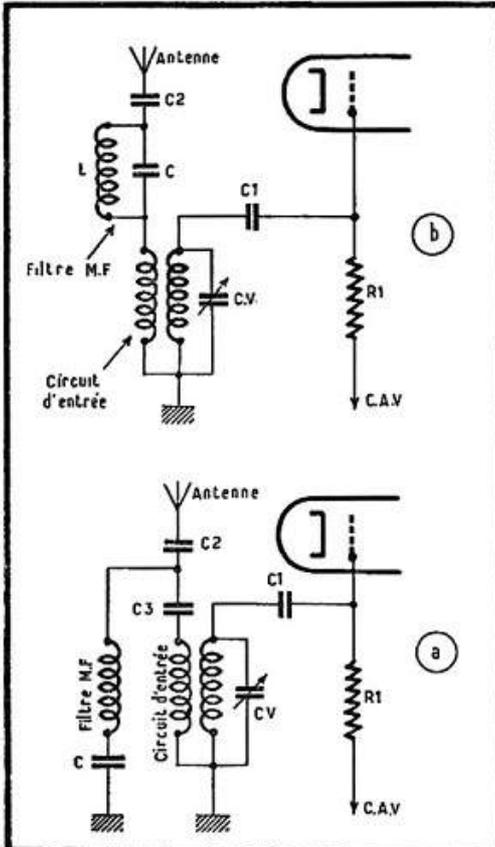


Fig. 131. — Deux dispositions possibles pour un filtre M. F. placé à l'entrée d'un récepteur : circuit série (a) et circuit bouchon (b).

Récepteurs avec antenne-cadre en ferrite.

Ce genre de collecteurs d'ondes (fig. 130) permet le réglage de la self-induction des bobines P. O. et G. O. par déplacement le long du bâtonnet en ferrite. L'alignement d'un récepteur muni d'un tel collecteur d'ondes se fera, comme précédemment, par couplage inductif du générateur H. F. avec l'antenne-cadre. Pour rendre cette opération plus commode, la bobine de couplage sera d'un diamètre moindre (10 à 15 spires de 20 à 30 mm de diamètre).

Certains fabricants de générateurs H. F. (*Centrad*, par exemple) livrent des embouts spéciaux pour câble de sortie, permettant un couplage facile avec une antenne-ferrite.

Etant donné que ce genre de cadres ne fonctionne qu'en P. O. et G. O., l'alignement en O. C. et B. E. se fera comme pour un récepteur normal, en connectant le

générateur H.F. à la prise d'antenne, à travers une résistance de 200 à 400 ohms (antenne fictive O.C.).

Récepteurs avec étage H. F.

Lorsqu'un récepteur comporte un étage H.F. dit « apériodique », sans circuit accordé dans la liaison entre l'amplificatrice H.F. et la changeuse de fréquence, son alignement ne diffère en rien de celui d'un récepteur normal, puisqu'il n'existe aucun élément ajustable supplémentaire et que le condensateur variable est toujours à deux éléments.

Par contre, si l'étage H.F. est du type dit « accordé », nous pouvons avoir, suivant le cas, autant de noyaux en plus qu'il y a de gammes ou autant de noyaux et de trimmers en plus. Le réglage de ces noyaux et, éventuellement, de ces trimmers, se fera exactement comme celui des éléments d'accord correspondants.

Par exemple, en P.O. et sur le point 1 400 kHz, nous réglerons le trimmer oscillateur P.O., puis le trimmer H.F. et enfin, le trimmer d'accord.

Réglage des filtres et réjecteurs M. F.

Beaucoup de récepteurs possèdent un filtre dit M.F., afin d'éliminer l'action des émetteurs pouvant agir directement sur les circuits M.F. (certains émetteurs de trafic maritime et aérien). On rencontre deux types de filtres : série (fig. 131 a) et « bouchon » (fig. 131 b).

Le but de ces filtres étant le même dans les deux cas, leur réglage se fait de la même façon :

1. — Connecter le générateur H.F. aux prises antenne-terre à travers une antenne fictive normale ;
2. — Connecter un voltmètre de sortie suivant les indications données plus haut ;
3. — Accorder le générateur H.F. sur la valeur de la M.F. du récepteur ;
4. — Commuter le récepteur en P.O. et mettre l'aiguille de son cadran sur 1 500-1 600 kHz (200-187 m) ;
5. — Régler le noyau de la bobine L du filtre de façon à obtenir le minimum au voltmètre de sortie.

Il est évident qu'un filtre M.F. ne doit être réglé qu'après les transformateurs M.F.



RÉGLAGE D'UNE MAQUETTE OU D'UN RÉCEPTEUR DONT L'ALIGNEMENT PRÉSENTE DES ANOMALIES

Sous ce titre général, nous comprenons aussi bien un récepteur neuf, une maquette, que des récepteurs ayant déjà fonctionné, mais dont l'alignement laisse à désirer et que nous n'arrivons pas à réaligner par des moyens ordinaires indiqués plus haut.

Il faut noter cependant que des anomalies de ce genre sont relativement rares lorsqu'il s'agit d'un récepteur construit avec des éléments « sélectionnés » (cadran et C. V. prévus pour le bloc de bobinages utilisé), mais qu'elles sont, par contre, monnaie courante lorsque le récepteur a été construit avec du matériel récupéré à droite et à gauche ou encore lorsqu'on s'est amusé à réaliser par ses propres moyens le jeu de bobinages nécessaire.

Cela ne veut nullement dire que la réalisation d'un jeu de bobinages est un travail à déconseiller, mais, simplement, que l'opération de la mise au point et de l'alignement est alors plus longue et plus délicate.

En résumé, lorsqu'un réalignement ne permet pas d'arriver à un résultat satisfaisant, lorsque nous constatons toujours des décalages plus ou moins importants, il faut utiliser une méthode différente de celle exposée plus haut.

Gamme P. O.

Voici ce qui peut arriver assez souvent. En réglant le noyau de l'oscillateur P. O. (ou G. O.), nous nous apercevons que lorsque l'émission est placée exactement sur le repère correspondant du cadran, nous avons une sensibilité défectueuse, tandis que si, par le jeu de ce noyau, nous décalons cette émission plus haut ou plus bas, la sensibilité devient bien meilleure.

La marche à suivre sera la suivante :

a. — Comme dans le cas du réalignement, munir le récepteur d'un indicateur d'accord.

b. — Débrancher le C. V. d'oscillateur et le remplacer par un C. V. séparé quelconque, à peu près de même capacité. Les connexions de branchement du C. V. séparé seront aussi courtes que possible. Le schéma de la figure 132 nous montre comment doit être branché le C. V. séparé.

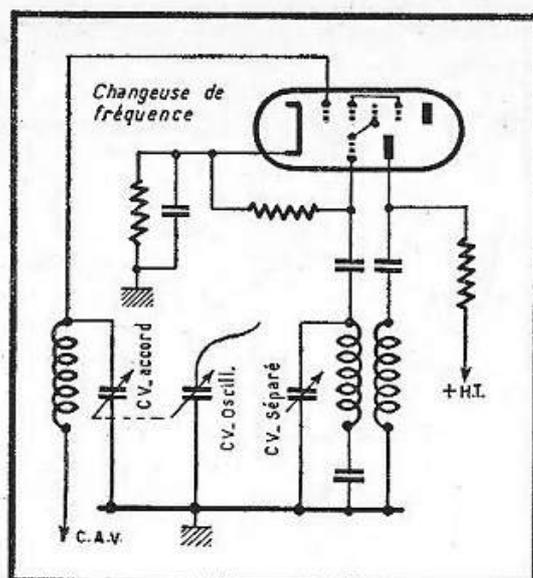
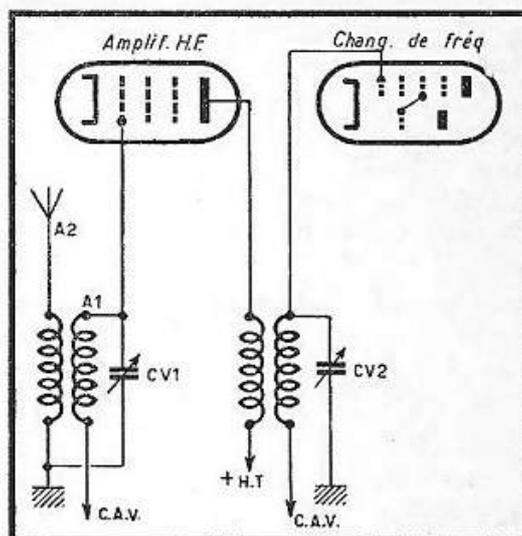


Fig. 132 (ci-dessus). — Pour mettre au point la commande unique on est obligé, parfois, d'avoir recours à un C. V. d'oscillateur séparé.

Fig. 133 (ci-dessous). — Lorsqu'il existe un étage H. F. accordé, on commence par aligner le circuit de liaison accordé par CV 2.



c. — Mettre le trimmer du C. V. d'accord (ou le trimmer d'accord de la gamme P. O.) sur sa position moyenne, ni trop serré, ni trop dévissé.

d. — Appliquer le signal 1400 kHz du générateur H. F. à la prise d'antenne du récepteur.

e. — Chercher à accorder le récepteur sur ce signal, en manœuvrant simultanément le bouton d'accord et le C. V. d'oscillateur séparé. Accorder les deux C. V. au maximum, d'après l'indicateur de résonance.

f. — Voir si l'aiguille du cadran est bien sur 1400 kHz. Si elle est plus haut, vers 1450 kHz, dévisser un peu le trimmer d'accord. Si elle est un peu plus bas, serrer le même trimmer, jusqu'à ce que la coïncidence soit parfaite.

g. — Régler le générateur H. F. sur 1300 kHz et accorder le récepteur sur cette fréquence à l'aide des deux C. V. Voir si l'aiguille du cadran est bien sur 1300 kHz. Si elle n'y est pas, ne pas toucher au trimmer d'accord, mais noter le décalage, soit directement sur le cadran (si l'on peut), soit sur une feuille de papier. Beaucoup de cadrans modernes comportent une échelle en degrés, ce qui facilite le repérage.

h. — Répéter l'opération ci-dessus pour les points suivants de la gamme P. O. : 1200, 1100, 1000, 900, 800, 700, 600 kHz. Noter, chaque fois, les décalages, s'il y a lieu.

i. — Etudier l'allure de la courbe du circuit d'accord par rapport aux graduations du cadran.

Si la concordance obtenue par le trimmer sur 1400 kHz est maintenue, à peu de chose près, tout le long de la gamme, tout va bien.

Si l'écart, faible sur 1300 et 1200 kHz, augmente au fur et à mesure que la capacité augmente (ou la fréquence diminue), il y a deux possibilités :

1. — Les points de réception des fréquences 1300, 1200, etc..., restent constamment au-dessus (en fréquence) des repères correspondants du cadran.

2. — Les points de réception des fréquences 1300, 1200, etc..., restent constamment au-dessous des repères du cadran.

Dans le premier cas, cela veut dire que la capacité du C. V. d'accord est trop forte ou, ce qui revient au même, la self du bobinage d'accord trop forte.

Dans le second cas, c'est le contraire ; self d'accord ou C.V. d'accord trop faibles. Dans les deux cas, il est évident que le bobinage, le C.V. et le cadran ne « colent » pas ensemble. Plus loin, nous verrons quelques moyens d'y remédier.

Il peut arriver aussi que les écarts soient faibles, on peut alors « tricher » un peu et ajuster le trimmer d'accord, de façon à avoir la concordance dans les endroits où l'on veut avoir le maximum de sensibilité.

j. — Le circuit d'accord étant réglé, on n'y touche plus et on rebranche le C.V. d'oscillateur du poste. On règle le générateur H.F. sur 1 400 kHz, on place l'aiguille du cadran sur 1 400 kHz (ou, si nous avons un peu « triché », sur le point 1 400 kHz du circuit d'accord), et, en manœuvrant le trimmer d'oscillateur P.O., nous amenons le signal du générateur H.F. sur la graduation 1 400 kHz. Bien entendu, pendant le réglage du trimmer, ne pas toucher au bouton d'accord.

k. — Passer ensuite sur 600 kHz, régler l'aiguille du cadran exactement sur ce point et ajuster le noyau de l'oscillateur P.O. (ou le padding P.O. lorsqu'il s'agit de bobinages sans noyau réglable), de façon à recevoir le signal 600 kHz toujours sans toucher le bouton d'accord du récepteur.

l. — Revenir sur 1 400 kHz. Corriger le désaccord, habituellement faible, introduit par la manœuvre du noyau. La correction se fera en plaçant l'aiguille du cadran sur le point 1 400 kHz et en ajustant le trimmer oscillateur de façon à avoir le maximum à l'indicateur de résonance.

m. — Revenir encore une fois sur 600 kHz et réajuster le noyau de l'oscillateur comme il a été fait ci-dessus (k).

n. — Vérifier si la concordance des émissions avec les repères du cadran est obtenue partout entre 1 400 et 600 kHz. Si nous constatons des écarts importants, en particulier vers 1 000, agir suivant les indications données un peu plus loin.

Cas d'un présélecteur ou d'un étage H. F.

Si nous voulons utiliser la méthode du C.V. séparé sur un récepteur possédant soit un présélecteur, soit un étage H.F. (fig. 133), nous procéderons de la façon suivante :

Après avoir débranché le C.V. d'oscillateur, nous faisons l'étalonnage du circuit comprenant le C.V. 2, en branchant la sortie du générateur H.F. au point A_1 , c'est-à-dire sur les lames fixes du C.V. 1.

Lorsque les points du circuit comprenant C.V. 2 sont repérés et son trimmer ajusté, comme nous l'avons fait en (e), (f), (g) et (h), nous branchons le générateur H.F. à la prise d'antenne normale (A_2), réglons le récepteur sur 1 400 kHz et ajustons le trimmer du C.V. 1 de façon à avoir le maximum à l'indicateur de résonance.

Remèdes à envisager lorsque le circuit d'accord ne « suit » pas.

Nous avons dit plus haut qu'il arrivait parfois que le circuit d'accord, au lieu de suivre d'étalonnage du cadran, s'en écartait d'une façon plus ou moins sensible, en plus ou en moins.

Cela peut arriver lorsque nous utilisons un C.V. quelconque avec un cadran moderne, « Caïre » ou « Stockholm ». Cela peut arriver aussi en utilisant un C.V. « Caïre » avec un bobinage « S.P.I.R. », et inversement.

Lorsqu'un récepteur est construit avec du matériel hétéroclite ces accidents sont fréquents, et il importe de savoir comment nous pouvons nous en tirer. Il ne s'agit plus

de vouloir faire un alignement parfait, mais de donner quelque chose d'acceptable, où les stations sont sensiblement à leur place et la sensibilité pas trop mauvaise.

Prenons d'abord le cas d'un jeu de bobinages à air ou à noyaux magnétiques non réglables, et supposons que nous nous trouvons en présence du cas 2 (voir le paragraphe *i* ci-dessus) : la capacité du C.V. est insuffisante.

La première solution qui vient à l'esprit est d'augmenter la valeur du trimmer d'accord. Cependant, ce trimmer agira aussi bien sur 1 400 kHz que sur 600 kHz et nous aurons des écarts dans le haut de la gamme.

La solution qui réussit parfois, lorsque l'écart sur 600 kHz n'est pas trop considérable, consiste à décaler l'aiguille par rapport au cadran, de façon à obtenir la concordance sur 600 kHz. L'écart qui en résulte sur 1 400 kHz sera corrigé en diminuant la valeur du trimmer d'accord, dont l'action se fera sentir davantage dans le haut de la gamme. Bien souvent, on a besoin de procéder à plusieurs retouches successives : décalage de l'aiguille et ajustement du trimmer, avant de parvenir à une concordance acceptable.

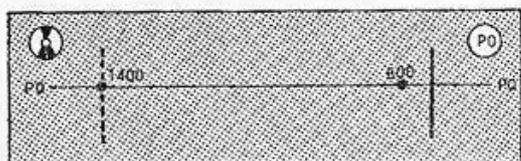


Fig. 134. — Ce décalage du circuit d'accord sur 600 kHz révèle soit une capacité du C.V. trop faible, soit la « self » de la bobine trop faible.

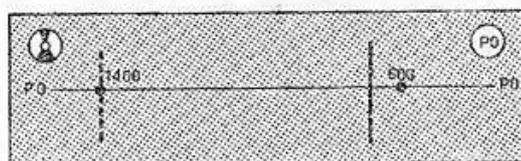


Fig. 135. — C'est le contraire du cas précédent et nous en concluons : capacité du C.V. trop élevée ou « self » trop forte.

La figure 134 concrétise le cas ci-dessus. Ayant débranché le C.V. d'oscillateur, nous voyons que l'aiguille du cadran coïncide bien sur 1 400 kHz (en pointillé), tandis que sur 600 kHz, il y a un écart (trait plein), vers les fréquences inférieures. Il nous faudra, sans bouger le C.V., décaler l'aiguille de façon à avoir la coïncidence sur 600 kHz. L'écart sur 1 400 kHz sera corrigé, par la suite, à l'aide du trimmer d'accord.

La figure 135 représente le cas inverse. Nous avons la concordance sur 1 400 kHz, mais vers 600 kHz un écart dans le sens des fréquences plus élevées. Nous en déduisons que le C.V. d'accord a une capacité trop élevée.

La solution que l'on peut utiliser ici, et qui nous a réussi plus d'une fois, est de prévoir un condensateur série, dans le circuit d'accord, suivant le schéma de la figure 136.

Autrement dit, on remplace le condensateur de découplage classique du circuit C.A.V. (0,1 μ F) par un condensateur, autant que possible au mica, de valeur beaucoup plus faible, de l'ordre de 4 000 à 6 000 pF (condensateur C de la fig. 126). Si l'antifading n'agit pas sur la grille de commande de la changeuse de fréquence, ou encore s'il est appliqué « en parallèle », en somme si le retour du bobinage de grille se fait directement à la masse, on intercale C entre l'extrémité du bobinage et la masse.

Pour déterminer la valeur à donner à C, la seule façon est de procéder par tâtonnements et essais successifs.

Voyons maintenant comment se présente la situation, lorsque nous avons affaire à des bobinages à noyaux magnétiques réglables.

Si ce sont des bobinages où le noyau du circuit d'accord est également réglable, nous pouvons, sans peine, adapter le circuit d'accord à n'importe quel cadran en principe, car nous pourrons jouer sur la self-induction du bobinage. Bien entendu, si nous avons affaire à un C.V. dont la courbe ne correspond pas tout à fait au cadran utilisé, nous aurons encore des écarts, mais qui seront parfaitement tolérables.

La marche à suivre, pour le réglage, n'a rien de difficile. Le C.V. d'oscillateur

étant remplacé par un C.V. séparé, on commence par « caler » le circuit d'accord sur 1 400 kHz, à l'aide du trimmer, comme nous l'avons expliqué plus haut. Bien entendu, on ne touche pas au noyau magnétique.

On passe ensuite sur 600 kHz et on regarde dans quel sens se produit l'écart. Si nous rencontrons le cas de la figure 134 (capacité trop faible, donc self-induction trop faible), on met l'aiguille sur le repère 600 kHz et on visse le noyau jusqu'au moment où le maximum est obtenu.

On revient alors sur 1 400 kHz, où un écart se produit nécessairement, et on le corrige avec le trimmer d'accord. Enfin, on retourne sur 600 kHz et on ajuste de nouveau le noyau au maximum.

Par acquit de conscience, il est bon de s'assurer que le circuit d'accord « suit » tout le long du cadran. Si des écarts (qui ne seront jamais que peu importants) se produisent, on peut tricher un peu, soit en sacrifiant l'étalonnage rigoureux dans le haut de la gamme (en agissant sur le trimmer), soit en rectifiant un peu la self-induction.

Si nous nous trouvons dans le cas de la figure 135, nous faisons l'inverse, c'est-à-dire dévissons le noyau magnétique pour diminuer la self-induction du circuit d'accord.

Ajustement du circuit d'oscillateur et correction des écarts.

Même lorsque nous avons un circuit d'accord qui « colle » parfaitement bien avec le cadran, il n'est pas dit du tout qu'une fois le C.V. d'oscillateur rebranché et la concordance obtenue sur 1 400 et 600 kHz, cette concordance sera automatiquement conservée tout le long de la gamme, et en particulier au milieu, vers 1 000 kHz. Le fait se produira si la self-induction du circuit d'oscillateur a la valeur voulue pour la M.F. que nous avons.

À plus forte raison, si nous faisons subir au circuit d'accord des modifications importantes (adjonction d'un condensateur série, modification importante de la self-induction), il est à peu près certain que nous aurons des écarts au milieu de la gamme.

Il s'agit d'interpréter ces écarts et de les réduire autant que possible, soit en agissant sur la self-induction du circuit d'oscillateur, soit en modifiant la M.F., lorsque cette self-induction ne peut pas être modifiée commodément.

Voyons d'abord le cas de la figure 137, où la fréquence 1 000 kHz est reçue au-dessus de son repère sur le cadran. La concordance sur 1 400 et 600 kHz est supposée obtenue.

Cela veut dire que le circuit d'oscillateur a, au point 1 000 kHz, trop de capacité ou trop de self-induction.

Plusieurs cas peuvent se présenter, suivant la constitution du bobinage oscillateur.

Bobinages à air. Paddings réglables.

Nous n'avons aucun moyen de diminuer la capacité du circuit d'oscillateur au point 1 000 kHz seulement. D'autre part, nous déconseillons d'enlever des spires à la bobine oscillatrice. Ce travail est délicat, long et, le plus souvent, difficilement réalisable à cause de la disposition des enroulements.

Sur quoi pouvons-nous agir ? Mais sur la M.F., tout simplement. Nous nous rappellerons que l'effet d'une self-induction d'oscillatrice trop forte et d'une M.F. trop élevée est le même. Nous allons donc diminuer la M.F. Par exemple, si le récepteur est accordé sur 472 kHz, nous allons réaccorder les transformateurs M.F. sur 460 kHz, et, bien entendu, refaire le réglage du trimmer oscillateur et du padding.

Bobinages à noyaux magnétiques réglables. Paddings fixes.

C'est le cas de tous les blocs modernes. Nous pouvons ici jouer sur la M.F., comme dans le cas ci-dessus, et, en même temps, sur le noyau magnétique pour corriger l'écart qui apparaîtra nécessairement sur 600 kHz. Le trimmer d'oscillateur devra être également réajusté après chaque retouche.

Mais nous pouvons aussi ne pas toucher à la M.F. et nous contenter de modifier la valeur du padding. Le sens de cette modification est facile à comprendre. Etant donné que nous diminuons la self-induction à l'aide du noyau magnétique, nous déplaçons le point 600 kHz du circuit oscillateur vers le bas de la gamme, vers 550 kHz. Pour

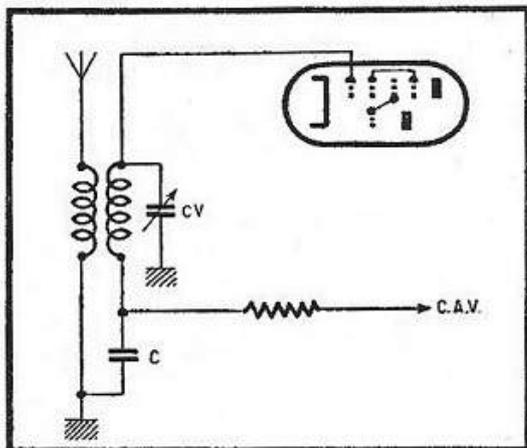


Fig. 136. — Certains écarts peuvent être corrigés en prévoyant une capacité série C pour le circuit d'accord.

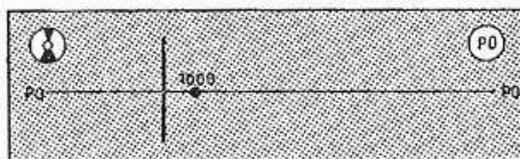


Fig. 137. — Ce décalage sur 1 000 kHz indique un « excès » au circuit d'oscillateur : trop de capacité ou trop de « self ».

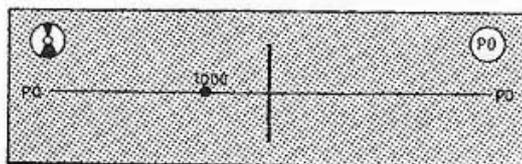


Fig. 138. — Le décalage contraire indique, bien entendu, un « manque » : pas assez de capacité ou pas assez de « self ».

corriger l'écart qui se produit, il faut *augmenter la valeur du padding*. L'ordre de grandeur de cette augmentation dépend de l'importance de l'écart que nous avons à corriger sur 1 000 kHz. En général, un ajustable de 50 pF, monté en parallèle sur le padding, suffit. Parfois, on est obligé de monter encore un condensateur fixe de 50 pF en plus.

Théoriquement, la question d'augmenter le padding est très simple, mais pratiquement, il faut bien faire attention pour ne pas se tromper, en se souvenant que le padding P.O. est celui qui a une valeur de 450 pF environ. D'autre part, la disposition mécanique des blocs nous oblige parfois à les démonter pour pouvoir souder un ajustable ou un fixe d'appoint.

Prenons maintenant le cas de la figure 138, où l'écart sur 1 000 kHz est inverse de celui de la figure précédente. Nous ferons évidemment l'inverse de ce que nous avons fait ci-dessus :

a. — Si le bobinage oscillateur est à air (ou à noyau magnétique fixe) et à padding réglable, nous chercherons à augmenter la valeur de la M.F. Le trimmer d'oscillateur et le padding seront réajustés ensuite pour conserver la coïncidence sur 1 400 et 600 kHz.

b. — Si le bobinage oscillateur est à noyau magnétique réglable et à padding fixe, nous augmentons la self-induction d'oscillateur, en vissant davantage le noyau et nous corrigeons ensuite en diminuant la valeur du padding.

STRUCTURE GÉNÉRALE D'UN RÉCEPTEUR FM

BOBINAGES UTILISÉS

Récepteurs FM.

Pour recevoir les émissions modulées en fréquence, on a recours actuellement à l'une des deux solutions suivantes : utilisation d'un véritable récepteur FM, appelé souvent « tuner », et auquel il ne manque que la partie B.F. ; montage mixte, AM/FM.

Dans le premier cas, nous avons généralement un schéma analogue, à quelques détails près, à celui de la figure 139. Nous y voyons : un bloc FM, réunissant les étages d'amplification H.F. et de changement de fréquence et pouvant comporter une ou deux lampes ; deux étages d'amplification M.F. utilisant le plus souvent des pentodes EF85 et dont les circuits de liaison sont accordés sur 10,7 MHz ; une double

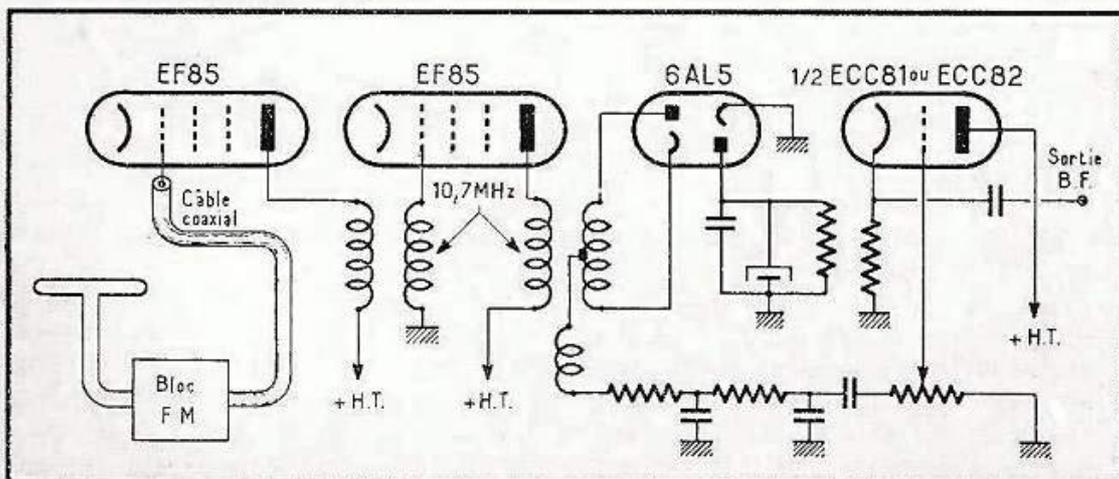


Fig. 139. — Schéma simplifié d'un « tuner » FM.

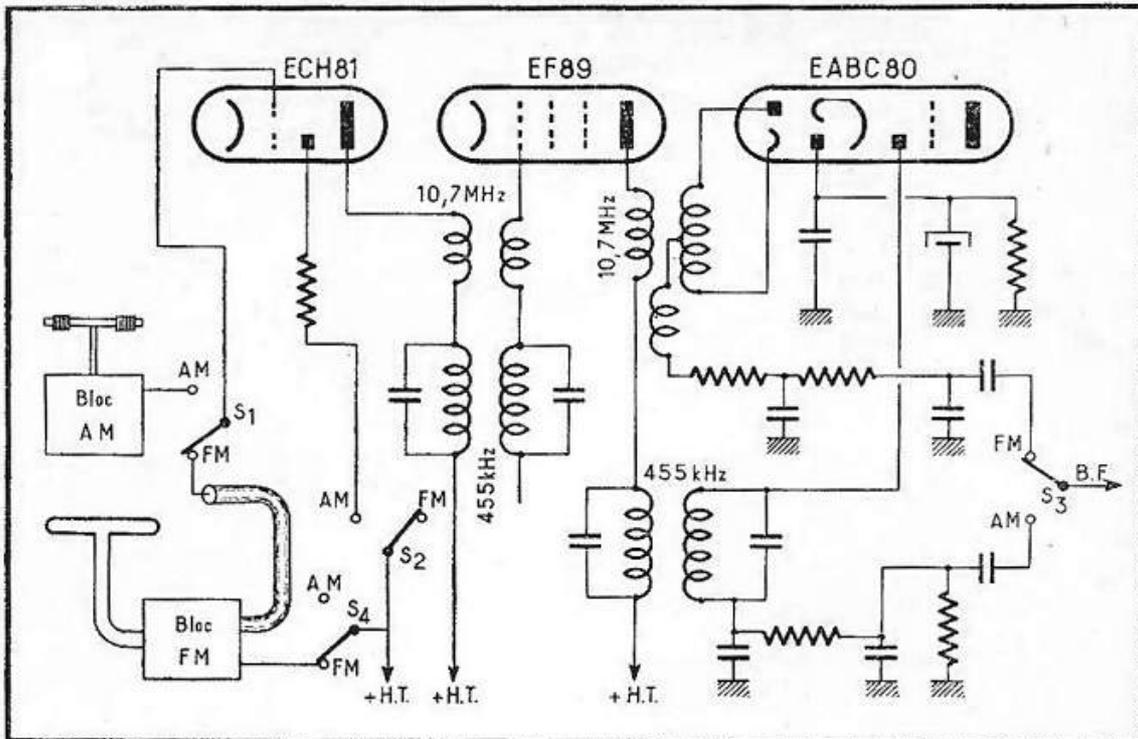


Fig. 140. — Schéma simplifié d'un récepteur mixte AM/FM.

diode 6AL5 (ou deux diodes au germanium) montée en détecteur de rapport ; un étage B. F. de sortie, à charge cathodique, permettant une liaison à basse impédance avec l'amplificateur B. F. ou la prise P. U. du récepteur AM.

Dans le second cas, le schéma adopté s'inspire le plus souvent de celui de la figure 140. Un bloc AM, à 3 ou 4 gammes, comporte une touche marquée FM qui, lorsqu'elle est enfoncée, effectue toutes les commutations marquées S_1 , S_2 , S_3 et S_4 :

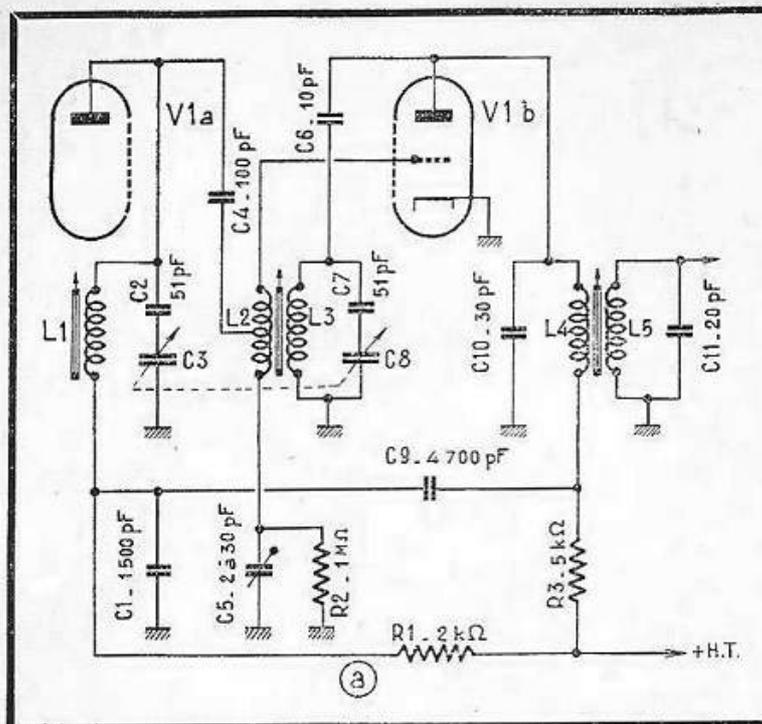
1. — Par S_1 la grille de commande de l'heptode ECH81 est connectée à la sortie du bloc FM, de sorte que ce tube devient amplificateur M. F. sur 10,7 MHz ;
2. — Par S_2 l'alimentation en haute tension de l'oscillateur AM est coupée en FM ;
3. — Par S_3 se fait l'inversion de la sortie de détection ;
4. — Par S_4 l'alimentation en haute tension du bloc FM est coupée en AM.

Les transformateurs M. F. utilisés dans le schéma de la figure 140 sont du type « bifréquence » : 10,7 MHz et 455 kHz. L'entraînement des condensateurs variables du bloc FM se fait par le même démultiplicateur que pour les C. V. du bloc AM.

Blocs FM.

Nous pensons qu'il est utile de donner quelques notions sur la technique un peu particulière des blocs FM et sur les différents montages que l'on rencontre dans les récepteurs français et étrangers.

Fig. 141. — Deux montages couramment employés pour le changement de fréquence à triode : à diviseur de tension inductif (a) et à diviseur de tension capacitif (b).



Changement de fréquence.

On n'utilise, en FM, que des montages changeurs de fréquence où le signal incident et l'oscillation locale arrivent sur une même grille, montages que l'on appelle parfois « additifs », et qui présentent une résistance d'entrée suffisamment élevée, un faible facteur de bruit et un gain néanmoins acceptable.

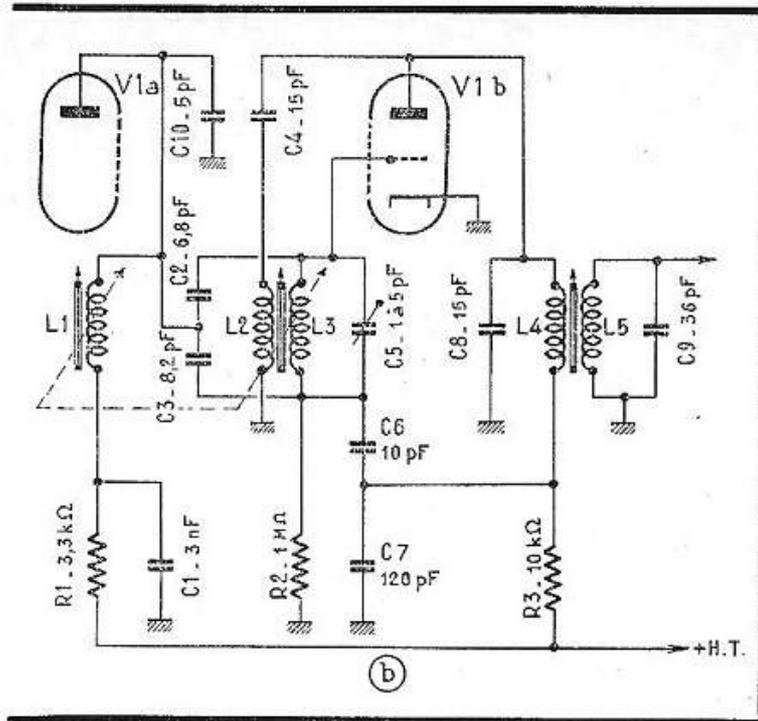
Dans ce genre de changeurs de fréquence on fait presque toujours appel à des montages en pont, ce qui permet de réduire considérablement le rayonnement de l'oscillateur et, par conséquent, d'affaiblir les différentes influences parasites sur les récepteurs et téléviseurs voisins.

C'est pour cela également que l'on prévoit presque toujours un étage amplificateur H.F. devant le changement de fréquence, disposition qui contribue, de plus, à accroître la sensibilité du récepteur tout entier. Si l'on réalise l'amplificateur H.F. en question avec une triode, et si le tube changeur de fréquence est également une triode, le bloc tout entier ne comportera qu'une seule lampe : une double triode.

Le plus souvent, la double triode utilisée dans ces blocs est une ECC 85, lampe qui a été spécialement créée pour cette fonction, mais il n'est pas interdit d'y utiliser des tubes tels que 6 BQ 7 A et autres.

Le montage adopté pour l'oscillateur local dépend généralement de la façon dont on envisage l'accord : par variation de capacité ou par variation de self-induction. Dans le premier cas (condensateurs variables), l'oscillateur comporte généralement un diviseur de tension inductif dans le circuit de grille (fig. 141 a). Dans ce cas, le circuit d'anode de l'amplificateur H.F. ($L_2 - C_2 - C_3$) et le circuit de l'oscillateur ($L_3 - C_7 - C_8$) constituent les deux diagonales d'un pont équilibré, ce qui signifie, comme nous le savons, l'absence de tout courant dans l'une des diagonales lorsqu'il existe une tension dans l'autre.

Il en résulte que, dans un tel montage, la tension H.F. existant dans le circuit



d'anode de V_{1a} ne provoque aucun courant dans le circuit de l'oscillateur, et, inversement, la tension H.F. aux bornes de L_3 reste sans influence sur le courant dans le circuit d'anode de V_{1a} . Le circuit accordé de l'amplificateur H.F. se trouve donc « découplé » par rapport au circuit de l'oscillateur, ce qui supprime l'influence de l'un sur l'accord de l'autre. En même temps, la fuite de l'oscillation locale vers le circuit d'entrée et l'antenne diminue considérablement.

Dans le cas du schéma de la figure 141 α , les bras du pont se composent des deux moitiés de la bobine L_2 , de la capacité d'entrée C_e de la triode changeuse de fréquence et de la capacité C_5 . Si les deux moitiés de L_2 sont rigoureusement identiques, le pont se trouve équilibré lorsque $C_e = C_5$.

Pratiquement, pour assurer la symétrie des deux moitiés de L_2 , on réalise cette bobine en enroulant deux fils à la fois. Par ailleurs, on rend C_e ajustable, de façon à pouvoir régler l'équilibre au mieux.

Le schéma de la figure 141 α possède encore un pont capacitif, prévu pour compenser la réaction négative en M.F. déterminée par la capacité anode-grille de la triode V_{1b} . Les bras de ce deuxième pont sont formés par la capacité anode-grille de V_{1b} (C_{ag}), et par les capacités C_1 , C_4 et C_6 , et C_{10} . La capacité de C_6 est très largement supérieure à celle de C_1 et de C_4 , de sorte que son influence sur l'équilibre du pont est pratiquement nulle. Quant à la relation qui définit cet équilibre, elle s'écrit de la façon suivante :

$$C_{ag} C_1 = C_4 (C_6 + C_{10}).$$

Cependant, afin d'obtenir un gain maximum, on a recours habituellement à un certain déséquilibre volontaire de ce pont, de façon que la réaction positive dépasse un peu la réaction négative à compenser (« surcompensation »). On y arrive en diminuant la valeur de C_1 .

Le schéma de la figure 141 b représente un bloc FM dans lequel l'accord s'effectue par variation de la self-induction.

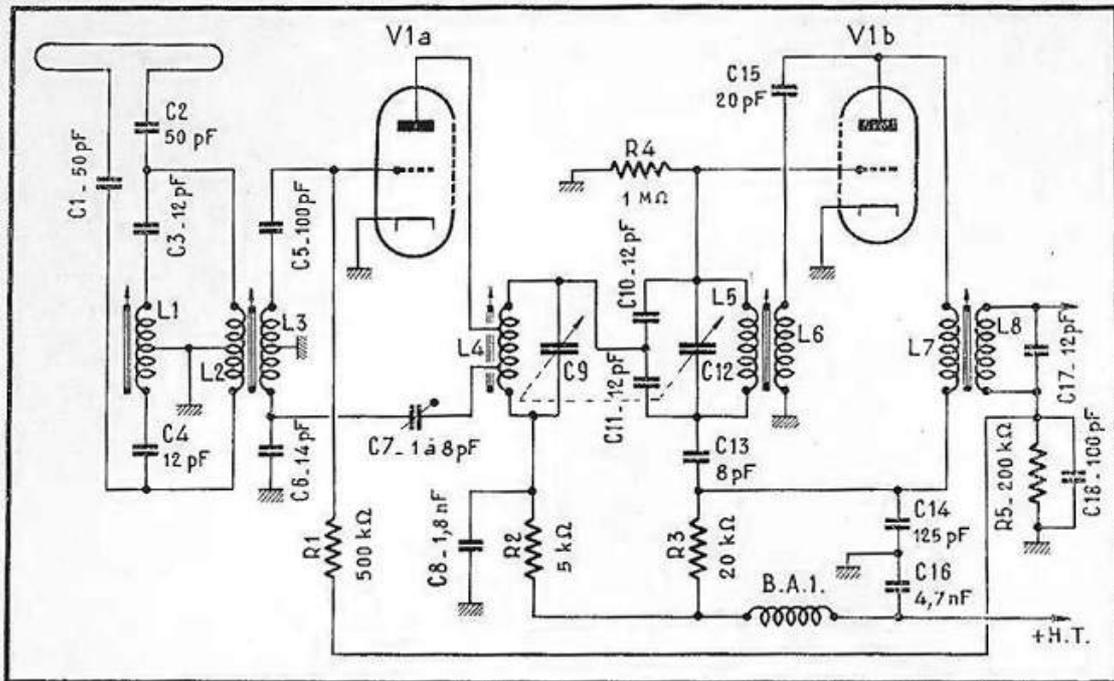


Fig. 142. — Schéma complet d'un bloc FM réalisé avec une double triode, dont l'un des éléments est utilisé en amplificateur H. F. et l'autre en changeur de fréquence.

Blocs à deux lampes.

Dans beaucoup de blocs on trouve un amplificateur H.F. monté avec le bobinage d'entrée à prise intermédiaire mise à la masse, les deux extrémités du bobinage étant réunies, respectivement, à la grille et à la cathode. La résistance d'entrée d'un tel étage est, dans ces conditions, de 3 à 4 fois plus élevée que dans les montages à grille à la masse, tandis que le coefficient de transmission du circuit d'entrée est sensiblement 2 fois plus élevé. Cependant, pour qu'un amplificateur utilisant un bobinage d'entrée à prise intermédiaire à la masse fonctionne correctement, il est nécessaire d'ajuster très soigneusement l'emplacement de cette prise afin de neutraliser l'influence indésirable de la capacité anode-grille de la lampe d'entrée.

L'ensemble de toutes ces conditions rend la mise au point d'un tel bloc plus délicate, mais cet inconvénient est largement compensé par un accroissement du rendement. Ajoutons que si la prise intermédiaire mise à la masse se trouve très rapprochée de l'extrémité grille du bobinage, la capacité de neutrodynage peut devenir inutile.

Dans certains blocs FM on fait appel à un amplificateur H.F. à grille à la masse. Un tel amplificateur présente une résistance d'entrée faible, ce qui amortit énergiquement le circuit d'entrée et assure la transmission régulière d'une bande de fréquences suffisamment large pour que l'on puisse supprimer tout dispositif d'accord progressivement variable à l'entrée.

Le schéma de la figure 142 représente un bloc FM dont l'amplificateur H.F. utilise le montage à prise intermédiaire mise à la masse, mais on remarquera que cette prise intermédiaire se trouve dans la branche capacitive du circuit. Cette disposition permet, en ajustant convenablement la valeur de C_3 et de C_4 , d'arriver à un rendement optimum. L'opération de mise au point est facilitée en prévoyant, pour C_3 et C_4 , des ajustables de 3-30 pF, par exemple.

Sur le même schéma nous voyons que le circuit accordé de l'oscillateur, L_5-C_{12} , n'est pas couplé directement à l'anode de la triode H.F. (V_{1a}), mais à l'aide d'une prise sur L_4 , ce qui augmente la stabilité de l'oscillateur local.

Pour réduire l'infiltration de l'oscillation locale vers le circuit d'entrée on dispose d'un filtre série $L_1 - C_3 - C_4$ accordé sur la fréquence centrale de la bande couverte par l'oscillateur. Enfin, notons que la première triode est soumise à l'action d'une C.A.G., dont la tension de commande est fournie par le détecteur de rapport et qui est appliquée à la grille d'entrée à travers R_1 .

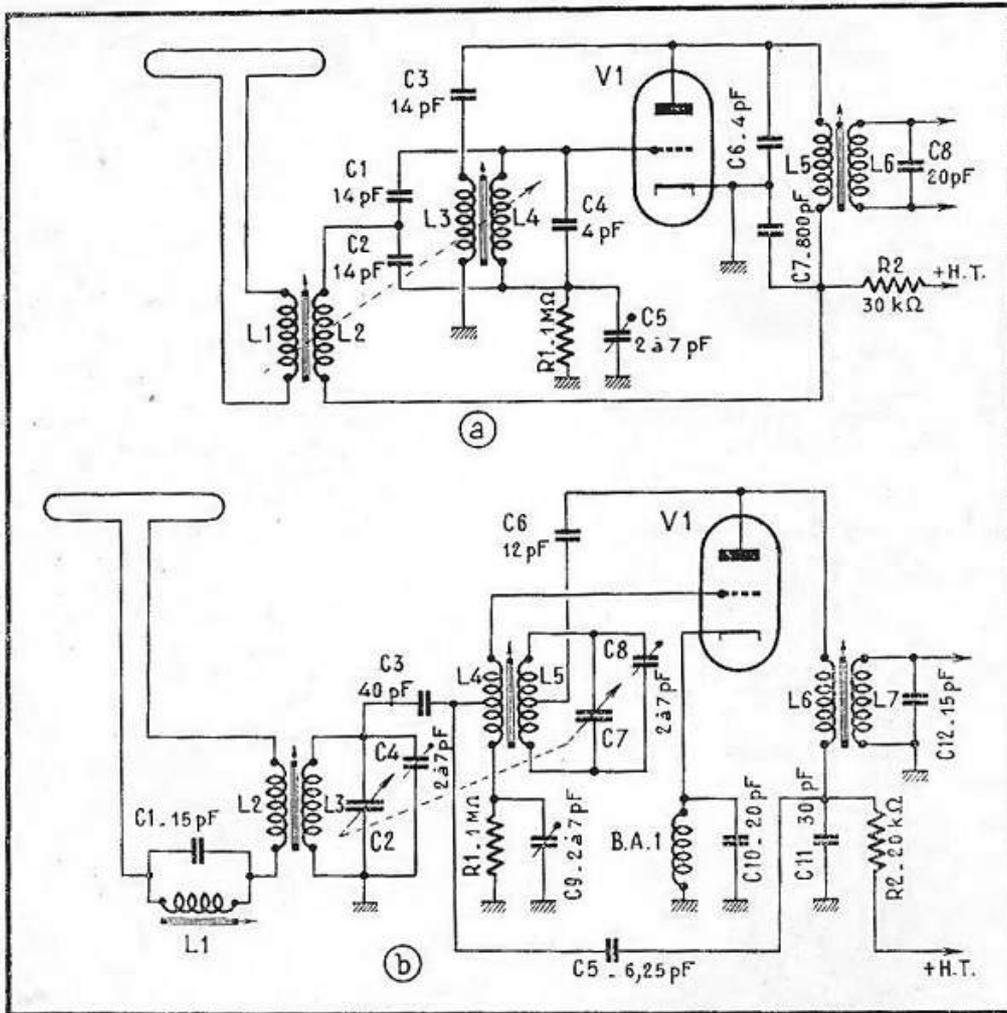


Fig. 143. — Deux montages simplifiés, sans étage amplificateur H. F., n'utilisant, par conséquent, qu'une triode simple.

Enfin, signalons que l'on rencontre assez souvent des blocs à deux lampes comportant un étage amplificateur H.F. cascade et un étage changeur de fréquence utilisant une triode-pentode du type ECF80.

Blocs FM à une seule triode.

Lorsqu'on veut simplifier à l'extrême la « tête FM » d'un récepteur, il est possible de renoncer à l'étage d'amplification H.F. et de se contenter d'un étage changeur de fréquence à triode. Un schéma très simple d'un tel montage est représenté dans la figure 143 a, où nous voyons un changeur de fréquence à deux systèmes en pont (découplage

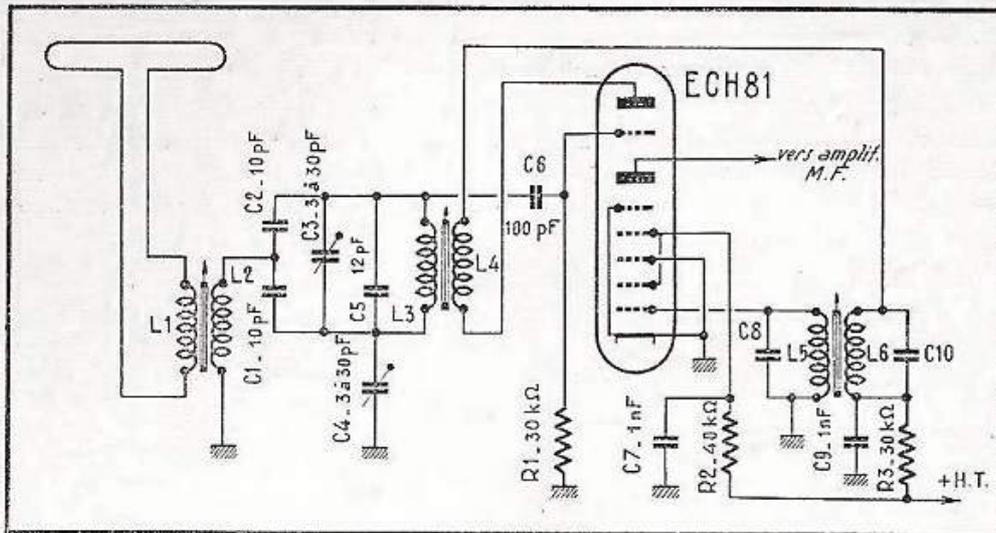


Fig. 144. — Utilisation en FM de la triode d'une ECH81, changeuse de fréquence en AM.

par rapport au circuit d'entrée et compensation de la réaction négative en M.F.), dont l'accord se fait par variation de la self-induction des circuits correspondants.

Un schéma plus compliqué, bien que ne comportant qu'une seule triode, est celui de la figure 143 b, où l'accord se fait par capacités variables. Ce schéma diffère du précédent par des moyens supplémentaires mis en œuvre pour réduire l'infiltration de l'oscil-

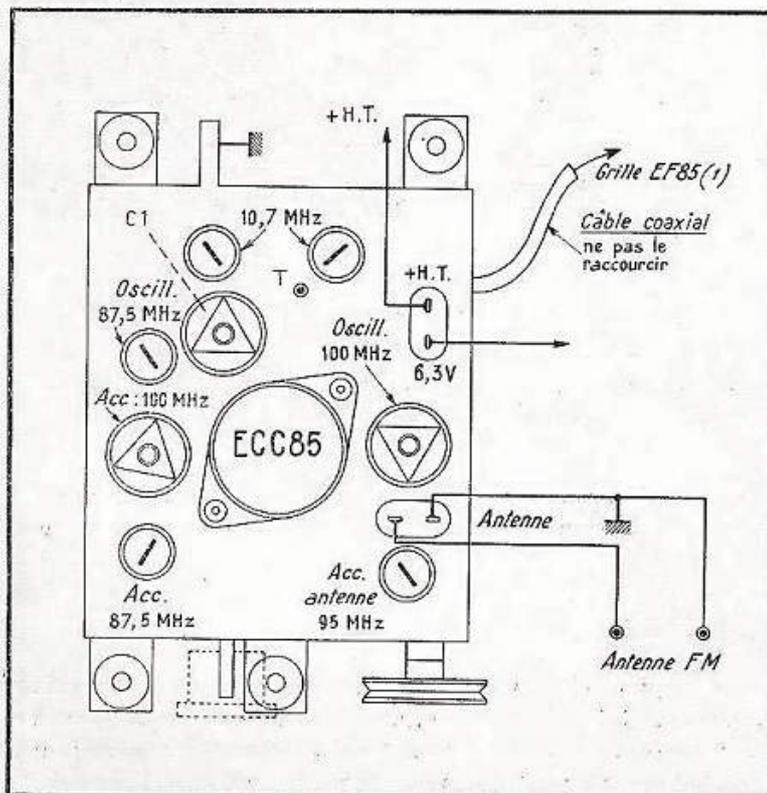


Fig. 145. — Disposition des différents éléments ajustables sur le bloc Alvar type 282 et branchement de ce bloc.

lation locale vers le circuit d'entrée. On utilise pour cela, à l'entrée du récepteur, un circuit-bouchon L_1-C_1 , tandis que le circuit de cathode comporte un autre filtre se composant d'une bobine d'arrêt (B.A.1) et d'un condensateur (C_{10}). L'équilibre du pont d'entrée est ajusté ici à l'aide du condensateur C_2 .

Dans les deux schémas de la figure 143 on utilise des triodes telles que 9002, 6J4 et analogues.

Utilisation en FM de la triode ECH 81.

Le changement de fréquence de la plupart des récepteurs modernes s'effectue à l'aide d'une triode-heptode du type ECH 81. Lorsqu'il s'agit d'un récepteur mixte AM/FM, l'élément heptode est utilisé presque toujours en tant qu'amplificateur M.F. en modulation de fréquence, tandis que la triode est mise hors circuit. On peut se demander, dans ces conditions, s'il n'est pas possible, dans certains récepteurs du type « économique », d'utiliser la triode en tant que changeur de fréquence en FM.



Fig. 146. — Le bloc Alvar type 282 tel qu'il se présente réellement.

Le schéma de la figure 144 nous montre qu'une telle solution est possible, et nous voyons que, pour simplifier le montage, l'accord ne se fait que sur le circuit de l'oscillateur, le filtre de bande d'entrée étant accordé sur la fréquence centrale de la bande à recevoir.

Le circuit de l'oscillateur et celui d'entrée constituent les deux diagonales d'un pont équilibré, dont l'ajustage se fait à l'aide de C_4 , afin d'isoler le plus possible les deux circuits en présence : entrée et oscillateur. Le montage adopté pour le branchement de l'enroulement de réaction L_1 (en série avec un circuit M.F.) permet de supprimer le pont de compensation de la réaction négative.

Quelques blocs industriels.

Voici les caractéristiques principales de quelques blocs FM que l'on rencontre souvent en France, avec l'indication de leurs points de réglage et la disposition de leurs éléments ajustables.

Bloc Alvar type 282.

La disposition des condensateurs et des noyaux ajustables sur le dessus de ce bloc est représentée par le croquis de la figure 145, la photographie de la figure 146 nous montrant son aspect réel.

Le point marqué T sur la figure 145 est une douille, à laquelle on applique la tension du générateur H.F. pour procéder au réglage du transformateur M.F. (sur 10,7 MHz).

La liaison vers la première lampe M.F. se fait à l'aide d'une certaine longueur de câble coaxial qu'il est recommandé de ne pas raccourcir. Ce bloc est prévu pour une impédance d'entrée de 300 Ω .

Les fréquences sur lesquelles on doit effectuer le réglage des condensateurs et noyaux ajustables sont indiquées sur le croquis. L'ajustable C_1 ne doit pas être dérégulé.

Bloc Oréor type CV1.

La disposition des condensateurs et des noyaux ajustables est représentée par le croquis de la figure 147, tandis que la photographie de la figure 148 nous montre l'aspect réel du bloc.

Le point marqué X sur la figure 147 est une douille, à laquelle on applique le signal sur 10,7 MHz lors du réglage des transformateurs M.F. Le point marqué Y est également

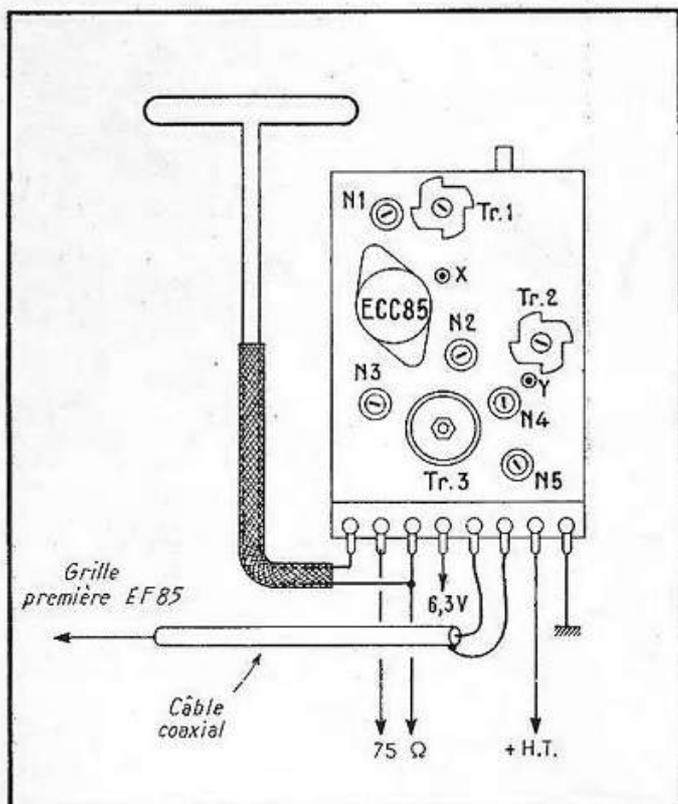
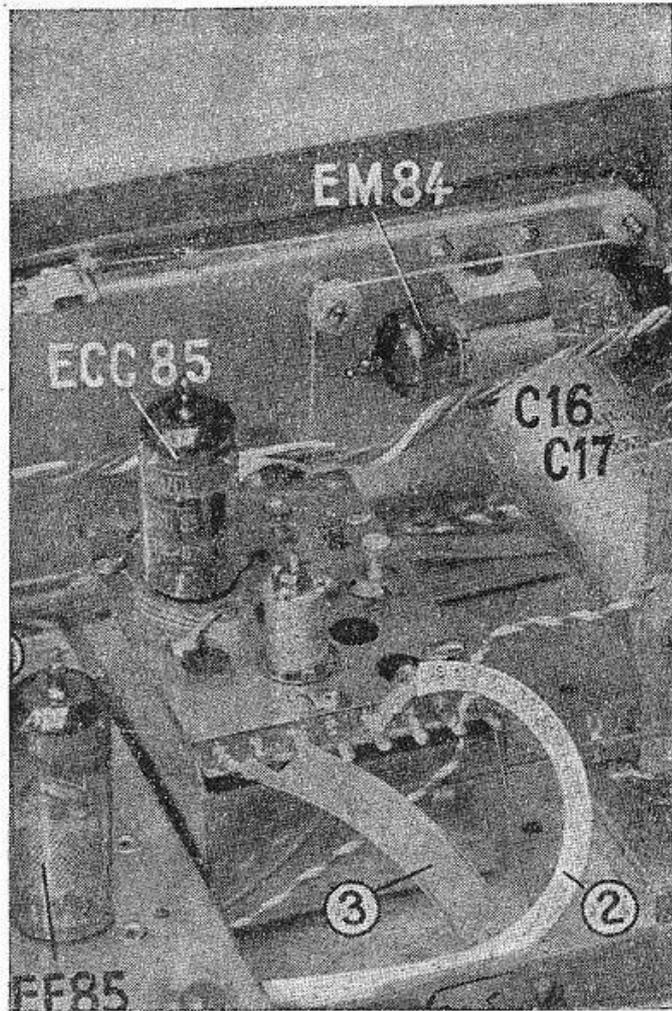


Fig. 147. — Disposition des différents éléments ajustables sur le bloc Oréor type CV1 et branchement de ce bloc.

une douille, correspondant à la plaque de sortie de la ECC85, ce qui permet d'amortir le primaire du premier transformateur M.F., incorporé au bloc et dont les noyaux de réglage sont : N_1 pour le primaire ; N_2 pour le secondaire.

La liaison de ce bloc avec la grille de la première amplificatrice M.F. s'effectue à l'aide d'un morceau de câble coaxial, dont la capacité intervient dans les paramètres de la liaison. Si donc ce morceau de câble n'est pas assez long (inférieur à 100 mm environ),

Fig. 148. — Le bloc Oréor type CV1 tel qu'il se présente réellement.



il peut être nécessaire d'ajouter une capacité de l'ordre de 20 pF entre la grille de la première M.F. et la masse.

Le bloc CV1 peut être employé avec un câble de liaison vers l'antenne de 300 ou de 75 Ω .

L'attribution des différents éléments ajustables et les fréquences sur lesquelles ils doivent être réglés sont :

- N_1 — Bobine plaque accordée (liaison entre la triode H.F. et la triode changeuse de fréquence), à régler sur 88 MHz ;
- N_2 — Bobine d'oscillateur, à régler sur 88 MHz ;
- N_3 — Bobine d'accord (antenne), à régler sur 94 MHz ;
- N_4 et N_5 — Transformateur M.F., à régler sur 10,7 MHz : primaire N_4 ; secondaire N_5 ;
- Tr_1 — Ajustable d'accord, à régler sur 99 MHz ;
- Tr_2 — Ajustable d'oscillateur, à régler sur 99 MHz ;
- Tr_3 — Dosage de la réaction M.F., à ne pas toucher, en principe.

La fréquence de l'oscillateur est inférieure, dans ce bloc, à celle du signal reçu.

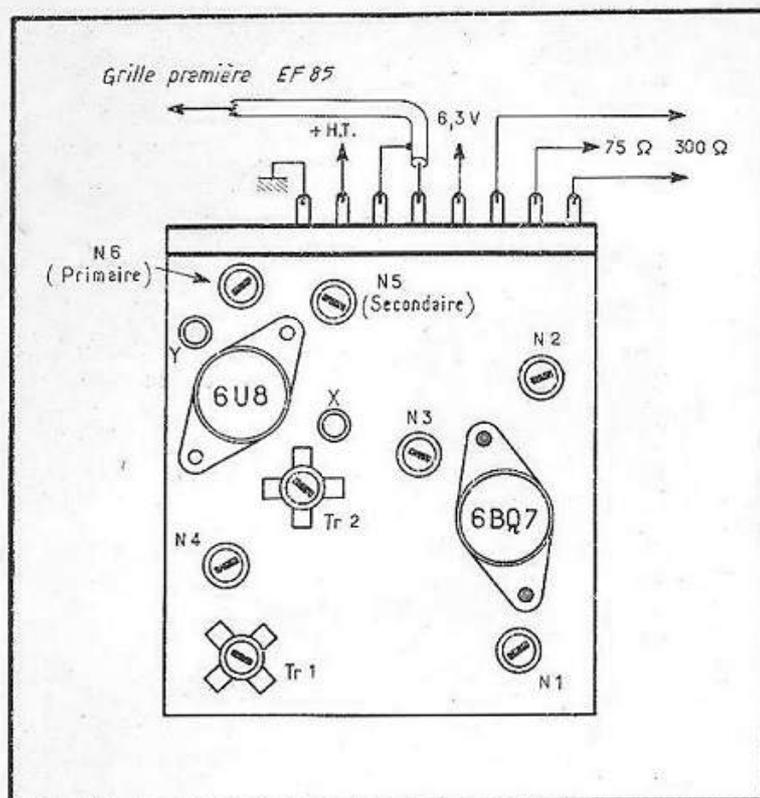


Fig. 149. — Disposition des différents éléments ajustables sur le bloc Oréor type CV2 et branchement de ce bloc.

Bloc Oréor type CV2.

Bloc à deux lampes, comportant un amplificateur H.F. cascode (6BQ7A) et une changeuse de fréquence triode-pentode (6U8).

La disposition des condensateurs et des noyaux ajustables est représentée par le croquis de la figure 149, la photographie de la figure 150 nous montrant l'aspect réel du bloc.

Le point marqué X sur la figure 149 est une douille à laquelle on applique le signal sur 10,7 MHz lors du réglage des transformateurs M.F. Le point marqué Y est également une douille, correspondant à la plaque pentode de la 6U8, ce qui permet d'amortir le primaire du premier transformateur M.F., incorporé au bloc (noyaux N₅ et N₆).

En ce qui concerne la liaison de ce bloc avec la grille de la première amplificatrice M.F., voir tout ce qui a été dit à propos du bloc CV1.

L'attribution des différents éléments ajustables et les fréquences sur lesquelles ils doivent être réglés sont :

- N₁ — Bobine d'accord cascode, à régler sur 94 MHz ;
- N₂ — Bobine d'antenne, à régler sur 94 MHz ;
- N₃ — Bobine d'accord plaque, à régler sur 88 MHz ;
- N₄ — Bobine d'oscillateur, à régler sur 88 MHz ;
- N₅ et N₆ — Transformateur M.F., à régler sur 10,7 MHz ;
- Tr₁ — Ajustable d'oscillateur, à régler sur 99 MHz ;
- Tr₂ — Ajustable d'accord plaque, à régler sur 99 MHz.

La fréquence de l'oscillateur est inférieure, dans ce bloc, à celle du signal reçu.

Fig. 150. — Le bloc Oréor type CV2 tel qu'il se présente réellement.

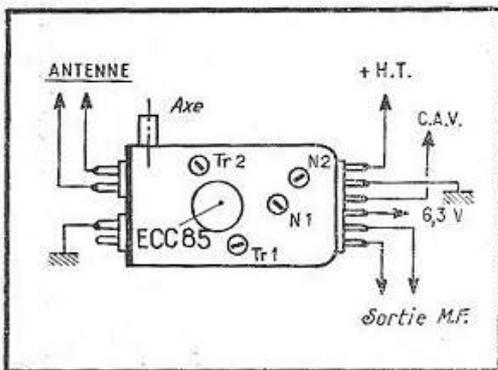
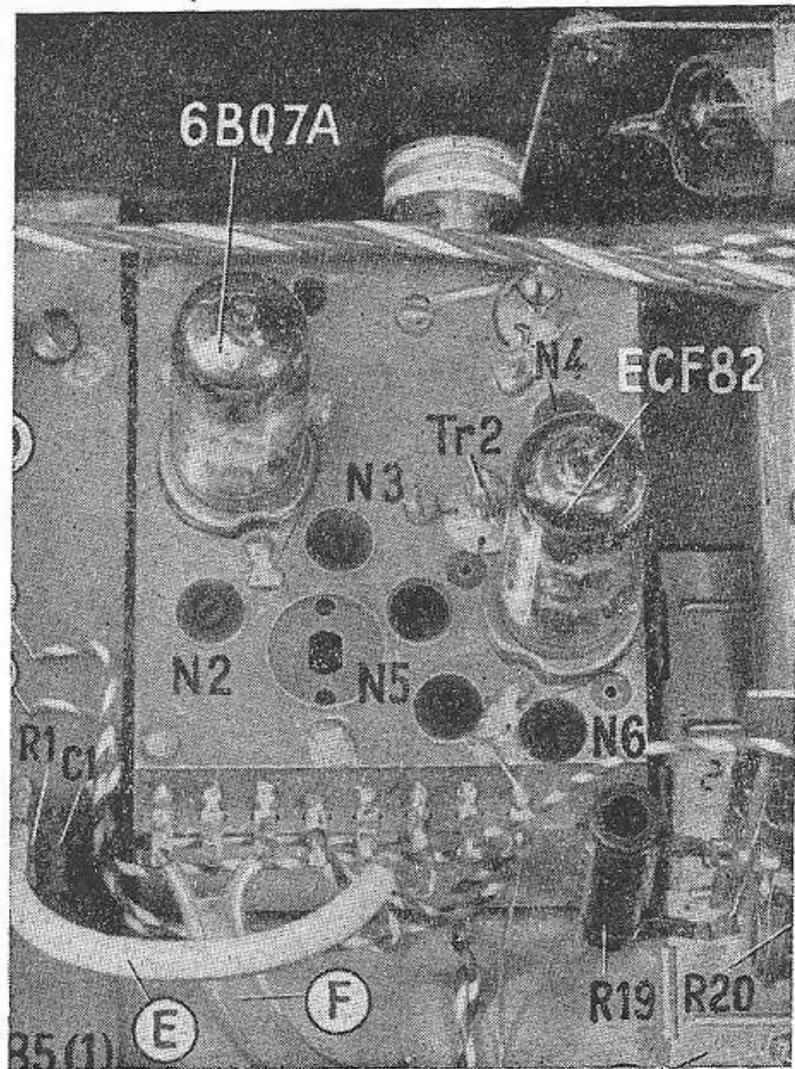


Fig. 151. — Disposition des différents éléments ajustables sur le bloc Oréga type FM/ECC85 et branchement de ce bloc.

Bloc Oréga type FM-ECC85.

La disposition des condensateurs et des noyaux ajustables est représentée par le croquis de la figure 151, la photographie de la figure 152 nous montrant l'aspect réel du bloc.

Ce bloc comporte deux noyaux réglables et deux condensateurs ajustables, se répartissant de la façon suivante :

- N_1 — Primaire du transformateur M.F. de sortie, à régler sur 10,7 MHz ;
- N_2 — Secondaire du transformateur M.F. de sortie, à régler également sur 10,7 MHz ;
- Tr_1 — Ajustable d'oscillateur, à régler pour assurer la couverture correcte de la bande (87 à 100 MHz) ;
- Tr_2 — Ajustable d'accord, à régler au milieu de la bande, vers 94 MHz, de façon à avoir le maximum de sensibilité.

Bloc Visodion type R303.

L'emplacement des différents éléments ajustables et le branchement du bloc sont représentés dans la figure 153, tandis que la photographie de la figure 154 montre son aspect réel.

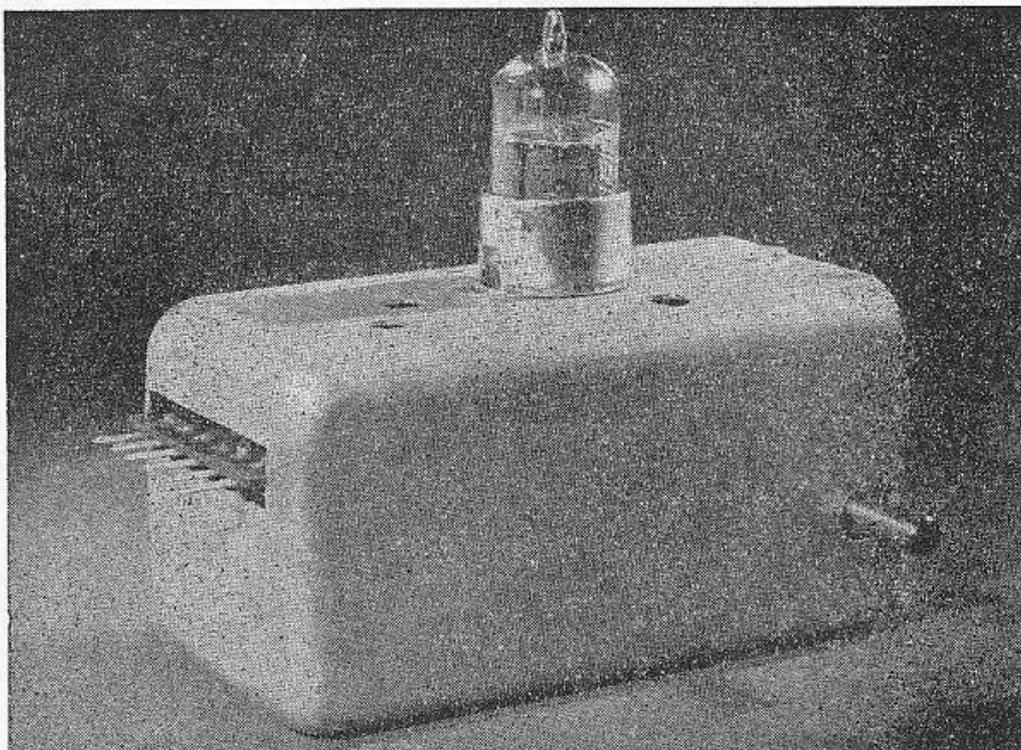


Fig. 152. — Le bloc Oréga type CV2 tel qu'il se présente réellement.

Lorsqu'on se propose de régler les transformateurs M.F. (sur 10,8 MHz), le signal correspondant, en provenance d'un générateur H.F., doit être appliqué à la cosse 1 à travers une capacité de quelque 4,7 pF, représentée en pointillé.

La longueur du câble coaxial de liaison vers la première lampe M.F. doit être de 100 à 150 mm.

Les fréquences sur lesquelles doivent être réglés les différents éléments ajustables sont indiquées dans la figure 153. La bobine de liaison RC409 sera réglée avec les autres circuits M.F.

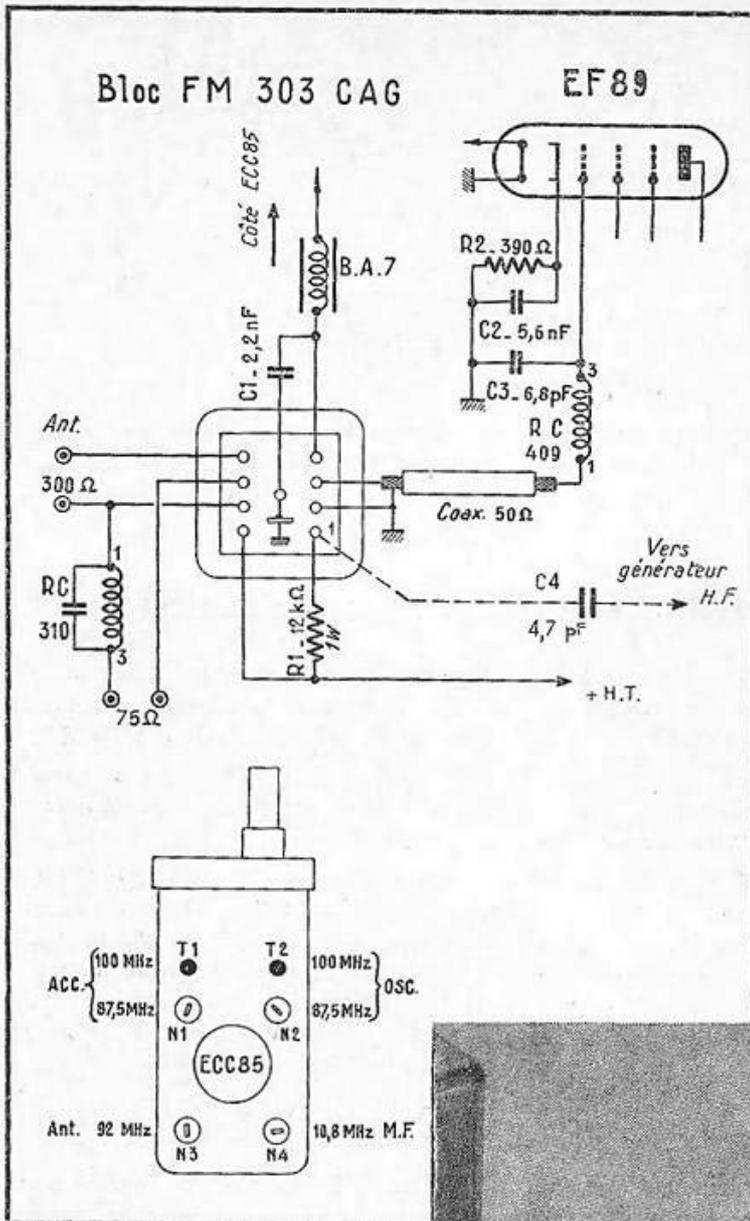
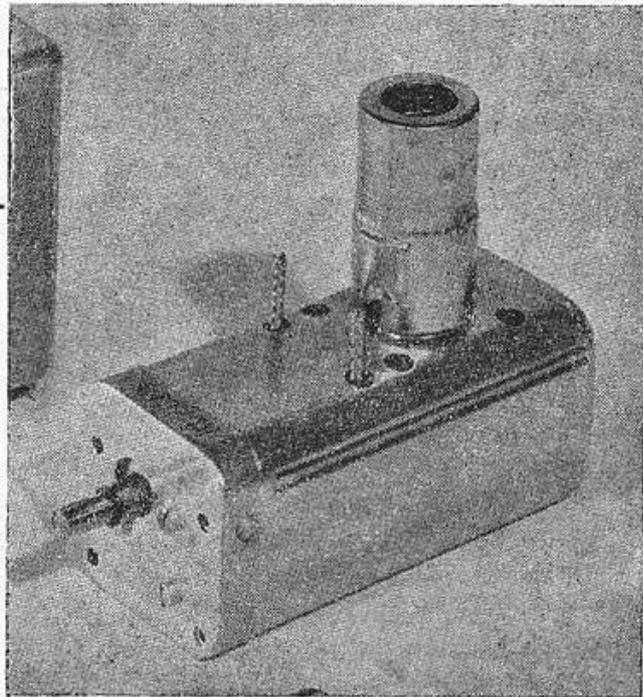


Fig. 153. — Disposition des différents éléments ajustables sur le bloc Visodion type R303 et branchement de ce bloc.

Fig. 154. — Le bloc Visodion type R303 tel qu'il se présente réellement.



ALIGNEMENT DES RÉCEPTEURS F M

Réglage des transformateurs M. F. sans oscilloscope.

Pour cette opération il est nécessaire d'utiliser un générateur H.F. suffisamment précis, pouvant délivrer des fréquences de l'ordre de 10,7 MHz, pour le réglage des circuits M.F., et aussi des fréquences de 80 à 100 MHz pour celui, ultérieur, des circuits H.F. et d'oscillation.

Il nous faut également un contrôleur universel suffisamment résistant (au moins 10 k Ω par volt) ou, mieux, un voltmètre électronique.

Nous supposons que la structure de l'amplificateur M.F. que nous avons à régler est normale (2 étages) et qu'il se termine par un détecteur de rapport dit asymétrique. L'ensemble est schématisé par la figure 155. Parmi les méthodes de réglage préconisées par les différents constructeurs, méthodes qui diffèrent fort peu et qui aboutissent à des résultats pratiquement équivalents, nous en avons choisi deux, décrites ci-après.

Première méthode.

Les différentes opérations se feront dans l'ordre suivant :

1. — Le contrôleur, commuté sur la sensibilité 7,5 ou 10 V (en continu) sera connecté entre les points d et c, c'est-à-dire aux bornes du condensateur C₁, avec la même polarité que ce condensateur, donc le « plus » à la masse ;
2. — La sortie du générateur H.F. sera réunie, à travers un condensateur de 10 à 40 nF, à la grille de la dernière lampe M.F., ici EF85(2), c'est-à-dire au point A (fig. 155) ;
3. — Le générateur H.F. sera accordé sur la fréquence adoptée pour les circuits M.F. du récepteur aligné : 10,7 MHz dans la plupart des cas ; 10,8 MHz pour les bobinages *Visodion* ;
4. — S'il existe une possibilité d'apprécier la tension appliquée au point A, cette tension sera ajustée à quelque 10 à 20 mV ;
5. — La tension H.F. ainsi appliquée sera pure (*non-modulée*) ;
6. — Régler alors le primaire et le secondaire du transformateur MF3 de façon à avoir le maximum de déviation au voltmètre indicateur de sortie (M) ;
7. — Souder provisoirement deux résistances R (de même valeur) en série entre le point d et la masse. La valeur de ces résistances n'est pas critique, mais il est nécessaire qu'elle soit élevée : 100 à 250 k Ω ;

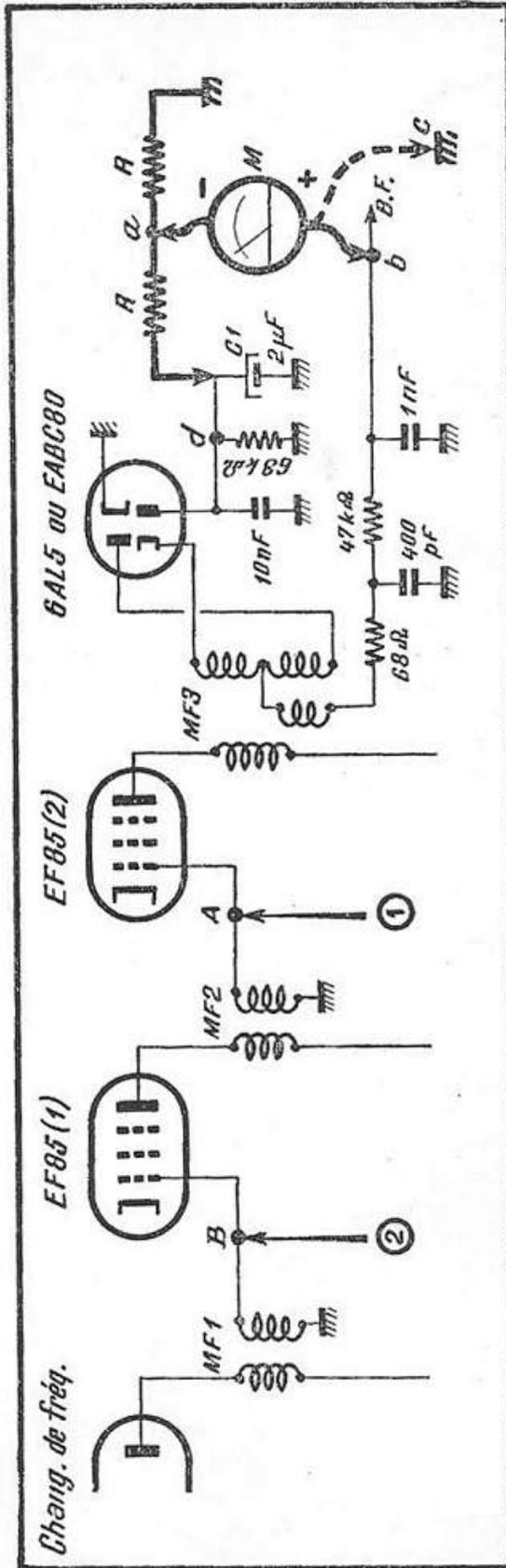


Fig. 155. — Branchements à effectuer pour le réglage des circuits M. F. d'un récepteur FM.

8. — Connecter le contrôleur, toujours sur la sensibilité 7,5 ou 10 V (en continu), entre les points *a* et *b* (fig. 155) ;

9. — Régler le secondaire de MF3 de façon à annuler toute déviation du voltmètre M. Cette opération est délicate et demande beaucoup d'attention, car nous pouvons fort bien avoir deux points d'annulation. Il ne s'agit pas, comme on pourrait le croire, d'un minimum, mais bien d'un passage par zéro, entre une déviation négative et une déviation positive. Si l'on se heurte à deux points d'annulation, on adoptera en principe celui qui se trouve entre les deux plus fortes déviations ;

10. — Connecter de nouveau le contrôleur comme en (1) et retoucher le primaire du MF3 en recherchant un maximum de déviation au voltmètre ;

11. — Transporter le câble de sortie du générateur H.F. à la grille de la EF85(1) et ajuster la tension de sortie du générateur à quelque 1-2 mV (si on en a la possibilité) ;

12. — Amortir le secondaire du transformateur MF2 à l'aide d'une résistance de quelque 2 à 3 k Ω ;

13. — Régler le primaire du MF2 de façon à avoir un maximum de déviation au voltmètre M ;

14. — Enlever la résistance d'amortissement du secondaire et régler ce dernier, toujours au maximum ;

15. — Connecter ensuite la sortie du générateur H.F. à la prise d'antenne FM et appliquer un signal, toujours non-modulé, sur 10,7 MHz (ou toute autre fréquence intermédiaire), en ajustant la tension injectée à quelque 10 mV. Bien entendu, si le bloc FM utilisé comporte un point d'injection pour le réglage M.F., on s'en servira ;

16. — Régler au maximum de déviation de M le primaire et le secondaire du transformateur MF1, en amortissant le secondaire comme nous l'avons fait pour le transformateur MF2. A noter que le transformateur MF1 fait généralement partie du bloc FM.

Quelques chiffres.

Voici, à titre d'indication, quelques chiffres relevés sur deux récepteurs différents. Dans les deux cas nous avons utilisé le générateur H.F. Centrad type 923, et prévu deux résistances R de 250 k Ω chacune en parallèle sur le condensateur C₁, comme indiqué dans la figure 155.

Dans le premier cas, au lieu d'utiliser un voltmètre en tant qu'indicateur de sortie, nous avons fait appel à un microampèremètre de 75 μ A, branché exactement de la même façon. Nous avons commencé par le réglage du détecteur de rapport, c'est-à-dire la recherche de la déviation nulle à l'aide du noyau secondaire du MF3, l'appareil de mesure étant branché entre *a* et *b*. Le noyau secondaire étant complètement enfoncé, nous avons observé une déviation de -5μ A.

En dévissant progressivement ce noyau nous obtenons un premier point de courant nul, après quoi, toujours en continuant à dévisser, on voit le courant s'inverser, monter jusqu'à $+10 \mu$ A, diminuer de nouveau, repasser par un second point « zéro », s'inverser encore une fois, monter jusqu'à -27μ A et diminuer progressivement jusqu'à -10μ A environ, lorsque le noyau est presque complètement sorti.

En représentant tout cela par un graphique, tout à fait arbitraire, nous obtenons quelque chose dans le genre de la figure 156. Le point « zéro » correct est le point A₂.

Précisons que pour cette opération le câble de sortie du générateur Centrad a été connecté en A de la figure 155, et que la tension de sortie a été réglée au maximum.

Dans le second cas nous avons utilisé, en tant qu'indicateur de sortie, un contrôleur universel Guerpillon sur la sensibilité 7,5 V en continu et la résistance propre de 13,3 k Ω /V. Le récepteur aligné était monté avec des transformateurs M.F. différents du pre-

mier cas et le schéma, bien que ressemblant dans les grandes lignes, comportait des différences de détail assez sensibles.

Nous avons également commencé par le réglage du détecteur de rapport et avons observé, le noyau secondaire étant complètement enfoncé, une tension positive de $+ 0,3$ V. En dévissant progressivement ce noyau, nous avons vu cette tension augmenter et atteindre $+ 0,65$ V environ, diminuer ensuite, s'annuler, devenir négative, descendre jusqu'à $- 0,5$ V, augmenter de nouveau et se stabiliser vers $- 0,2$ V pour le noyau complètement dévissé. On n'a donc ici qu'un seul point de réglage possible : A de la figure 157.

Deuxième méthode.

La méthode que nous venons d'exposer donne des résultats généralement très satisfaisants, mais on trouve, dans les notices des constructeurs, quelques variantes plus ou moins compliquées, que nous croyons utile de signaler. Voici, par exemple, comment Schneider recommande d'aligner certains de ses récepteurs, dont la partie FM est schématisée par la figure 158.

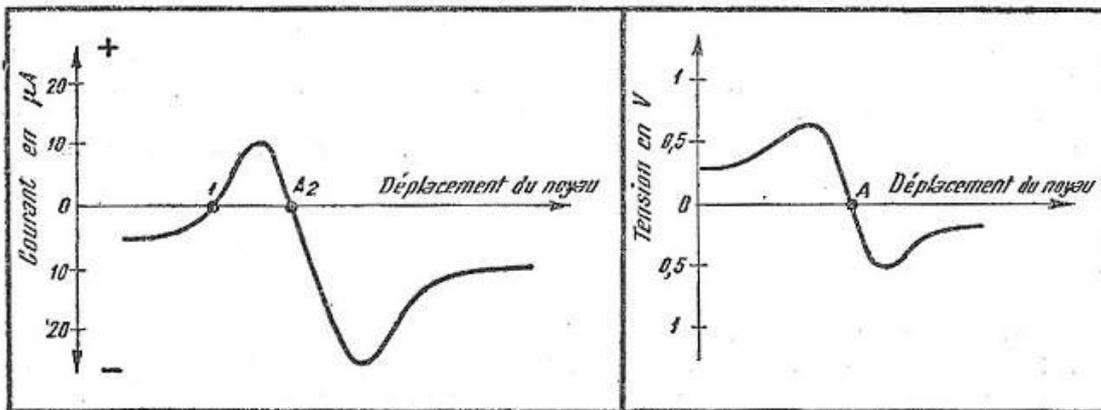


Fig. 156. — Variations du courant lors d'un réglage du secondaire attaquant le détecteur de rapport.

Fig. 157. — Un exemple de variation de tension lors d'un réglage du détecteur de rapport.

1. — Brancher l'entrée verticale d'un oscilloscope, à travers une résistance série de 470 k Ω (R_1), aux bornes du condensateur C_1 . Précisons que le balayage horizontal de cet oscilloscope sera commuté sur les fréquences basses et que le gain de l'amplificateur vertical sera poussé au maximum ;

2. — Brancher un voltmètre électronique, à travers une résistance série de quelque 100 k Ω (R_2), en parallèle sur le condensateur C_2 . Le voltmètre sera commuté sur la sensibilité $1,5$ V en continu et son inverseur de polarité sera mis sur « — », car la tension à mesurer est négative par rapport à la masse ;

3. — Connecter le câble de sortie du générateur H.F., accordé sur la fréquence des transformateurs à régler ($10,7$ MHz ou autre), à la grille de la EBF89 (point A), à travers une capacité de 1000 pF ;

4. — Appliquer un signal *non-modulé* et ajuster l'atténuateur du générateur H.F. de façon à lire une tension de 1 V au voltmètre ;

5. — Dévisser complètement le noyau du secondaire du transformateur MF3, puis régler le noyau primaire de façon à avoir la déviation maximale au voltmètre électronique. Ramener cette déviation à 1 V par l'atténuateur du générateur H.F. ;

6. — Appliquer un signal *modulé en amplitude*, c'est-à-dire, sans rien changer aux branchements ci-dessus, passer en « Modulé » sur le générateur H.F. Régler alors le noyau

secondaire du MF3 de façon à annuler l'ondulation visible sur l'écran de l'oscilloscope. Cela demande quelques mots d'explication. Lorsque le noyau secondaire est dérégulé et la base de temps de l'oscilloscope convenablement synchronisée, il apparaît sur l'écran l'image de l'oscillation B.F. du générateur. Pour un certain réglage, assez critique, du noyau secondaire cette image disparaît et on ne voit plus qu'un trait horizontal. C'est ce que l'on doit rechercher ;

7. — Brancher la sortie du générateur H.F., commuté de nouveau sur *non-modulé*, à la grille de commande de l'heptode ECH81 (ou de la première amplificatrice M.F. d'une façon générale), c'est-à-dire au point B de la figure 158, à travers un condensateur de 1000 pF comme précédemment. Ajuster l'atténuateur de façon à avoir toujours 1 volt au voltmètre électronique ;

8. — Dévisser fortement le noyau secondaire du MF2, puis régler le noyau primaire de façon à avoir un maximum au voltmètre. Régler ensuite le noyau secondaire, toujours pour avoir un maximum, sans toucher au noyau primaire ;

9. — Connecter le générateur H.F. à la prise d'antenne FM, toujours accordé sur la M.F. du récepteur aligné et toujours commuté sur « H.F. pure ». Ajuster l'atténuateur de façon à avoir une déviation de 1 V au voltmètre ;

10. — Dévisser fortement le noyau de S_{12} (ou celui du secondaire du MF1, si la liaison se fait uniquement par transformateur, comme c'est souvent le cas), accorder le récepteur sur une fréquence voisine de 94 MHz (milieu de la bande), puis régler le noyau de l'élément MF1 (ou le primaire d'un transformateur), de façon à avoir un maximum au voltmètre. Régler ensuite le noyau de S_{12} , toujours en recherchant le maximum au voltmètre.

Réglage des transformateurs M. F. à l'oscilloscope.

Il est évident que le réglage réalisé à l'aide d'un vobulateur et d'un oscilloscope (ou d'un vobuloscope, combinaison des deux) conduit à des résultats supérieurs, surtout parce que dans ces cas on voit la courbe et on se rend compte si elle est normalement symétrique ou si elle présente des « accidents », dénotant telle ou telle anomalie.

Il est bien entendu théoriquement possible de relever une courbe de réponse par points, mais une telle opération est pratiquement irréalisable avec des générateurs H.F. normaux, ne présentant qu'un faible étalement de la graduation autour de 10,7 MHz. Et nous ne parlerons pas du temps nécessaire.

Voici comment on doit procéder pour régler les circuits M.F. d'un récepteur FM, à l'aide d'un vobuloscope.

1. — La sortie « vobulée » de l'appareil, accordé sur la fréquence intermédiaire, 10,7 MHz ou autre, sera connectée à la grille de la dernière amplificatrice M.F., c'est-à-dire au point A des figures 155 et 158. L'atténuateur H.F. du vobuloscope sera réglé, ultérieurement, de façon à avoir, sur l'écran, une image d'amplitude normale. Disons cependant, que pour attaquer convenablement le dernier étage M.F. la tension H.F. doit être assez élevée : 10 à 20 mV. L'excursion (le « swing ») sera réglée à 2 ou 3 MHz ;

2. — Dessouder le côté négatif ou positif (le plus commode) du condensateur électrochimique C_2 ;

3. — Connecter l'entrée verticale du vobuloscope en parallèle sur la résistance R_3 (fig. 158). La liaison se fera à l'aide d'un câble blindé et en interposant une résistance série de 100 k Ω , comme R_2 pour le voltmètre électronique ;

4. — Régler le primaire et le secondaire du transformateur MF3, de façon à observer, sur l'écran du vobuloscope, une courbe de réponse aussi symétrique que possible. Cette courbe peut être à un seul sommet (fig 159 a) ou à deux bosses (fig. 159 b),

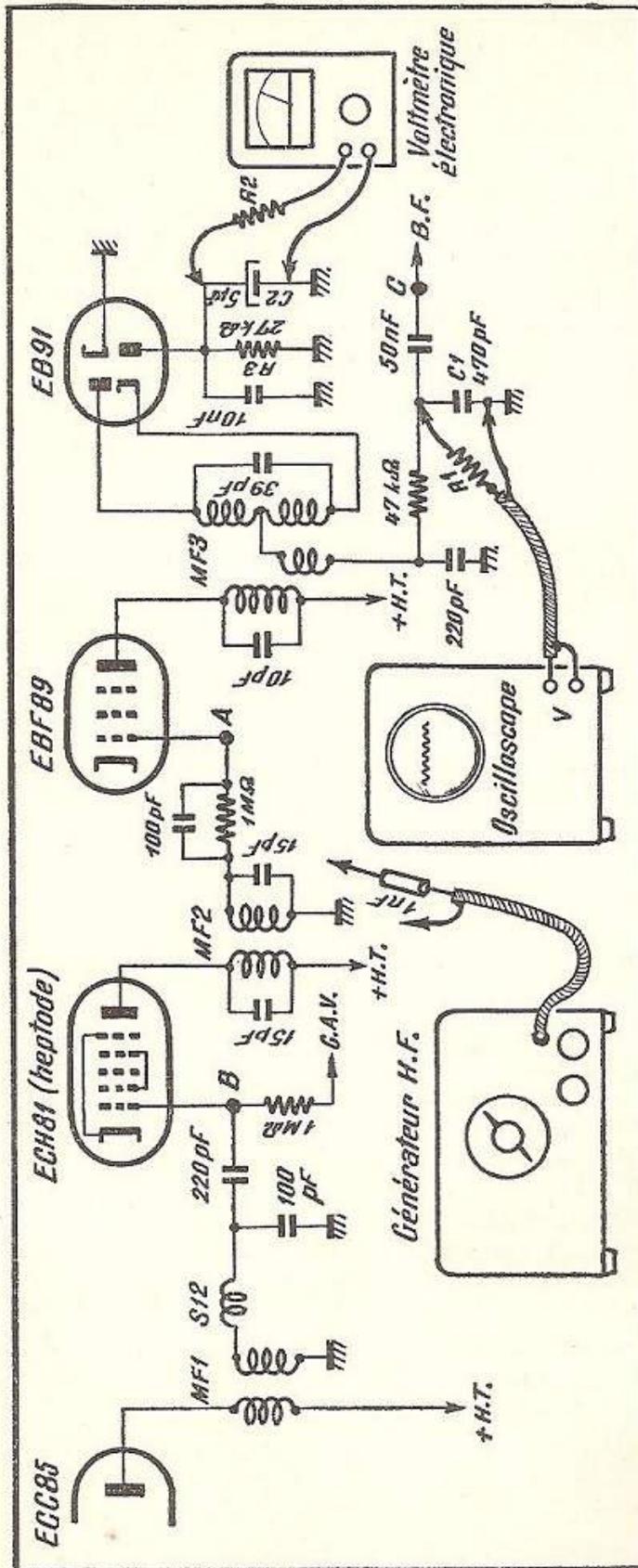


Fig. 158. — Branchements à effectuer pour le réglage un peu différent des circuits M.F.

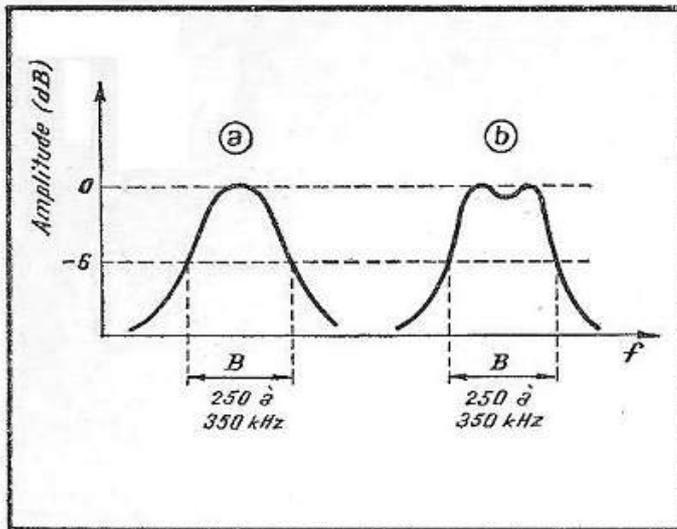
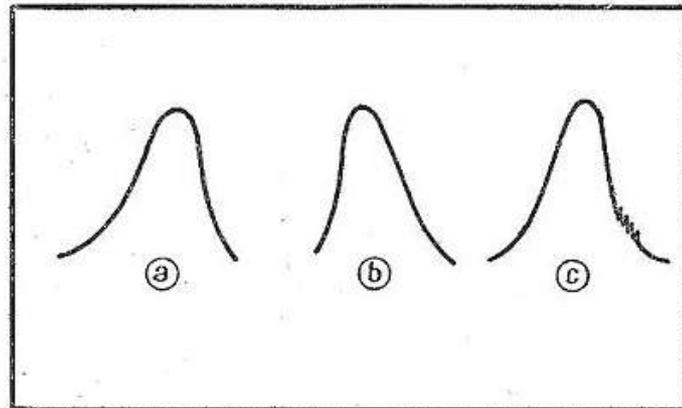


Fig. 159. — Allure des courbes observées lors d'un réglage au vobuloscope.

Fig. 160. — Allure anormale des courbes observées.



suivant la conception des bobinages, mais ce qui est important, c'est sa largeur au niveau -6 dB, qui doit être de 250 à 350 kHz. Par ailleurs, tout défaut de symétrie (fig. 160 a et 160 b), ou tout « accident » (fig. 160 c) dénotent une anomalie dans le fonctionnement de l'amplificateur : excès ou insuffisance de neutrodynage, tendance à l'accrochage, etc. Mais ce sont là des questions que nous ne pouvons guère aborder ici ;

5. — Connecter alors la sortie « vobulée » à la grille de la première amplificatrice M. F., c'est-à-dire au point B des figures 155 et 158. Réduire l'atténuateur de la tension H. F. injectée et diminuer également l'excursion, puisque la largeur de la courbe sera maintenant plus faible ;

6. — Régler le primaire et le secondaire du MF2 de façon à obtenir une courbe ayant la même allure générale que celles de la figure 159, mais dont la largeur, à -6 dB, ne dépasse guère 250 kHz ;

7. — Transporter la sortie « vobulée » au point d'injection du signal M. F. du bloc FM, en suivant, éventuellement, les indications particulières données par le constructeur de ce bloc ;

8. — Régler les éléments de liaison entre la changeuse de fréquence et la première amplificatrice M. F., en recherchant toujours à obtenir une courbe symétrique. La largeur de cette courbe sera de 200 kHz environ à -6 dB ;

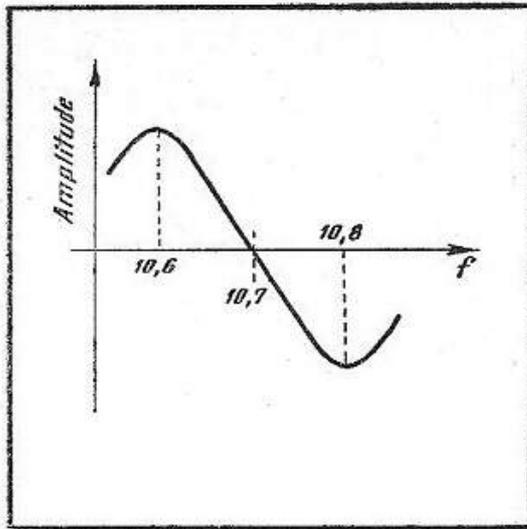


Fig. 161. — Courbe de réglage d'un détecteur de rapport.

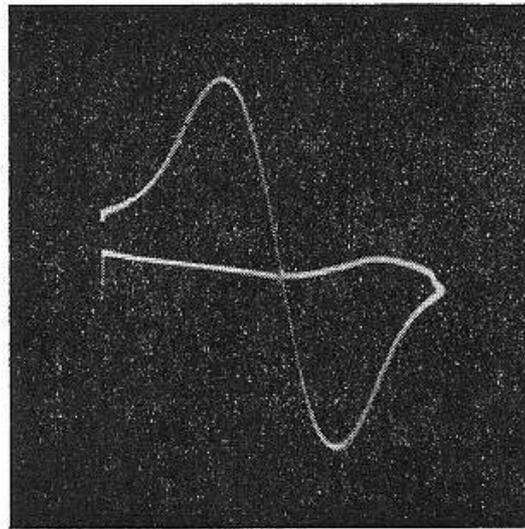


Fig. 162. — Aspect réel de la courbe de réglage correcte d'un détecteur de rapport.

9. — Reconnecter la capacité C_2 (fig. 158) ;

10. — Connecter l'entrée verticale du vobuloscope à la sortie B.F., c'est-à-dire entre le point C et la masse ;

11. — On observe alors, sur l'écran, une courbe en forme de S, comme celle de la figure 161, que l'on cherche à rendre aussi symétrique que possible en réglant uniquement le noyau secondaire de MF3. Il est également nécessaire que toute la partie oblique soit parfaitement rectiligne.

Quelques oscillogrammes.

Au cours de nos différentes manipulations nous avons tenu à photographier quelques oscillogrammes, de façon à montrer ce qui est bon et ce qui l'est moins. Nous avons utilisé pour ce travail le vobuloscope *Métrix* type 231, prévu surtout pour le réglage des téléviseurs, mais dont les possibilités en FM sont également très intéressantes. Celui dont nous disposions n'avait pas de marquage prévu pour les fréquences utilisées en FM, mais il est bien évident que le constructeur peut l'adjoindre sans difficulté, du moins nous le pensons.

La photo de la figure 162 montre la courbe normale obtenue à la suite du réglage indiqué au § 11 ci-dessus. Le récepteur sur lequel cette courbe a été relevée était analogue, en tant que schéma, à celui de la figure 158. L'atténuateur H.F. du vobuloscope 231 se trouvait placé sur — 50 dB et l'excursion était réglée à 0,5 MHz, ce qui explique une certaine largeur de la courbe.

La photo de la figure 163 montre la déformation de la courbe ci-dessus à la suite d'un dérèglage du noyau secondaire du MF3, tandis que la figure 164 correspond à un dérèglage en sens contraire.

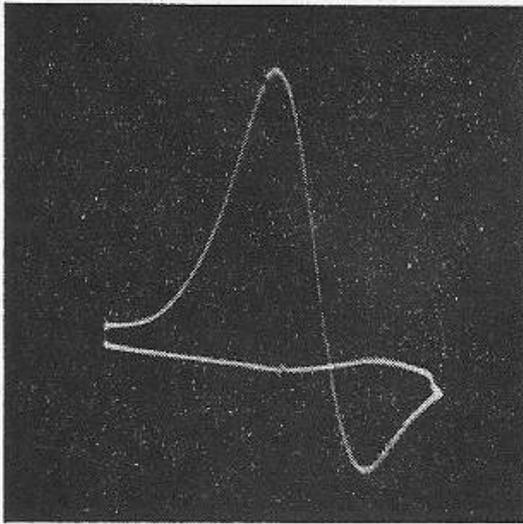


Fig. 163. — Courbe résultant d'un mauvais réglage.

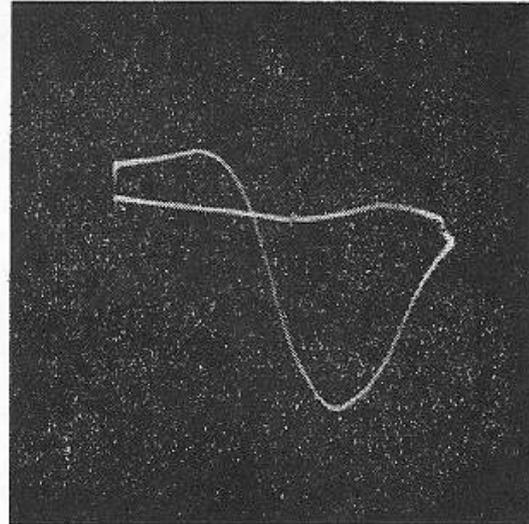


Fig. 164. — Une autre courbe résultant d'un mauvais réglage.

La photo de la figure 165 montre ce qui a été obtenu à la suite d'un alignement sans oscilloscope, par le procédé décrit sous le titre de « Première méthode ». Ce n'est pas si mal que cela, et une retouche infime du noyau secondaire permet de rétablir une symétrie sans défaut.

Voici une courbe de réponse globale (fig. 166) d'un amplificateur M.F., très certainement anormal étant donné l'asymétrie de la courbe. Le récepteur affligé de cette courbe fonctionnait pourtant fort bien, avec cependant un accrochage vers 88-87 MHz.

Sur cette photo (fig. 167) on voit une courbe relevée sur un autre récepteur. Le vobuloscope a été connecté à la grille de la deuxième amplificatrice M.F., avec son

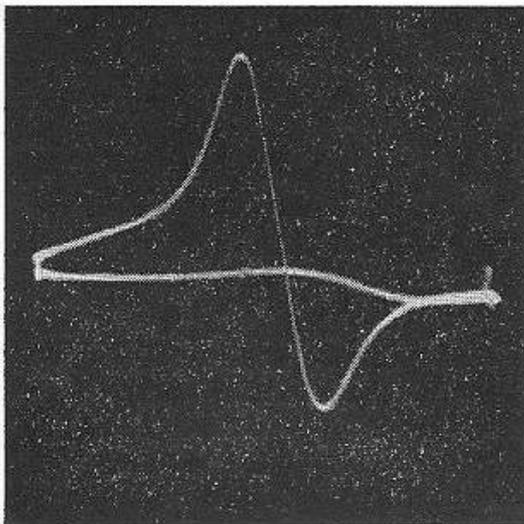


Fig. 165. — Courbe observée à la suite d'un réglage sans vobuloscope.

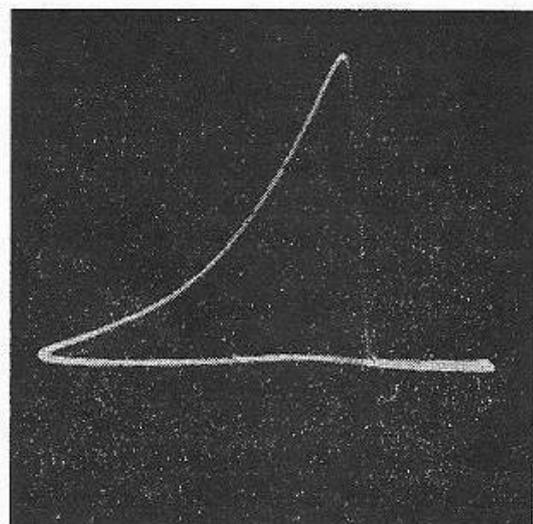


Fig. 166. — Courbe de réponse globale incorrecte : manque de symétrie.

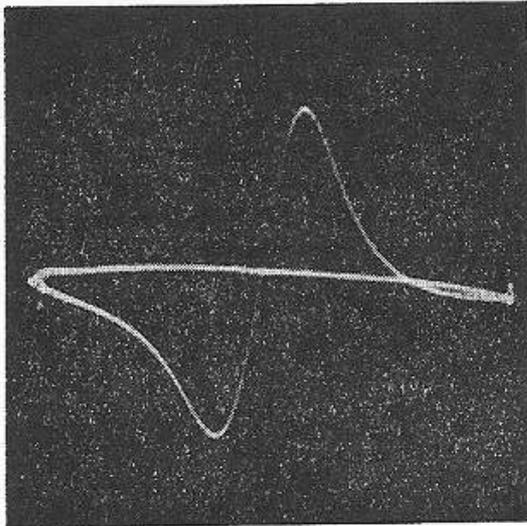


Fig. 167. — Courbe de réponse correcte du dernier étage M. F.

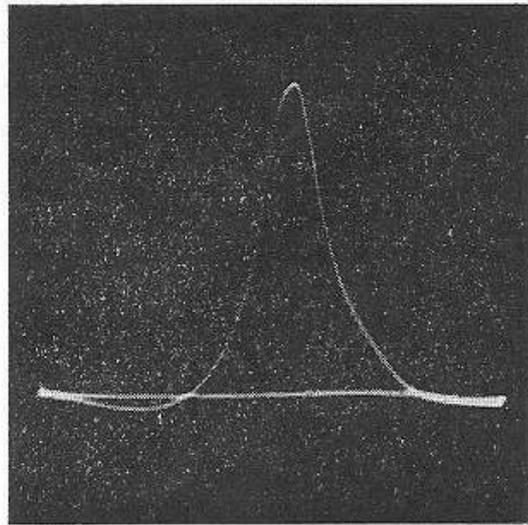
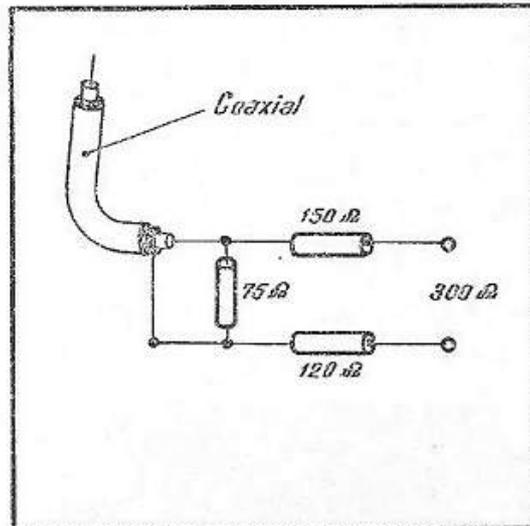


Fig. 168. — Courbe de réponse correcte des deux étages M. F.

Fig. 169. — Réalisation d'une adaptation 75/300 Ω .



atténuateur placé sur -20 dB et son excursion réglée sur 2 MHz. En attaquant la grille de la première M. F., avec la même excursion, mais l'atténuateur sur -50 dB, on obtient la courbe de la figure 168.

Adaptation d'impédance.

On ne sait trop pourquoi, mais la majorité des blocs FM fabriqués en France sont prévus pour une entrée à 300 Ω . Or, la plupart des générateurs H. F. vendus actuellement ont une impédance de sortie de 75 Ω , et leur cordon est constitué par un câble coaxial de cette caractéristique. Le générateur H. F. Centrad (923), que nous avons utilisé, possède un adaptateur 75/300 que l'on peut fixer à l'extrémité du câble de sortie, mais on n'a pas toujours sous la main un tel adaptateur. On peut facilement en monter un suivant le schéma de la figure 169.

Réglage du bloc FM.

Les blocs FM dont il a été question plus haut sont généralement livrés réglés et tout ce que nous pouvons avoir à faire, ce sont des retouches peu importantes des différents ajustables, lorsque nous constatons un certain décalage entre les graduations du cadran et les émissions reçues. Ces retouches doivent se faire uniquement lorsque le réglage des circuits M.F. est terminé. Quant à la façon de procéder, elle est exactement la même que sur les gammes normales d'un récepteur quelconque : les trimmers dans le haut de la gamme, vers 100 MHz ; les noyaux vers 87 MHz. Le circuit d'entrée (antenne) se règle généralement vers le milieu de la bande, c'est-à-dire vers 93 MHz.



TABLE DES MATIÈRES

<p>Chapitre I. — Rappel de quelques notions élémentaires sur les circuits oscillants</p> <p style="padding-left: 20px;">Coefficient de self-induction L. — Capacité. — Fréquence. — Longueur d'onde. — Portée des calculs. — Différents aspects de la formule de Thomson. — Condensateurs variables utilisés et gammes couvertes.</p>	7
<p>Chapitre II. — Principe de la réception superhétérodyne. Sifflements et interférences dus au deuxième battement, à la valeur de la M. F. et aux harmoniques de l'oscillateur</p> <p style="padding-left: 20px;">Généralités. — Deuxième battement et ses méfaits. — Deuxième battement en O. C. — Fréquence-image P. O. reçue en G. O. — Réception sur harmoniques. — Brouillages par harmoniques voisines de la M. F. — Brouillages par combinaisons d'harmoniques. — Brouillages par harmoniques de l'oscillateur. — Remèdes.</p>	21
<p>Chapitre III. — Principe de la commande unique</p> <p style="padding-left: 20px;">Gamme P. O. — Gamme G. O. — Quelques remarques. — Gamme O. C. — Importance des points d'alignement. — Importance de la self-induction du circuit oscillateur. — Importance de la M. F. — Commande unique par C. V. à profil spécial. — Calcul graphique des éléments d'une commande unique.</p>	39
<p>Chapitre IV. — Amplificateur M. F.</p> <p style="padding-left: 20px;">Constitution générale. — Caractéristiques des circuits M. F. — Gain. — Couplage. — Facteurs pouvant influencer le couplage. — Transformateurs M. F. pour détection. — Désaccord du primaire ou du secondaire. — Sélectivité variable.</p>	57
<p>Chapitre V. — Gammes couvertes. Points d'alignement</p> <p style="padding-left: 20px;">Normalisations successives. — SPIR 1937. — SPIR 1938. — SPIR 1939. — SPIR 1940 (Le Caire). — SNIR 1948 (Atlantic City). — SNIR 1950 (Copenhague). — Situation actuelle.</p>	70
<p>Chapitre VI. — Bandes O. C. étalées. Procédés employés. Valeurs à choisir. Commutation à adopter</p> <p style="padding-left: 20px;">Étalement des bandes O. C. — Applications. — Calcul des condensateurs d'étalement. — Oscillateur. — Quelques chiffres.</p>	75
<p>Chapitre VII. — Caractéristiques des condensateurs variables</p> <p style="padding-left: 20px;">Qu'est-ce qu'un condensateur variable? — Par quoi est caractérisé un C. V.? — Condensateurs fractionnés. — Condensateurs multiples. — Condensateurs variables avec condensateur fixe en série.</p>	83
<p>Chapitre VIII. — Constitution générale d'un bloc de bobinages. Classification des blocs suivant les gammes et le nombre d'éléments ajustables</p> <p style="padding-left: 20px;">Cas d'un « 3 gammes ». — Cas d'un « 4 gammes ». — Cas d'un « 5 gammes ». — Blocs à plusieurs bandes O. C. étalées. — Blocs à gamme</p>	90

- maritime. — Blocs pour récepteur avec H. F. — Blocs à stations préréglées. — Blocs à commutation FM. — Blocs à commutation antenne-cadre. — Quelques chiffres. — Éléments ajustables.
- Chapitre IX. — Appareils de mesure et outillage nécessaires pour l'alignement des récepteurs. Générateurs H. F. Antennes fictives. Indicateurs de sortie** 103
- En quoi consiste l'alignement. — Caractéristiques d'un générateur H. F. Schéma-type d'un générateur H. F. simple. — Exemple d'une réalisation industrielle. — Antennes fictives. — Indicateurs de sortie et indicateurs visuels.
- Chapitre X. — Réglage des transformateurs M. F.** 121
- Comment déterminer la fréquence d'accord? — Valeurs courantes ou standard de la M. F. — Branchement du générateur H. F. — Comment reconnaître un primaire et un secondaire. — Noyaux magnétiques réglables ou capacités réglables. — Disposition des éléments ajustables. — Tournevis et clés isolés — Marche à suivre pour le réglage des transformateurs M. F. — Anomalies. — Remplacement des transformateurs M. F. — Tolérances.
- Chapitre XI. — Alignement des circuits d'entrée et d'oscillation** 130
- Examen préliminaire des bobinages. — Note sur les bobinages des récepteurs anciens. — Comment brancher le générateur H. F.? — Comment reconnaître les différents ajustables? — Points d'alignement. — Marche à suivre en P. O. et G. O. — Marche à suivre en O. C. — Récepteurs avec cadre. — Récepteurs avec antenne-cadre en ferrite. — Récepteurs avec étage H. F. — Réglage des filtres et réjecteurs M. F.
- Chapitre XII. — Réglage d'une maquette ou d'un récepteur dont l'alignement laisse à désirer** 140
- Gamme P. O. — Gammes G. O. et O. C. — Cas d'un présélecteur ou d'un étage H. F. — Remèdes à envisager lorsque le circuit d'accord ne « suit » pas. — Alignement du circuit d'oscillateur et correction des écarts.
- Chapitre XIII. — Structure générale d'un récepteur FM. Bobinages utilisés** 146
- Récepteurs FM. — Blocs FM. — Changement de fréquence. — Blocs à deux lampes. — Blocs FM à une seule triode. — Utilisation en FM de la triode ECH81. — Quelques blocs industriels : **Alvar, Oréga, Oréor, Visodion.**
- Chapitre XIV. — Alignement des récepteurs FM** 160
- Réglage des transformateurs M. F. sans oscilloscope. — Première méthode. — Quelques chiffres. — Deuxième méthode. — Réglage des transformateurs M. F. à l'oscilloscope. — Quelques oscillogrammes. — Adaptation d'impédance 75/300 Ω . — Réglage du bloc FM.



LES MEILLEURS LIVRES DE RADIO

AIDE-MEMOIRE DU RADIOTECHNICIEN , par W. Sorokine. — Tableaux, formules et calculs des pièces détachées radio et des tubes. 204 pages, format 16-24	12	NF
APPAREILS A TRANSISTORS , par H. Schreiber. — Conception et réalisation pratique d'appareils de mesure, amplificateurs, récepteurs et dispositifs électroniques. 80 pages, format 16-24	6	NF
LA CLEF DES DEPANNAGES , par E. Guyot. — Cet ouvrage se compose d'une suite de pages logiquement classées, avec le diagnostic correspondant et les remèdes à appliquer. 80 pages, format 13-22	3,60	NF
GUIDE MONDIAL DES TRANSISTORS , par H. Schreiber. — Toutes les caractéristiques présentées d'une manière homogène; types de remplacement; tableaux par fonctions. 128 pages, format 13-21	9,60	NF
INITIATION A LA PRATIQUE DES RECEPTEURS A TRANSISTORS , par H. Schreiber. — Etude de la radio par la construction de 7 récepteurs à transistors. 128 pages, format 16-24	9,90	NF
LA RADIO ? MAIS C'EST TRES SIMPLE , par E. Aisberg. — Le meilleur ouvrage d'initiation. 184 pages, format 18-23	6	NF
LA TELEVISION?... MAIS C'EST TRES SIMPLE ! , par E. Aisberg. — Un ouvrage sérieux sous une forme agréable; indispensable aux débutants en télévision. 168 pages, format 18-23	6	NF
LE TRANSISTOR?... MAIS C'EST TRES SIMPLE , par E. Aisberg. — La constitution d'un transistor, ses caractéristiques, son utilisation dans les récepteurs et montages électroniques. 148 pages, format 18-23	12	NF
LEXIQUE OFFICIEL DES LAMPES RADIO , par L. Gaudillat. — Sous une forme pratique et condensée, toutes les caractéristiques de service, les culottages et équivalences des lampes européennes et américaines. 88 pages, format 13-22	3,60	NF
500 PANNES , par W. Sorokine. — Etude pratique, avec diagnostic et remèdes, de 500 pannes caractéristiques. 244 pages, format 13-21	7,50	NF
150 PANNES TV , par W. Sorokine. — Symptômes, diagnostics et remèdes des principales pannes des téléviseurs. 148 pages, format 13-21	9,90	NF
LA PRATIQUE DES ANTENNES , par Ch. Guilbert (F3LG). — Etude théorique et pratique de tous les types d'antennes. 136 pages, format 16-24	9	NF
RADIO-TRANSISTORS , par H. Schreiber. — D'une conception identique à celle de Radio-Tubes et Télé-Tubes, cet ouvrage donne instantanément toutes les caractéristiques utiles d'un transistor. 112 pages, format 13-21	9	NF
RADIO-TUBES , par E. Aisberg, L. Gaudillat et R. de Schepper. — Une documentation unique donnant instantanément et sans aucun renvoi toutes les valeurs d'utilisation et culottages de toutes les lampes usuelles. Reliure spéciale avec spirale en matière plastique. 168 pages, format 13-22	7,50	NF
TECHNIQUE DE LA MODULATION DE FREQUENCE , par H. Schreiber. — Principes de la F.M. Analyse des divers montages. Récepteurs F.M. et combinés AM/FM. Antennes spéciales. 176 pages, format 16-24	9	NF
TECHNIQUE DE LA RADIOCOMMANDE , par P. Bignon. — Théorie et pratique de la commande par onde hertziennes des modèles réduits d'avions et de bateaux. 196 pages, format 16-24	13,50	NF
TELETUBES , par R. Deschepper. — Une documentation à reliure spirale d'une présentation identique à celle de Radio-Tubes, donnant toutes les caractéristiques des Tubes-Images, Tubes amplificateurs et Bases de temps. Diodes. 160 pages, format 13-21	9	NF
TELEVISION PRATIQUE , par A.-V.-J. Martin. — Cet ouvrage complète la Technique de la Télévision du même auteur. Tome I : Standards et Schémas (244 p. 16-24)	15	NF
Tome II : Mise au point et dépannage (312 p. 16-24)	18	NF
Tome III : Equipement et mesure (344 p. 16-24 plus tableau mural dépannage)	21	NF

MAJORATION DE 10 % POUR FRAIS D'ENVOI

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob - PARIS-VI^e

Ch. P. 1184-34

L'alignement est une opération que tout dépanneur, tout technicien, tout constructeur est appelé à pratiquer journallement, et il est essentiel qu'il en connaisse à fond toutes les finesses et tous les « trucs ».

Sans omettre de rappeler les principes fondamentaux sans lesquels la compréhension du travail à effectuer et des anomalies rencontrées n'est pas possible, l'auteur s'est placé sur le plan pratique pour faciliter le travail courant des techniciens et leur donner des armes pour vaincre n'importe quelle difficulté rencontrée au cours d'un alignement.

Avant d'aborder la commande unique et l'alignement, l'auteur a estimé judicieux de dire quelques mots au sujet des bobinages, condensateurs variables, transformateurs M. F. et points d'alignement, — notions inséparables de l'ensemble et qui aident à comprendre le sens et l'importance des différents réglages.

De même, il a indiqué les différentes façons de réaliser un indicateur d'accord, instrument indispensable lorsqu'on tient à effectuer un alignement soigné.

A noter : une partie du livre est réservée à la modulation de fréquence.

Cet ouvrage, basé sur une longue expérience et inspiré par des difficultés réellement rencontrées dans la pratique, rendra de très grands services à tous les radiotechniciens.