

II. — DÉTECTION,
AMPLIFICATION
H.F. & M.F. CHANGE-
MENT DE FRÉQUENCE

**BASES
DU
DÉPANNAGE**

Par W. SOROKINE

COURS DE RADIO PRATIQUE

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

DU MÊME AUTEUR :

- ALIGNEMENT DES RÉCEPTEURS RADIO.
(*En réimpression.*)
- BASES DU DÉPANNAGE. — Tome I. - Alimentation ;
amplification B. F.
- DÉPANNAGE DES POSTES DE MARQUE. (*Epuisé.*)
- BLOCS D'ACCORD 54 (*Epuisé.*)
- 500 PANNES.
- RADIORÉCEPTEURS A PILES ET A ALIMENTATION
MIXTE.
- FORMULAIRE DE LA RADIO.
- SCHÉMATHÈQUE.
- 150 PANNES TV.
- LE DÉPISTAGE DES PANNES TV PAR LA MIRE.
- AIDE-MÉMOIRE DU RADIOTECHNICIEN.

W. SOROKINE

BASES
DU
DÉPANNAGE

**TOUT CE QU'UN DÉPANNEUR
DOIT SAVOIR**

—
TOME II

DÉTECTION — AMPLIFICATION H. F. et M. F.
CHANGEMENT DE FRÉQUENCE
MODULATION DE FRÉQUENCE
UTILISATION CORRECTE D'UN PICK-UP

2^e édition revue et augmentée

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, Rue Jacob — PARIS VI^e

PRÉFACE

Comme nous l'avons déjà dit à propos du tome I, cet ouvrage n'est ni un cours de Radioélectricité, ni un recueil de recettes à l'usage des dépanneurs, mais un livre s'adressant à tout technicien, débutant ou possédant déjà une certaine expérience, qui veut pratiquer le dépannage autrement que par routine et « au pifomètre ».

En effet, et nous l'avons déjà dit plus d'une fois, le dépannage sérieux est une spécialité qui demande des connaissances solides dans toutes les branches de la Radio, et une bonne dose d'imagination permettant d'appliquer ces connaissances à tous les cas qui peuvent se présenter.

Un agent technique, et même un ingénieur de fabrication est, le plus souvent et par la force des choses, un spécialiste étroit d'une seule question : bobinages, haut-parleurs, résistances, transformateurs, etc.

Le cas d'un dépanneur est nettement différent, et pour être toujours à la hauteur de la situation, il doit non seulement savoir réparer, à l'occasion, un bobinage, un transformateur, un haut-parleur, mais encore utiliser ces éléments au mieux et en tirer le maximum.

De plus, un dépanneur est, par définition, un réparateur de récepteurs, et il doit pouvoir, à ce titre, remettre en bon état de marche n'importe quel appareil, de n'importe quelle provenance, ce qui n'est pas à la portée du premier venu et demande certaines qualités, des connaissances et de la pratique.

Nous avons souvent parlé des qualités que doit posséder un bon dépanneur : méthode, imagination et patience, mais c'est la deuxième qui, à notre avis, est de loin la plus importante. En effet, aucun livre ne peut donner à un technicien la solution toute prête de tous les cas qui peuvent se présenter, et il aura constamment à transposer ses connaissances, théoriques et pratiques, sur un plan différent. Cette imagination, ce flair, sont évidemment aidés par la connaissance, mais cette dernière seule est en général impuissante devant un récepteur en panne.

Il faut songer, en effet, qu'un technicien, frais émoulu d'une école de radio quelconque, a son cerveau farci de notions parfaitement justes, mais terriblement idéalisées. Pour lui, tout est parfait et il ne raisonne qu'en fonction des résistances rigoureusement stables, des condensateurs sans fuite, des tubes sans courant grille et des bobines sans résistance ohmique. Il croit dur comme fer que la bakélite est un isolant parfait et que le potentiel d'un châssis métallique est le même en n'importe quel point.

L'expérience aidant, le dépanneur débutant s'apercevra, après avoir « séché » sur un certain nombre de pannes, que la théorie seule ne suffit pas là où un condensateur peut se transformer en résistance, une résistance en « self », un isolant en conducteur, etc. Par

ailleurs, la complexité des montages modernes est souvent très grande, surtout en ce qui concerne les circuits de filtrage, de compensation de ronflement, de correction de tonalité, de contre-réaction et de compensation dans les amplificateurs à large bande, et un dépanneur qui n'a pas une vaste « culture » radioélectrique aura beaucoup de mal à s'y reconnaître.

Cette « culture », ainsi que l'expérience dont il a été question plus haut, peuvent évidemment s'acquérir avec le temps, mais c'est long et incertain, car il n'est pas sûr que tout technicien soit capable de comprendre, par ses propres moyens, le principe d'un montage nouveau qu'il rencontre, d'autant plus que les cours classiques de Radioélectricité, traitant des lois générales, laissent au lecteur le soin d'étendre ces lois aux cas particuliers.

Tout ce que nous venons de dire définit l'esprit des « Bases du Dépannage » : rappel sommaire de quelques notions théoriques nécessaires, développement détaillé de toutes les questions pratiques, multiplication des exemples empruntés aux meilleurs récepteurs du marché, description des procédés de mesures et de localisation des pannes, points particuliers ou délicats de certains montages, précautions à prendre, etc.

En un mot, l'expérience de 20 années de pratique mise à votre disposition.

W. S.



NOTE. — Le présent ouvrage contient la totalité des articles, parus sous le même titre, des numéros 86 à 116 de la revue « Radio-Constructeur et Dépanneur », avec, cependant, quelques légères modifications et retouches.

Plusieurs numéros parmi ceux indiqués ci-dessus étant épuisés, nous avons décidé, pour satisfaire les nombreuses demandes que nous recevons quotidiennement, de réunir en un seul volume l'ensemble de ces articles.

CHAPITRE I

DÉTECTION D'UNE ONDE H. F. MODULÉE

Détection

Nous voici arrivés au point névralgique de notre récepteur, où la haute fréquence, amplifiée et transformée dans les étages correspondants, donne naissance à la basse fréquence que nous amplifions suivant les principes maintenant connus.

Cette opération particulière, qui consiste à mettre en évidence, dans une onde H.F. modulée, sa partie B.F., ou comme on dit sa *composante B.F.*, et à transmettre aux étages d'amplification suivants uniquement cette composante, s'appelle *détection*.

Il est à peine nécessaire de souligner le rôle capital joué par la détection dans un récepteur, puisqu'à lui seul un détecteur constitue déjà un récepteur élémentaire et n'a besoin, en faisant abstraction de puissance et de sélectivité, ni d'amplification H.F., ni d'amplification B.F., tandis que la réciproque n'est pas vraie. Et il est d'autant plus curieux de voir que 9 fois sur 10, pour ne pas dire plus, la détection, dans un récepteur, est traitée sinon en parente pauvre, du moins avec un remarquable esprit de routine : une diode, une résistance de 500 000 ohms, un condensateur de 100 pF et hop !

Bien entendu, cela fonctionne, mais il serait quand même intéressant de voir ce qui se passe exactement, si les valeurs « classiques » conviennent à tous les montages et à toutes les fréquences et si ces valeurs peuvent être modifiées, dans certaines limites et sans grave inconvénient.

Pour répondre à toutes ces questions, nous devons savoir à quelle tension H.F. nous avons affaire, et ce que nous devons obtenir.

Ce que reçoit un détecteur

Si nous examinons, à l'aide d'un oscilloscope cathodique, la tension H.F. que reçoit un détecteur, nous verrons ceci :

Pendant les silences de l'émetteur reçu, il apparaîtra, sur l'écran de notre oscilloscope, un rectangle lumineux plus ou moins haut, qui n'est autre chose qu'une succession de sinusoïdes, comme nous le montre le petit croquis séparé (fig. 1). Avec certains oscilloscopes, conçus pour l'examen des tensions H.F., on peut même arriver à « étaler » suffisamment ce rectangle et à distinguer nettement les sinusoïdes successives, qui sont toutes de même amplitude.

Pendant la réception d'une note musicale, émise par certaines stations avant le début de l'émission à proprement parler, notre oscilloscope nous fera voir une bande lumineuse dentelée en haut et en bas (fig. 2). L'amplitude des oscillations H.F. varie et reproduit, en haut et en bas, une sinusoïde correspondant à la fréquence de la note musicale émise. On dit que l'onde H.F. est *modulée* par une oscillation B.F., et ce procédé de modulation est appelé *modulation en amplitude*, puisque c'est l'amplitude des oscillations H.F. qui varie constamment.

Pendant la réception d'une émission musicale ou parlée, l'image apparaissant sur l'écran de notre oscilloscope aura l'aspect de la figure 3 : une bande lumineuse irrégulièrement dentelée en haut et en bas, l'allure de cette dentelure variant constamment.

Ici nous avons encore une onde H.F. modulée en amplitude, non plus par une seule fréquence musicale, mais par une combinaison en général très complexe de fréquences, qui constituent la musique ou la parole.

Il est évident que l'onde H.F. modulée ne peut en aucun cas nous servir pour attaquer un amplificateur B.F., puisque ses deux composantes B.F. sont opposées en phase et que leur action sur la grille d'une lampe sera nulle. Nous devons nous arranger pour extraire de l'onde complexe des figures 2 et 3 seule une composante B.F., tout en supprimant la haute fréquence, indésirable dans nos étages d'amplification basse fréquence.

Or, il n'est guère possible de supprimer une tension alternative, la haute fréquence dans le cas présent, mais nous pouvons la transformer en tension continue, tout comme nous l'avons fait dans nos systèmes d'alimentation, en lui faisant subir un redressement. Nous allons donc voir ce qui se passe lorsque le détecteur est une valve.

Comment fonctionne un détecteur diode

Nous connaissons les valves à une ou deux plaques dont nous nous sommes servis pour le redressement du courant alternatif dans nos dispositifs d'alimentation. Pour le redressement de la haute fréquence nous utiliserons des tubes de même conception-mais que nous appellerons diodes, pour les distinguer des valves. En somme, une diode, simple ou double, est une petite valve, traitée spécialement en vue de son utilisation en haute fréquence, et dont les performances sont modestes : tension maximum à appliquer sur la plaque de l'ordre de 100 volts et courant maximum redressé de l'ordre de quelques milliampères.

Lorsque nous redressons la tension alternative de 50 périodes, nous utilisons la disposition de la figure 4a, dans laquelle R_1 figure la résistance équivalente à l'ensemble des circuits alimentés. Mais rien ne nous empêche, tout en conservant le même montage, de réunir à la masse la cathode de la valve, en laissant libre l'extrémité B de la résistance R_1 (fig. 4b). Nous obtenons ainsi, en B, une tension redressée négative par rapport à la masse, que nous pouvons utiliser pour polariser les grilles de certaines lampes. Ce montage est fréquemment employé dans des amplificateurs B.F. de grande puissance pour obtenir ce que l'on appelle une polarisation fixe, indépendante du débit de l'amplificateur.

Le montage de la figure 4b est celui que nous utiliserons pour la haute fréquence, car il est intéressant, pour certaines raisons que nous verrons plus loin, d'avoir une tension redressée négative par rapport à la masse en point B. Le schéma devient alors celui de la figure 4c, la tension H.F. à redresser se développant aux bornes a et b du circuit accordé. Remarquons que rien ne nous empêche de détecter en réalisant le schéma de la figure 4d et la seule différence par rapport au schéma précédent sera que le point A deviendra positif par rapport à la masse.

Supposons tout d'abord que le circuit accordé a-b de la figure 4c nous fournisse une tension H.F. non modulée, comme celle de la figure 1. Le redressement s'opère comme dans le cas des 50 périodes et si nous examinons, à l'oscilloscope la forme de la tension obtenue nous verrons quelque chose d'analogue à la figure 5 : une bande lumineuse, mais nettement plus étroite qu'avant détection. En fait, si l'on pouvait examiner cette bande à l'aide d'un oscilloscope pour H.F., on verrait qu'elle est constituée par une succession de demi-alternances, espacées d'une demi-période, comme le montre le petit croquis séparé de la figure 5. En un mot, nous nous trouvons en présence d'un redressement classique d'une seule alternance, et il nous suffit de prévoir un filtre convenable pour dégager la composante continue, comme nous l'avons fait dans nos circuits d'alimentation.

Le filtre en question peut être, lorsqu'il s'agit de la haute fréquence, réduit à sa

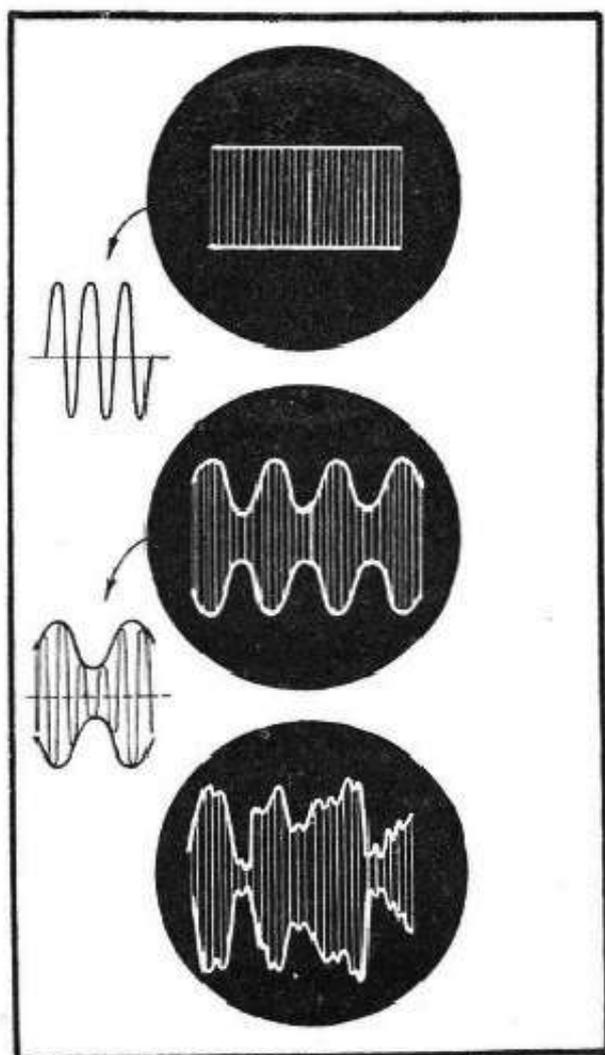


Fig. 1 (ci-dessus, en haut). — Aspect, à l'oscillographe, d'une onde H.F. non modulée.

Fig. 2 (ci-dessus, au milieu). — Aspect que prend la même onde lorsqu'on lui applique une modulation B.F. à fréquence unique.

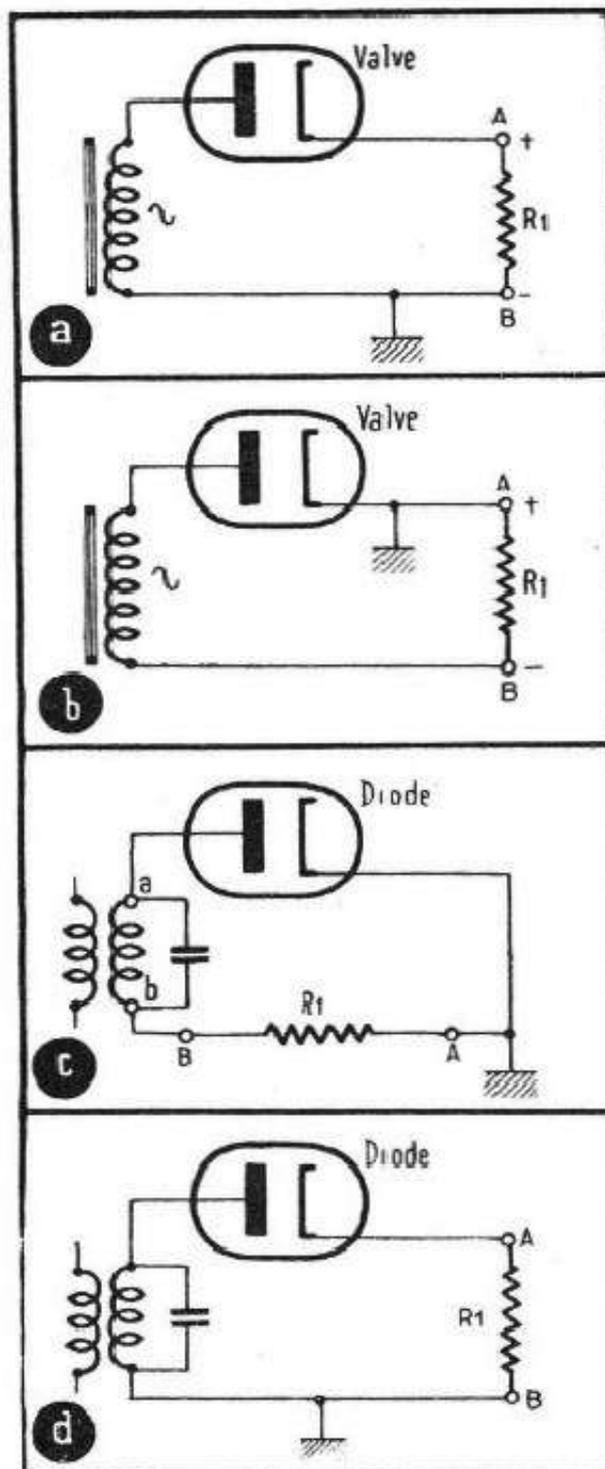
Fig. 3 (ci-dessus, en bas). — Aspect d'une onde H.F. modulée par un ensemble complexe de fréquences B.F.

Fig. 4a. — Schéma simplifié d'un redressement monoplaque classique.

Fig. 4b. — Schéma équivalent au précédent, mais à tension redressée négative par rapport à la masse.

Fig. 4c. — Schéma simplifié d'un détecteur diode, c'est-à-dire d'un redresseur H.F.

Fig. 4d. — Schéma un peu différent d'un détecteur diode.



plus simple expression et consistant en un condensateur unique C_1 shuntant la résistance R_1 et court-circuitant, en quelque sorte, la H.F. (fig. 6).

Il est évident que la capacitance de C_1 doit être, dans ce cas, nettement inférieure (de 20 à 30 fois) à la résistance R_1 . S'il s'agit de détecter toujours la même fréquence, ce qui est le cas d'un superhétérodyne où l'on détecte la moyenne fréquence (455, 472 ou 480 kHz suivant le cas), la solution est simple. Si, par contre, il s'agit de détecter toute une gamme étendue de fréquences, ce qui se produit dans le cas d'un récepteur à amplification directe, la valeur de C_1 doit être choisie en fonction de la plus basse fréquence à détecter et en tenant compte des observations ci-dessus.

En un mot, et pour une valeur moyenne de R_1 de l'ordre de 500 000 ohms, nous prendrons $C_1 = 50$ à 150 pF lorsqu'il s'agit d'un superhétérodyne avec M.F. = 455 à

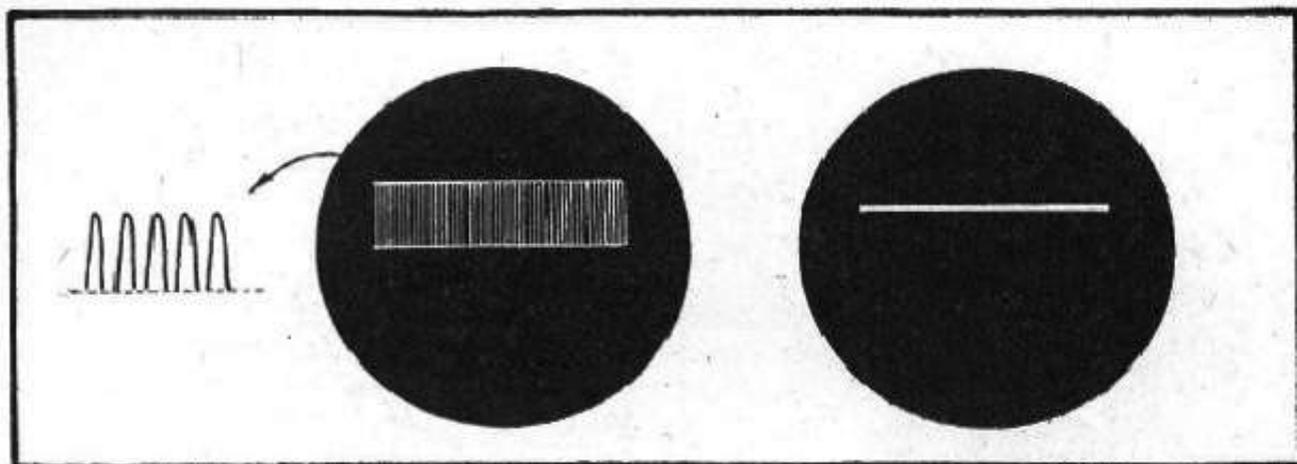


Fig. 5 (en haut, à gauche). — Après détection d'une onde H.F. non modulée, voici ce que nous obtenons.

★

Fig. 6 (ci-contre). — Schéma le plus simple d'un détecteur diode.

★

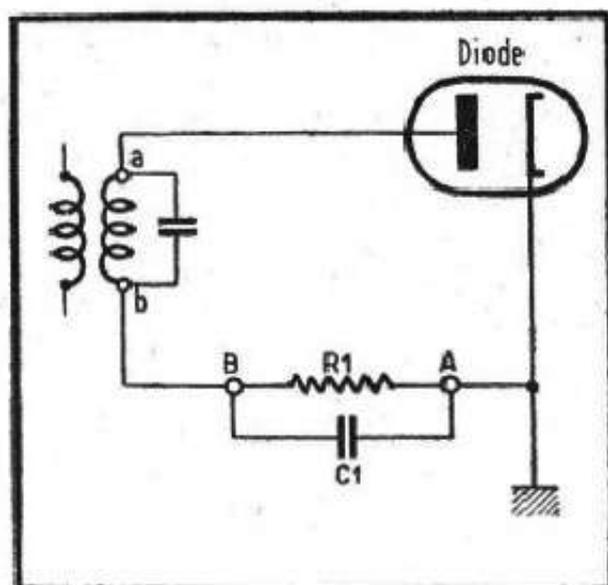


Fig. 7 (ci-dessus, à droite). — Après filtrage l'onde H.F. redressée de la figure 5 nous donne une tension continue.

480 kHz. La capacitance de C_1 à ces fréquences sera de 6 000 à 2 500 ohms à peu près.

On peut se rendre compte que même pour les fréquences les plus basses de la gamme G.O. (150 kHz) ces valeurs de C_1 peuvent, à la rigueur, convenir et qu'il n'y a pratiquement rien à changer lorsqu'il s'agit d'un récepteur à amplification directe couvrant les gammes normales.

Il faut remarquer aussi que la présence du condensateur C_1 contribue à appliquer au détecteur le maximum de la tension H.F., car seule reste en circuit l'impédance de la source (circuit accordé $a-b$). C'est ce qui explique une diminution de sensibilité considérable que l'on observe dans un récepteur où le condensateur C_1 se trouve coupé, dessoudé ou oublié.

Donc, si nous examinons à l'oscilloscope ce qui nous reste, aux bornes de la résistance R_1 , après l'adjonction du condensateur C_1 , nous verrons simplement une ligne horizontale, légèrement décalée par rapport au diamètre horizontal, vers le bas ou vers le haut suivant le sens de branchement de l'oscilloscope (fig. 7). Le décalage sera d'autant plus important que l'amplitude de la tension H.F. est plus élevée et nous en concluons que la composante continue est proportionnelle à cette amplitude : pour un signal faible, le point B est faiblement négatif par rapport à la masse, tandis que pour un signal 4 fois plus intense, par exemple, ce même point B sera 4 fois plus négatif.

Nous voyons donc que la seule chose qu'une onde H.F. non modulée nous permet d'obtenir, c'est une tension continue variable suivant l'amplitude de cette onde, sans action sur un amplificateur B.F., mais que nous pouvons déjà utiliser pour commander un indicateur cathodique d'accord (« œil magique »). Nous remarquerons, en effet,

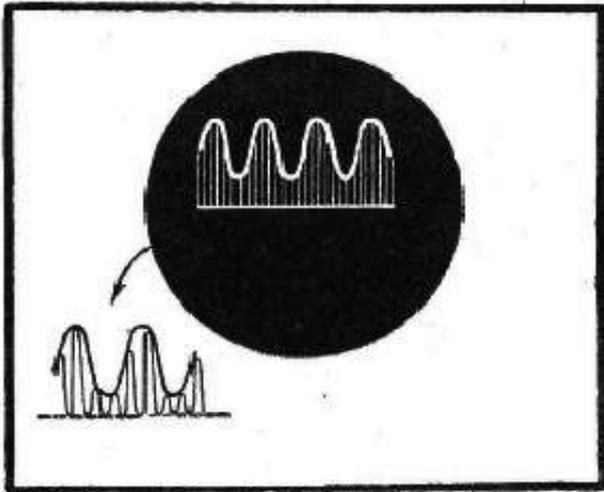


Fig. 8 (ci-dessus, à gauche). — En détectant une onde H.F. modulée nous obtenons sans filtrage, à l'oscilloscope, l'image ci-dessus.

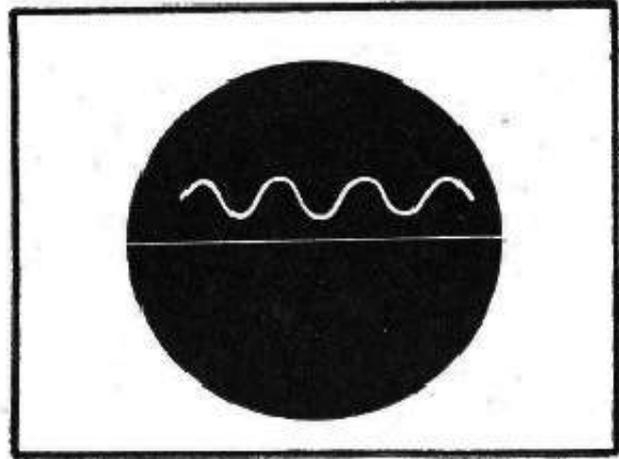
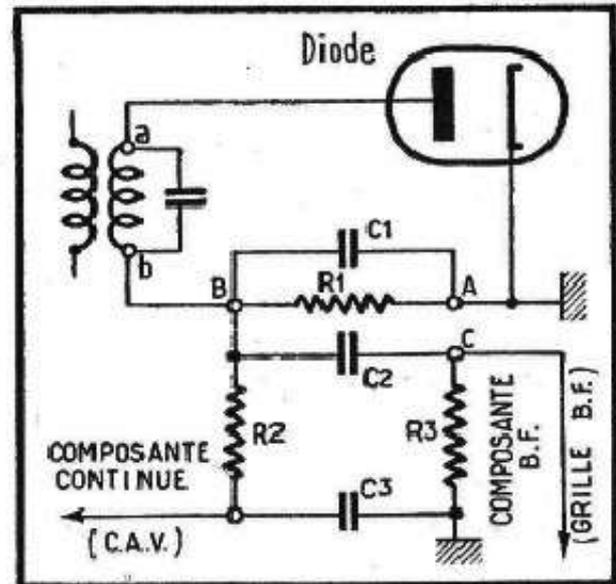


Fig. 9 (ci-dessus, à droite). — Après filtrage de la composante H.F., nous obtenons un mélange de composantes B.F. et continue.



Fig. 10 (ci-contre). — Schéma réel d'un détecteur diode classique, comportant, après détection, la séparation des composantes.



sur n'importe quel récepteur muni d'un tel indicateur, que « l'œil » se ferme uniquement sous l'action de la H.F. de l'onde porteuse, sans qu'il y ait une émission quelconque.

Les choses se compliquent un peu lorsque le détecteur de la figure 6 reçoit une onde H.F. modulée, comme celle de la figure 2 ou de la figure 3. Pour simplifier le raisonnement et faciliter la compréhension nous allons supposer qu'il s'agit d'une onde porteuse modulée par une seule oscillation B.F. (fig. 2).

Si nous supprimons le condensateur C_1 de la figure 6 et examinons le résultat de la détection à l'oscilloscope, nous verrons une « image » analogue à celle de la figure 8 : la moitié seulement de l'onde modulée passe et la deuxième composante B.F. disparaît.

Le « résidu » ainsi obtenu comporte néanmoins trois composantes distinctes :

- Une composante H.F. à la fréquence de l'onde porteuse;
- Une composante B.F. à la fréquence de modulation;
- Une composante continue.

Aucune difficulté pour éliminer la première : nous rebranchons le condensateur C_1 et obtenons, à l'oscilloscope toujours, une image analogue à celle de la figure 9. C'est une oscillation composée, contenant une composante continue et une composante B.F. de même fréquence que la composante B.F. de l'onde modulée, mais dont l'amplitude est, en général, moindre. Il existe, comme nous le verrons plus loin, un rapport simple entre l'amplitude de la porteuse H.F. (sans modulation), celle de la composante B.F. de modulation et, enfin, celle de la composante B.F. apparaissant après détection.

Il nous faut maintenant décomposer l'oscillation de la figure 9, car la composante B.F. devra être envoyée vers la grille de la lampe amplificatrice B.F. où nous n'avons pas besoin de composante continue qui, par contre, peut nous être utile ailleurs : antifading ou commande de l'indicateur visuel. Inversement, là où nous utiliserons la composante continue, nous devons nous débarrasser de la composante B.F.

Tout ce triage se fera très simplement en réalisant le schéma de la figure 10. Comme on le voit, la tension détectée, celle de la figure 9, est prélevée au point B et se partage en deux ensuite. La composante B.F. est dirigée vers la grille de la préamplificatrice B.F. à travers le condensateur C_2 qui arrête la composante continue. La composante continue trouve son chemin vers la ligne C.A.V. (antifading) où un filtre R_3 - C_3 la débarrasse de la composante alternative.

En examinant à l'oscilloscope la tension que nous obtenons en C et en D, nous trouverons en C, une tension alternative B.F. (fig. 11), dont l'amplitude et la fréquence sont les mêmes que celles de la figure 9. En D nous aurons une tension continue se traduisant par une ligne horizontale (fig. 12) plus ou moins décalée par rapport au diamètre horizontal si ce dernier est pris comme niveau de référence (tension nulle).

Le choix des valeurs pour les éléments C_2 , C_3 et R_3 doit être guidé par les considérations suivantes :

Le condensateur C_2 , avec la résistance de fuite de la lampe B.F. qui suit la détection, constitue la liaison classique à résistance-capacité qui nous est déjà familière. Pour cer-

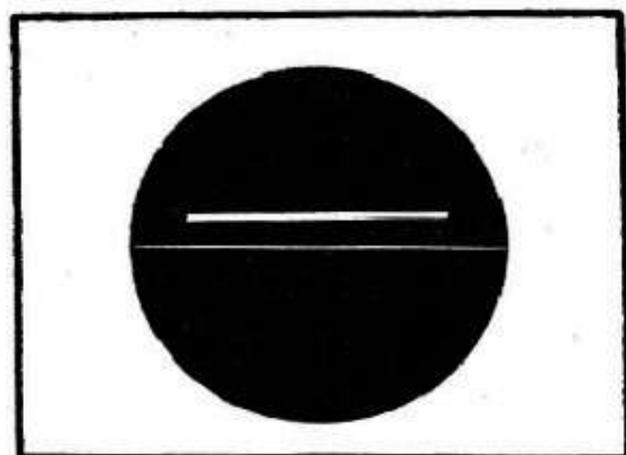


Fig. 11. — Aspect de la composante continue de la figure 9.

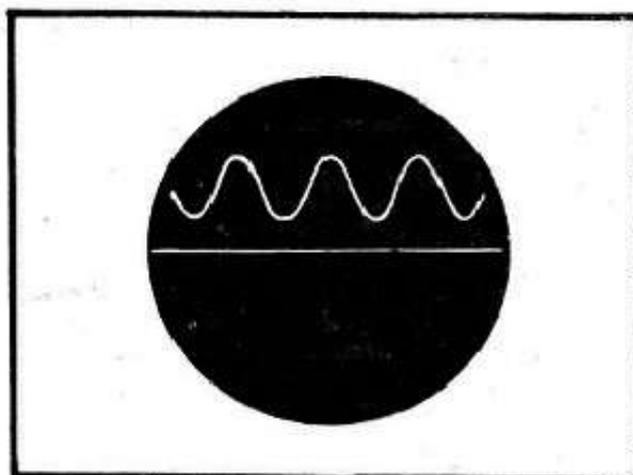


Fig. 12. — Aspect de la composante B.F. de la figure 9. En réalité, la sinusoïde doit être « axée » sur le diamètre horizontal de l'écran.

taines raisons que nous verrons plus loin, il faut que cette résistance soit élevée (500 000 ohms au moins) et la valeur du condensateur C_2 sera choisie en conséquence, de façon à assurer la transmission correcte des plus basses fréquences.

Rappelons que cette transmission dépend du produit $C_2 \times R_3$, dont la valeur ne devra pas être inférieure à 0,01 environ. C_2 étant exprimé en farad et R_3 en ohms. Cela nous donne, pour les différentes valeurs de R_3 , les valeurs minima suivantes de C_2 :

R_3	C_2
500 000 Ω	0,02 μF
1 $M\Omega$	0,01 μF
2 $M\Omega$	0,005 μF
5 $M\Omega$	0,002 μF
10 $M\Omega$	0,001 μF

Dans tous les cas, il n'y a aucun inconvénient à prendre une valeur supérieure pour le condensateur C_2 .

En ce qui concerne la cellule R_2-C_3 , il faut choisir les valeurs de façon que la capacité de C_3 à la plus basse fréquence de modulation, soit pratiquement négligeable par rapport à la résistance R_2 , et qu'en même temps R_2 ait une valeur élevée, pour ne pas constituer une charge supplémentaire appréciable en parallèle sur R_1 (au point de vue de la B.F. le circuit R_2-C_3 se trouve, en effet, en parallèle sur R_1).

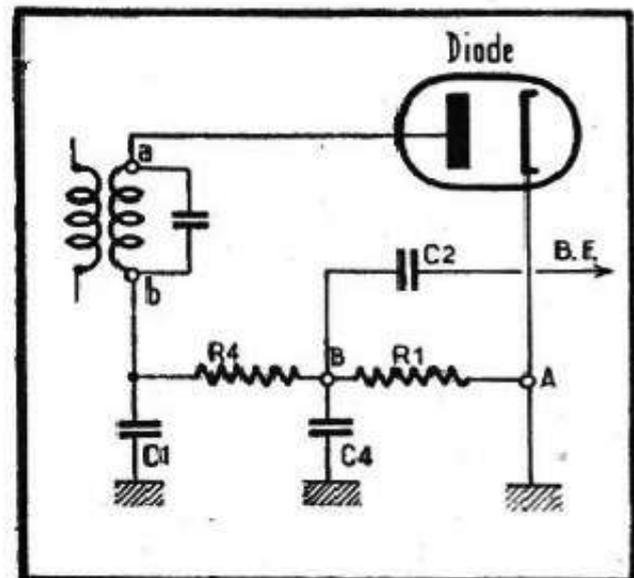
Pratiquement, on adopte les valeurs C_3 et R_2 de façon que leur produit soit égal à 0,05 environ, en donnant à R_2 une valeur de 500 000 ohms au moins, et en exprimant, comme plus haut, C_3 en farad et R_2 en ohms. Par ailleurs, il n'est pas indiqué de dépasser, pour R_2 , 2 M Ω , cette résistance se trouvant comme nous le verrons plus loin, dans le circuit de grille des lampes commandées par l'antifading, et pouvant provoquer, si elle est trop élevée, certaines anomalies dues au courant de grille.

En résumé, voici les valeurs que nous pouvons adopter pour les éléments de la cellule R_2-C_3 :

R_2	C_3
500 000 Ω	0,1 μ F
1 M Ω	0,05 μ F
2 M Ω	0,02 F

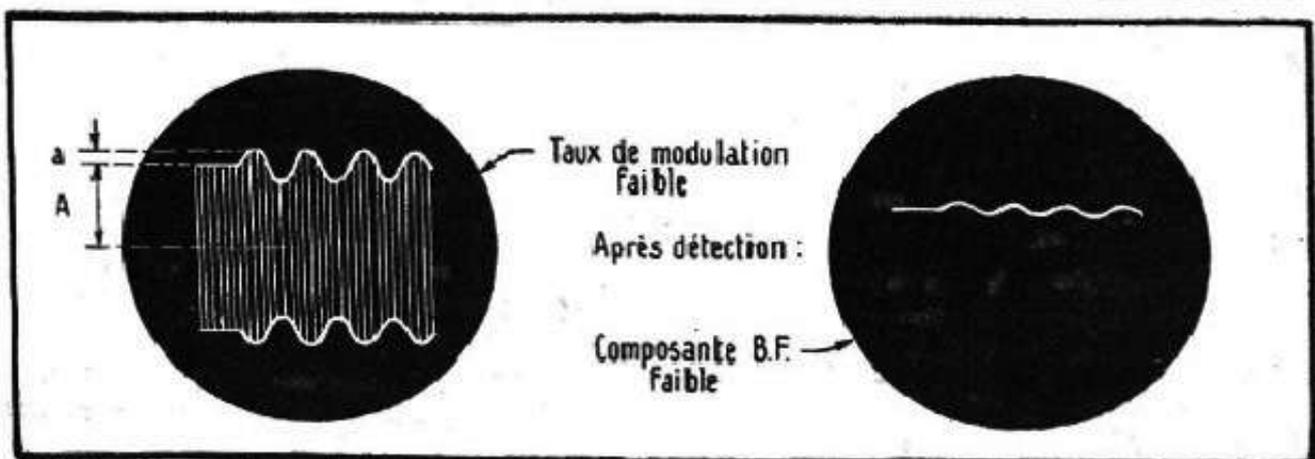
Signalons, enfin, que très souvent on prévoit, dans le circuit de détection, un véritable filtre H.F. constitué comme le montre le schéma de la figure 13 : R_4-C_4 . Les valeurs généralement adoptées sont : $R_4 = 50\ 000$ ohms et C_4 même valeur que C_1 soit 50 à 150 pF.

Fig. 13 (ci-contre). — Schéma d'un détecteur diode avec filtre H.F. complet.



✱

Fig. 14 (ci-dessous). — Lorsque le taux de modulation est faible, la composante B.F., après détection, est faible également.



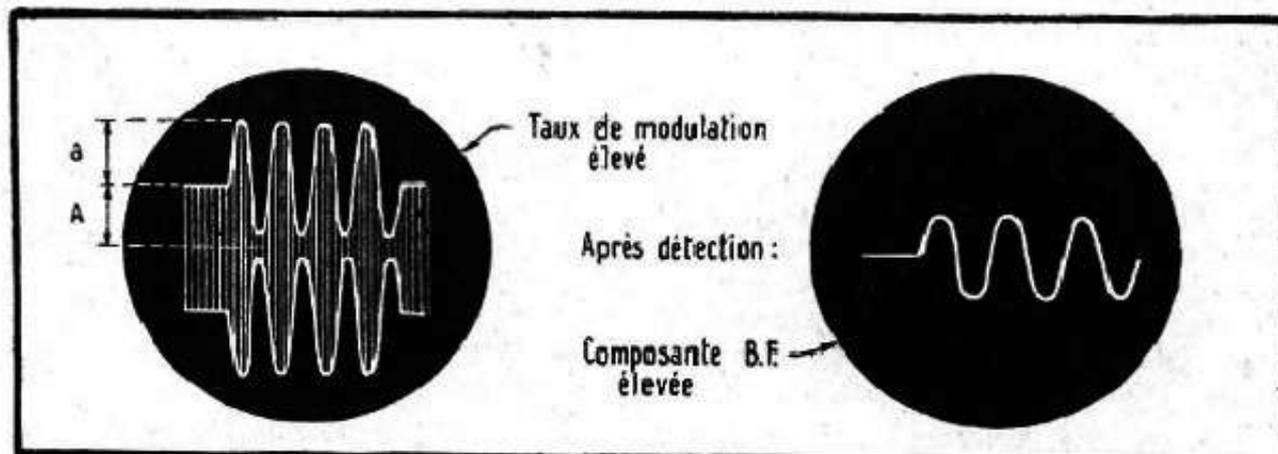


Fig. 15. — Lorsque le taux de modulation est élevé, la composante B.F., après détection, est également élevée.

Le taux de modulation et son influence

Lorsque nous avons affaire à une onde porteuse H.F. modulée en amplitude, nous pouvons rencontrer une modulation plus ou moins profonde et, partant de là, définir ce que l'on appelle le *taux de modulation*. Ce dernier nous est donné par le rapport de l'amplitude a de la modulation B.F. à l'amplitude A de l'onde porteuse H.F. (figures 14 et 15), et s'exprime en pourcent.

On voit que, dans le premier cas (figure 14), le taux de modulation sera de

$$\frac{a}{A} = \frac{1}{4} = 0,25 = 25 \% \text{ environ.}$$

Par contre, dans le cas de la figure 15, le taux de modulation est de

$$\frac{a}{A} = \frac{9}{10} = 90 \%$$

Si nous pouvons disposer d'un générateur H.F. dans lequel il est possible de faire varier le taux de modulation de l'onde H.F. émise, nous pouvons réaliser une expérience fort simple.

Appliquons d'abord à un détecteur une onde H.F. quelconque (1000 kHz par exemple) modulée à 25 % par 400 périodes. Nous aurons, à l'oscilloscope et après détection, une certaine composante B.F. mais relativement faible (figure 14).

Sans rien changer à l'amplitude de l'onde H.F., ni à la fréquence de modulation, nous augmentons la profondeur de cette dernière, jusqu'à 70-80 %, par exemple. L'oscilloscope nous montrera que l'amplitude B.F. après détection est beaucoup plus élevée (fig. 15).

Conclusion : lorsqu'on reçoit deux émetteurs produisant une même amplitude H.F. au détecteur, celui dont la porteuse est plus profondément modulée sera reçu avec plus de puissance.

En principe, la tension B.F. dont nous pouvons disposer après la détection est égale à la tension H.F. (tension de la porteuse) appliquée à la diode et multipliée par le taux de modulation exprimé par une fraction : $30 \% = 0,3$, par exemple.

En réalité, la tension B.F. est très souvent inférieure à ce calcul, car nous devons tenir compte des différentes résistances en circuit et de la valeur *totale* de la résistance de charge R_1 , comme nous allons le voir.

CHAPITRE II

DIFFÉRENTS ASPECTS D'UN DÉTECTEUR DIODE

Comment réagit un détecteur diode aux différents taux de modulation

Comme nous l'avons vu, il est intéressant d'avoir une onde H.F. profondément modulée, et la plupart des émetteurs dont à juste titre on apprécie la « tonalité » sont modulés à 70-80 % ou même plus.

Malheureusement, si certaines précautions ne sont pas prises du côté du détecteur, à la réception, cette modulation profonde risque de nous gratifier de distorsions supplémentaires.

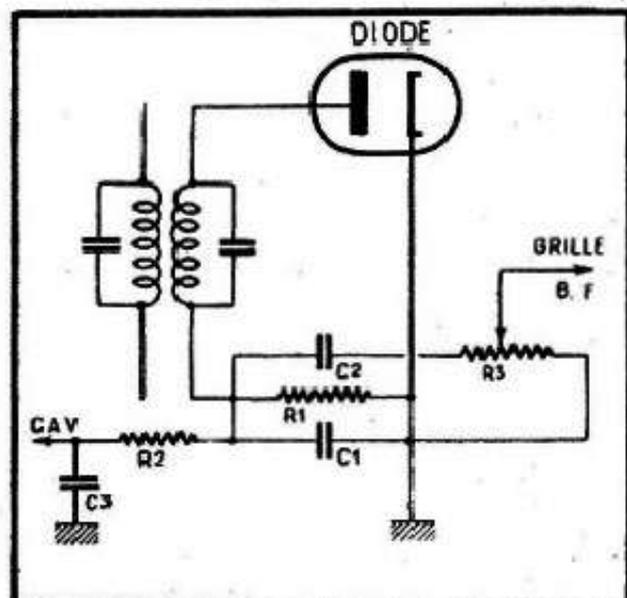
Sans entrer dans les développements théoriques dont le lecteur trouvera sans peine les détails dans tous les traités de Radioélectricité, nous rappellerons simplement, en les commentant, quelques résultats.

Tout d'abord, l'ensemble R_1-C_1 du circuit de détection (fig. 16) doit répondre à la double condition suivante :

1. — Le produit $R_1 C_1$ doit rester inférieur à l'inverse de la fréquence de modulation la plus élevée, c'est-à-dire à la durée d'une période correspondant à cette fréquence que l'on situe vers 4500 périodes. Autrement dit, en exprimant R_1 en ohms et C_1 en farad nous devons obtenir un produit inférieur (ou, tout au plus, égal) à $1/4500$, soit à 0,00022 environ.

2. — Le même produit $R_1 C_1$ doit être beaucoup plus élevé que la période de la H.F. à détecter. Comme cette dernière est, presque toujours de l'ordre de 450-470 kHz,

Fig. 16. — Schéma classique d'un détecteur diode avec potentiomètre branché dans le circuit B.F.



soit 450 000 à 470 000 périodes, $R_1 C_1$ doit être de beaucoup (20 à 30 fois) inférieur à $1/450\,000$, soit à 0,000 0022 environ.

En langage « scientifique » on dirait que la constante de temps $R_1 C_1$ doit être inférieure à 0,000 22 seconde et supérieure à 0,000 0022 seconde.

Il n'est pas difficile de voir que les valeurs généralement adoptées pour R_1 et C_1 soit $R_1 = 500\,000$ ohms et $C_1 = 100$ pF, satisfont approximativement à la première condition et entièrement à la seconde.

Si maintenant nous nous tournons du côté du taux de modulation nous dirons que la détection se fera sans distorsions appréciables si le rapport

$$R_d/R_1$$

est supérieur, ou tout au plus égal au taux exprimé par une fraction (p. ex. 40 % = 0,4).

Dans ce rapport, R_d représente la résistance totale (pour la B.F.) du circuit comprenant R_1 et les dériviatives C_2-R_3 et R_2-C_2 en parallèle (fig. 16). Pratiquement, on admet que la résistance R_d est équivalente à l'ensemble des résistances R_1 , R_2 et R_3 connectées en parallèle.

Il en résulte que pour les valeurs généralement employées, soit

$$R_1 = 500\,000$$

$$R_2 = 1\,M\Omega$$

$$R_3 = 1\,M\Omega,$$

la valeur de R_d ne sera que de 250 000 ohms et le rapport R_d/R_1 sera de 0,5. Autrement dit, la combinaison ci-dessus ne convient vraiment que pour des taux de 50 % et au-dessous.

Cela veut dire encore que si nous voulons détecter convenablement des ondes porteuses modulées à plus de 50 %, il nous faut chercher à augmenter le rapport R_d/R_1 , ce qui peut se faire de deux manières :

en diminuant R_1 ;

en augmentant R_d .

Si nous adoptons la première solution (diminuer R_1) nous n'avons pas grand'chose à craindre du côté de la constante de temps $R_1 C_1$, dont la valeur présentera encore une marge largement suffisante pour rester supérieure à la période H.F. (rien ne nous empêche d'ailleurs de l'augmenter un peu en portant C_1 à 150 ou 200 pF), mais comme nous le verrons plus loin, en diminuant R_1 on augmente l'amortissement du circuit accordé attaquant la diode, c'est-à-dire, généralement, le secondaire du dernier transformateur M.F. Or, amortissement plus grand signifie sélectivité et gain moindres. Cependant, si nous diminuons R_1 à 300 000 ohms, par exemple, ce n'est pas encore catastrophique et nous allons voir ce que cela nous donne, en admettant que R_2 et R_3 soient toujours de 1 M Ω .

Dans ces conditions R_d sera sensiblement de 188 000 ohms et le rapport :

$$\frac{R_d}{R_1} = \frac{188\,000}{300\,000} = 0,625$$

Nous pouvons donc pousser jusqu'à 60 % de modulation, mais il est peu indiqué de persévérer dans cette voie en diminuant davantage la résistance R_1 .

La deuxième solution conduit à augmenter R_d sans toucher à R_1 , ce qui conduit, évidemment, à augmenter sensiblement R_3 et R_2 .

Si R_3 est constituée par un potentiomètre, il est assez difficile d'avoir une valeur supérieure à 2 M Ω . Par ailleurs, nous avons indiqué plus haut que la valeur de la résistance R_2 était limitée à 2 M Ω maximum environ, à cause du courant grille, toujours possible, des lampes commandées par la C.A.V.

Il en résulte que si $R_1 = 500\,000$ ohms, R_d sera de 330 000 ohms environ et le rapport R_d/R_1 sera de 0,67 à peu près.

Mais nous pouvons aussi employer simultanément les deux solutions et ramener R_1 à 300 000 ohms tout en laissant R_2 et $R_3 = 2 \text{ M}\Omega$. Dans ce cas, R_d n'est plus que de 230 000 ohms, mais le rapport R_d/R_1 augmente et atteint 0,77.

Donc, pour cette dernière combinaison nous pouvons prétendre à une détection à peu près correcte jusqu'à 77 % de modulation.

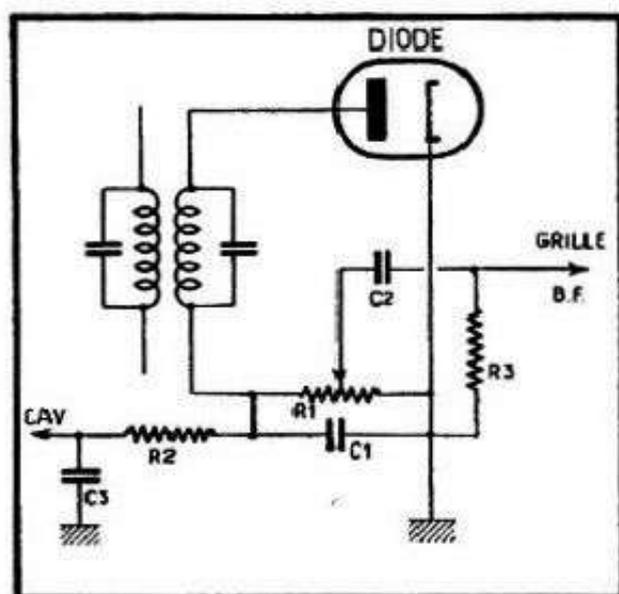
Comment brancher le potentiomètre de puissance

Les deux façons possibles de brancher le potentiomètre permettant de doser la puissance du récepteur, aussi souvent employées l'une que l'autre, sont résumées par les schémas des figures 16 et 17.

Dans le premier cas (fig. 16) le potentiomètre R_3 joue le rôle de résistance de fuite de la première amplificatrice B.F.

Dans le second cas (fig. 17), R_3 est fixe et c'est la résistance de charge de détection R_1 qui est constituée par un potentiomètre. Les deux systèmes ont, chacun, leurs avantages et leurs inconvénients et nous avons déjà indiqué plus haut que la valeur de R_3 , dans le cas de la figure 16, était limitée à $2 \text{ M}\Omega$ maximum à cause de la difficulté à se procurer des potentiomètres de valeur supérieure. De plus, des potentiomètres de valeur élevée ($2 \text{ M}\Omega$ et plus) sont relativement fragiles et leur contact se détériore assez facilement, amenant des crachements et de l'instabilité. Si on prend R_3 de 500 000 ohms à $1 \text{ M}\Omega$, ce qui est très fréquent, nous avons vu l'inconvénient que cela peut présenter pour la détection des émissions profondément modulées.

Fig. 17. — Ici c'est la résistance de charge R_1 , qui est constituée par un potentiomètre.



Le système de la figure 17 est théoriquement excellent, car cela nous permet de prendre R_3 aussi élevée que nous le désirons et, en particulier, adopter le mode de polarisation dit « par courant inverse de grille », où la résistance de fuite, en l'occurrence R_3 , sera de 5 à $10 \text{ M}\Omega$.

On se rendra aisément compte que pour $R_1 = 500\,000$ ohms, $R_2 = 2 \text{ M}\Omega$ et $R_3 = 10 \text{ M}\Omega$, par exemple, le rapport R_d/R_1 sera de 0,77 environ et que si nous ramenons la valeur de R_1 à 300 000 ohms, nous dépasserons, pour ce rapport, 0,8. Donc, solution très avantageuse au point de vue du taux de modulation.

Mais pratiquement on se heurte souvent, avec le montage de la figure 17, aux crachements gênants, beaucoup plus fréquents qu'avec le système de la figure 16. Le potentiomètre R_1 se trouve, en effet, traversé par la composante continue du courant détecté, ce qui n'est jamais recommandé pour un potentiomètre au graphite. Donc, si nous voulons adopter le montage de la figure 17, il nous faut un potentiomètre d'excellente qualité.

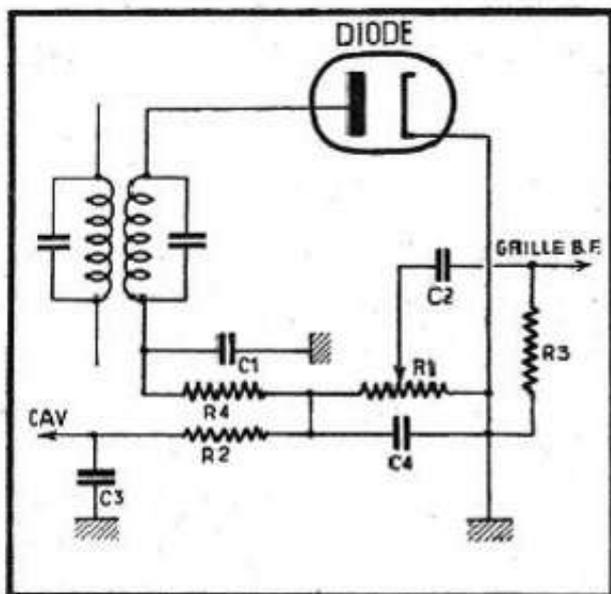


Fig. 18. — L'introduction d'un filtre H.F. modifie le taux de modulation maximum admissible

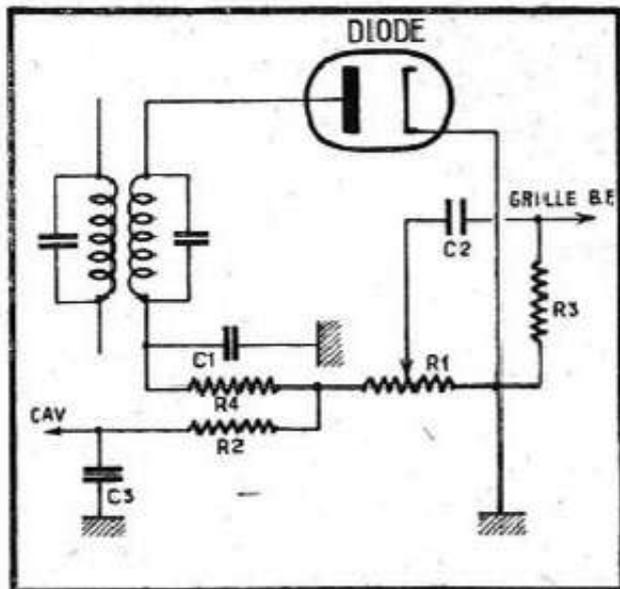


Fig. 19. — Le départ de la ligne C.A.V. peut se faire après le filtre H.F.

Remarquons que si la résistance de détection R_1 est constituée par un potentiomètre, nous avons encore un avantage supplémentaire, car la branche C_2-R_3 « amortit » R_1 d'autant moins que le curseur du potentiomètre est plus près de la masse. Par conséquent, le rapport R_d/R_1 n'a pas une valeur constante et se trouve d'autant plus favorable que la puissance est plus réduite.

Même si la résistance R_3 n'est pas très élevée (1 M Ω , par exemple), le rapport R_d/R_1 atteint facilement 0,7 à 0,75 lorsque le curseur se trouve vers le milieu du potentiomètre ($R_1 = 500\ 000$ ohms).

Le filtre H.F.

Lorsque notre circuit de détection comporte un filtre H.F. comme celui de la figure 18 (R_4), la relation donnant le taux de modulation maximum admissible se modifie un peu et devient :

$$\frac{R_4 + R_d}{R_4 + R_1}$$

Ce nouveau rapport, même dans le cas le plus défavorable, est toujours un peu plus élevé que R_d/R_1 et, par conséquent, le taux de modulation maximum admissible est augmenté.

Nous voyons donc qu'en dehors de son utilité pour éviter certains accrochages, un filtre B.F. nous permet d'améliorer les caractéristiques de la détection.

Il est à remarquer que la présence du condensateur C_4 n'est pas indispensable et l'on voit, dans beaucoup de schémas, la disposition simplifiée de la figure 19 où R_1 prend des valeurs comprises entre 50 000 et 100 000 ohms.

Bien entendu, ce montage peut être réalisé avec le potentiomètre en R_1 ou en R_3 .

Branchement de l'antifading

On peut brancher le départ de la ligne C.A.V. soit suivant le schéma de la figure 18, c'est-à-dire après le filtre H.F., soit suivant la figure 20, c'est-à-dire avant ce filtre. Les deux modes de branchement se voient aussi souvent l'un que l'autre, mais ne donnent pas tout à fait le même résultat.

En effet, le branchement de la figure 20 permet de disposer, pour le circuit C.A.V.

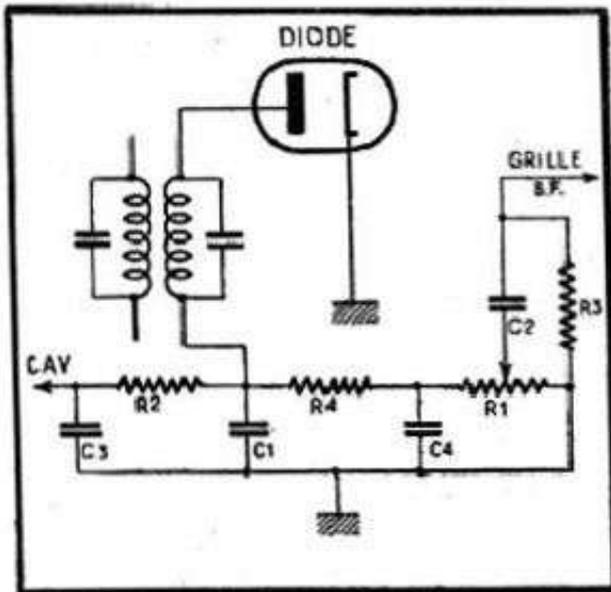


Fig. 20 (ci-dessus). — Mais on peut également brancher le départ de la ligne C.A.V. avant le filtre H.F.

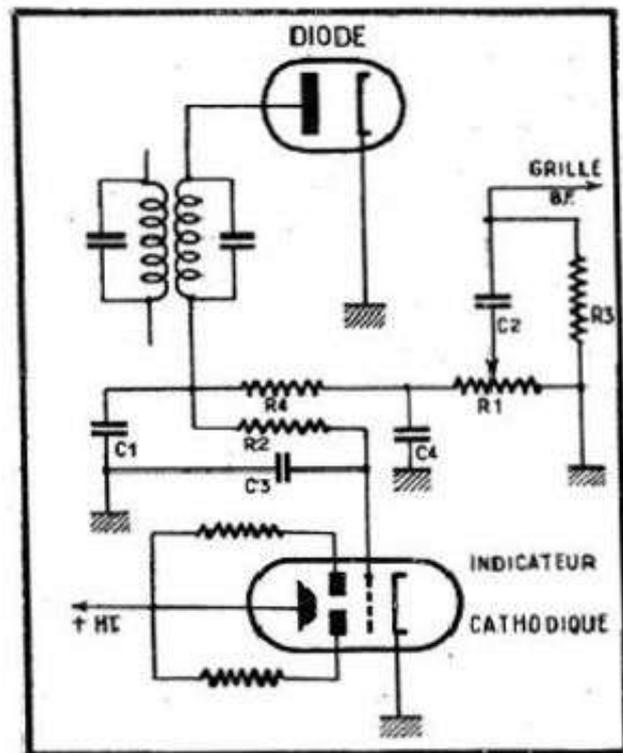


Fig. 21 (à droite). — Voici la façon classique de brancher un indicateur cathodique d'accord.

d'une tension de régulation légèrement supérieure à celle que l'on obtient avec le schéma de la figure 18.

Par contre, le circuit R_2 - C_3 , dans le cas de la figure 20, se trouve en parallèle sur la totalité du circuit R_4 - R_1 et, de ce fait, le taux de modulation maximum admissible se trouve légèrement diminué par rapport au montage de la figure 18, à égalité de toutes les valeurs de résistances et de capacités.

Branchement de l'indicateur cathodique

Lorsque l'antifading est du type différé et obtenu, par conséquent, à l'aide d'une diode différente de celle de détection, il est préférable de brancher la grille de l'indicateur cathodique non pas à la ligne C.A.V., mais à la résistance de charge de détection (avant ou après la résistance R_4 éventuelle, peu importe), par l'intermédiaire d'une cellule de découplage (R_2 - C_3 de la figure 21). Ce montage évite le retard dans le fonctionnement de l'indicateur cathodique. On donne à R_2 une valeur aussi élevée que possible, toujours pour ne pas trop diminuer la résistance R_d . Généralement on choisit R_2 de 2 à 3 M Ω , en réduisant la valeur de C_3 à 10 000 ou 20 000 pF, ce qui suffit largement pour éviter le « papillotement » de l'indicateur aux fréquences basses de modulation.

Anomalies apparentes

En étudiant certains schémas de marques très connues (en l'occurrence R.C.A.), on peut être surpris de voir que la résistance R_2 du circuit C.A.V. est parfois de 5 M Ω , avec C_3 de 0,02 μ F, R_1 de 1 M Ω et R_3 de 10 M Ω , le montage étant celui de la figure 17.

Nous avons indiqué, plus haut, les raisons pour lesquelles il valait mieux ne pas dépasser 2 M Ω pour R_2 , mais en ce qui concerne le schéma R.C.A., il faut tenir compte du fait que les constructeurs importants n'utilisent que des lampes rigoureusement sélectionnées, le reste étant mis à la disposition du commun des mortels.

Cette présélection donne la possibilité d'utiliser les tubes dans les conditions dépassant parfois les limites indiquées par le constructeur, sans craindre le courant grille, par exemple.

Dans le schéma que nous avons indiqué comme exemple cela présente un avantage incontestable : la résistance R_1 étant de valeur élevée le secondaire du transformateur M.F. correspondant est peu amorti. Par ailleurs, la valeur élevée des résistances R_2 et R_3 nous donne, pour R_d , une valeur de 770 000 ohms et, par conséquent, un rapport R_d/R_1 de 0,77, ce qui est très bien.

Amortissement du secondaire

Nous examinerons cette question en détail lorsque viendra le moment de passer en revue la constitution des transformateurs M.F., mais dès maintenant nous pouvons en dire quelques mots.

En gros, le montage classique (fig. 22) revient à amortir le secondaire du transformateur M.F. avec une résistance parallèle R_a égale à $R_1/2$.

Si nous utilisons un autre montage, dit « parallèle » et dont la figure 23 nous donne le schéma, l'amortissement est encore plus important, car la résistance équivalente R_a n'est plus que $R_1/3$. Dans ce schéma le bobinage BA est une bobine d'arrêt H.F., empêchant la haute fréquence résiduelle de pénétrer dans les circuits B.F.

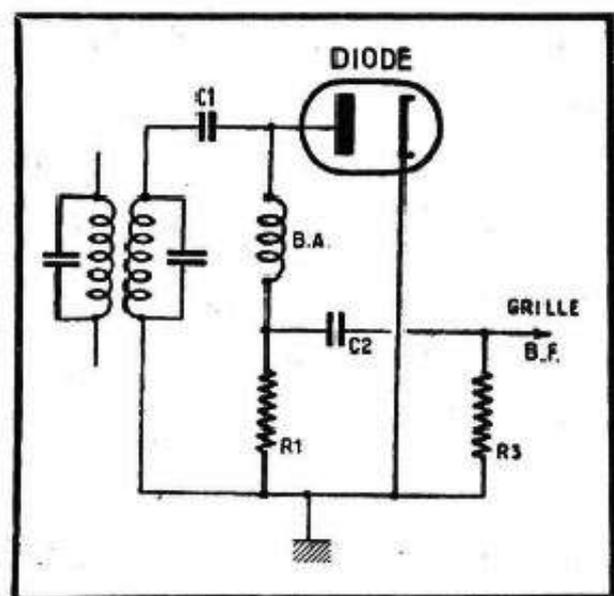
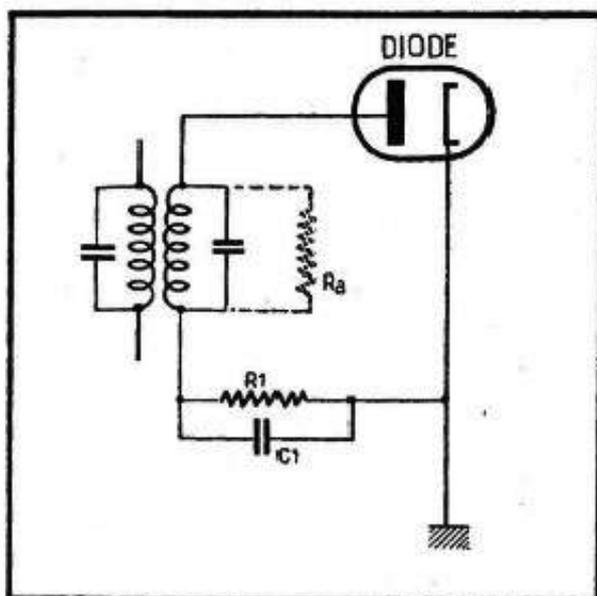
Notons enfin que les chiffres fixant l'ordre de grandeur de l'amortissement introduit par une détection diode ne sont valables que pour des signaux H.F. d'une certaine amplitude et pour la valeur de R_3 beaucoup plus élevée que R_1 .

Lorsque l'amplitude du signal H.F. est faible (inférieure à 0,3 V environ) l'amortissement est moindre.

Lampes utilisées

Bien que, jusqu'à présent, nous ayons pour simplifier les choses, envisagé une détection utilisant une diode isolée, cette solution est très rarement mise en pratique et on lui préfère, presque toujours, le montage à lampe multiple : diode-penthode, double diode-penthode ou double diode-triode.

La constitution interne d'une telle lampe (double diode-triode) nous est indiquée par le croquis de la figure 24 où nous voyons une cathode commune, l'élément triode en haut, avec sa grille et sa plaque, et deux petites plaques « diodes » en bas, entourant la cathode.



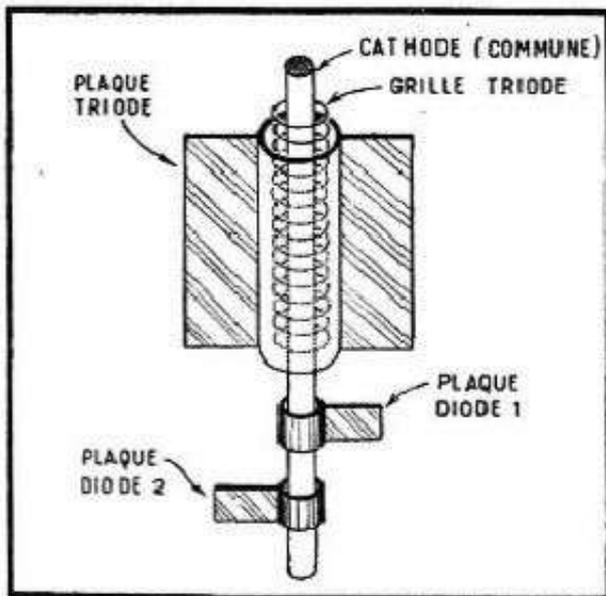


Fig. 24. — Constitution interne d'une double diode-triode. Il existe depuis peu des triples diodes-triodes.

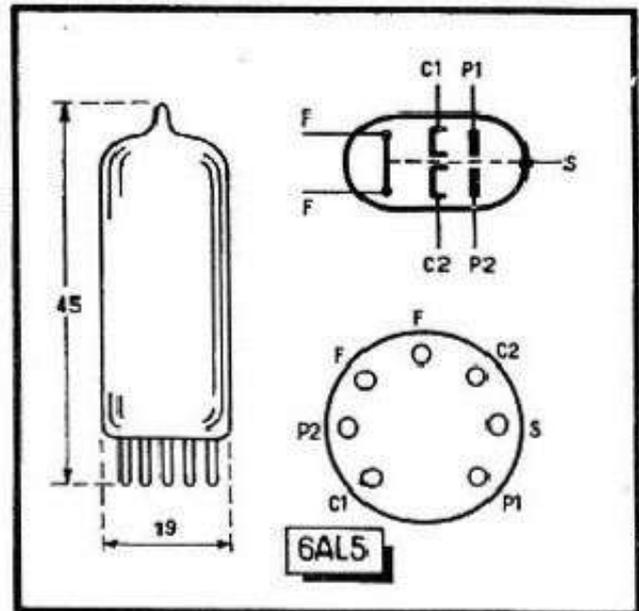


Fig. 25. — Aspect extérieur, représentation schématique et disposition des broches de la lampe 6AL5.

construction interne de toutes les lampes multiples comportant une ou deux diodes, s'apparente à ce croquis.

Les diodes séparées, qui sont toujours des doubles diodes à cathodes séparées, ne sont employées que dans les montages où le système d'antifading adopté nécessite une cathode séparée soit pour la détection, soit pour la C.A.V., soit pour les deux. Nous verrons en détail les différents schémas utilisés lorsqu'il sera question des dispositifs antifading. On voit aussi certains constructeurs utiliser une double diode séparée, sans raisons valables, uniquement pour avoir une lampe de plus.

Passons maintenant rapidement en revue les différentes lampes utilisées pour la détection, et pour la préamplification B.F. lorsqu'il s'agit de tubes combinés.

Doubles diodes

Même dans les modèles anciens ce sont des tubes de faible encombrement, et la figure 28 nous indique leur représentation schématique, qui est celle d'une 6AL5, double diode de la série miniature. En général, une double diode possède un blindage interne de séparation entre les deux éléments, blindage que l'on réunit à la masse au montage (S, fig. 25) et qui a pour but de réduire la capacité interne entre les deux plaques P₁ et P₂.

En dehors de la 6AL5 (ou EB91), nous avons la EB41, de la série Rimlock, ainsi que, dans les anciennes séries, la 6H6 (culot octal) et la EB4 (culot transcontinental).

Doubles diodes-triodes,

Le montage de ces lampes peut se faire suivant le schéma de la figure 26, avec polarisation par la cathode (R_g et C_g), mais actuellement presque tous les constructeurs adoptent de préférence le montage avec cathode à la masse (fig. 27), dans lequel l'extrémité A de la résistance R₃ est parfois connectée non pas à la masse, mais à une tension négative convenable (— 1 à — 2 volts, le plus souvent). Bien entendu, on peut également réaliser le montage de la figure 27 avec R₁ fixe et R₃ sous forme d'un potentiomètre dont le retour « masse » se fera à une tension de polarisation convenable. Enfin, lorsque R₃ est une résistance fixe, avec A à la masse, sa valeur, dans le cas de la figure 26, est très élevée : 3 à 10 MΩ.

Lorsque nous avons parlé de l'étage préamplificateur B.F., nous avons résumé, sous forme d'un tableau, les valeurs de la résistance de polarisation (R_g) et celles de charge d'anode pour toutes les lampes courantes. Nous nous contenterons d'indiquer

ici les principaux tubes (doubles diodes-triodes), que l'on emploie actuellement, ou qu'un dépanneur peut rencontrer dans son travail.

La série « transco » possédait la ABC1 (chauffage 4 V) et la EBC3 (chauffage 6,3 V), tandis que dans la série « américaine » nous avons la 75, la 6Q7, la 6R7, la 6SQ7, etc., sans parler des tubes encore plus anciens tels que 55, 85, etc.

Actuellement, nous avons à notre disposition la EBC41 et la UBC41 dans la série Rimlock, les tubes 6AT6, 6AV6, 12AT6 et 12AV6 dans la série miniature et les tubes EBC81/UBC81 dans la série « noval ».

Toutes ces lampes ne diffèrent pratiquement que par leur partie triode et le schéma d'utilisation, pour la détection, est le même pour tous.

Diodes-pentodes

La série Rimlock possède, pour l'instant du moins, des diodes-pentodes ne comportant qu'une seule plaque diode : EAF41, EAF42, UAF41 et UAF42, mais nous avons aussi maintenant la EBF80 « noval », qui est une double diode-pentode.

Par contre, dans la série « miniature » nous n'avons aucune penthode combinée avec une diode simple ou double.

Dans les types anciens, américains ou « transco », nous avons un choix assez complet de doubles diodes-pentodes et nous ne mentionnerons que pour mémoire les EBF2, 6H8, 6B8, 6B7, etc.

En ce qui concerne le montage de tous les tubes ci-dessus, la seule différence, par rapport aux doubles diodes-triodes, est l'existence d'un circuit d'alimentation pour l'écran.

Conseils pratiques. Précautions à prendre

Le croquis de la figure 28 montre mieux qu'une longue explication la façon à peu près classique d'établir les connexions de l'ensemble détecteur d'un récepteur normal utilisant une EBC41 et conforme au schéma de la figure 27. On s'efforcera, dans tous les cas et avec toutes les lampes, de faire des connexions courtes.

Le même croquis nous indique les connexions qu'il convient de blinder, généralement.

Fig. 26 (ci-dessous). — Schéma classique d'un étage détecteur utilisant une double diode-triode polarisée par la cathode.

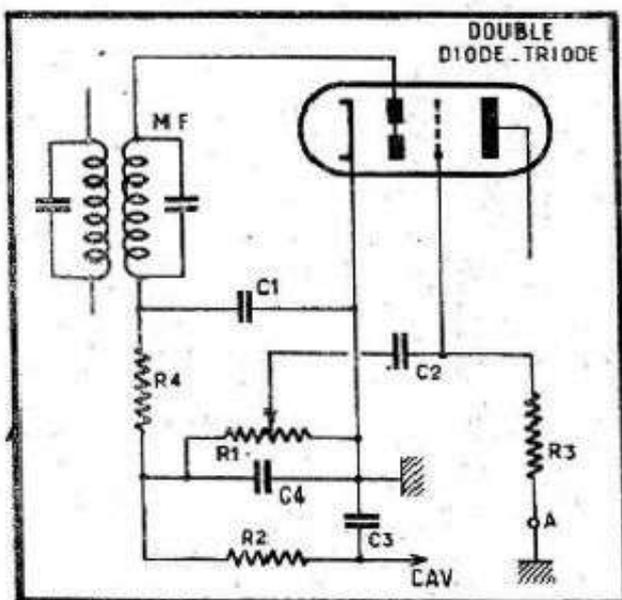
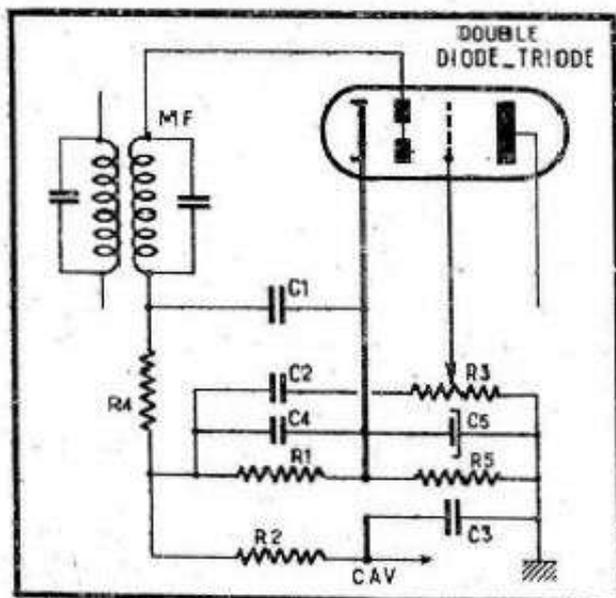


Fig. 27 (ci-dessus). — Montage d'une double diode-triode dont la cathode est mise à la masse.

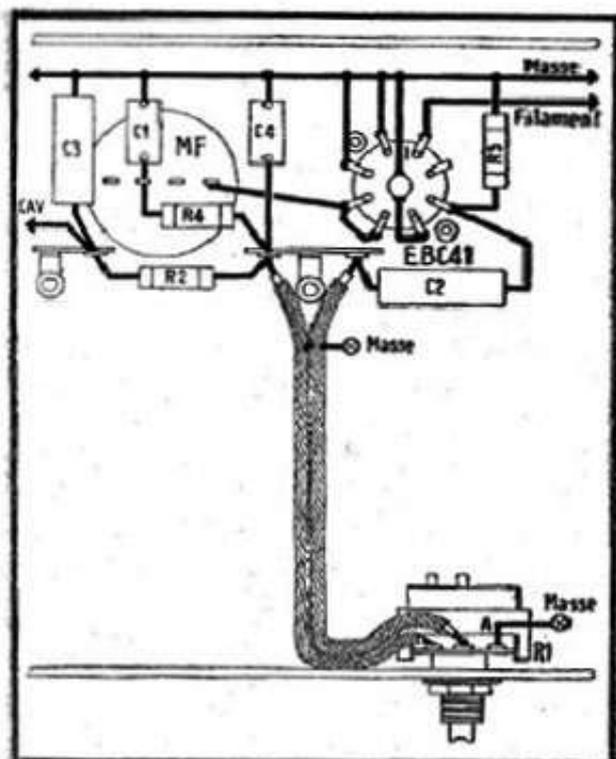


Fig. 28. — Façon rationnelle de câbler un étage détecteur dont le schéma est celui de la figure 27.

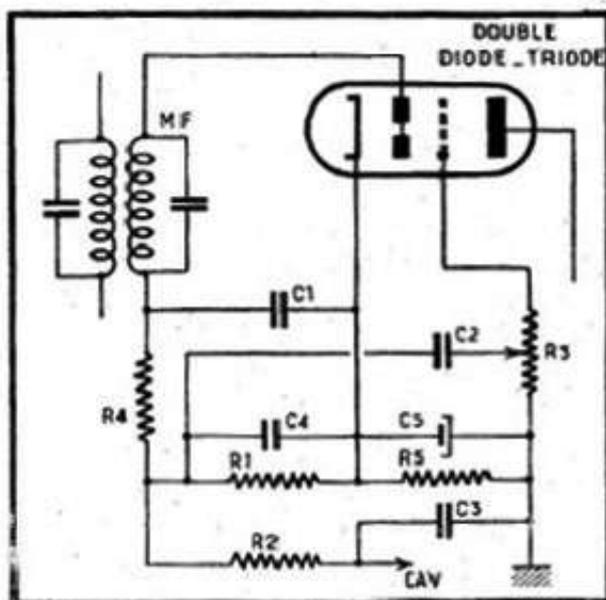
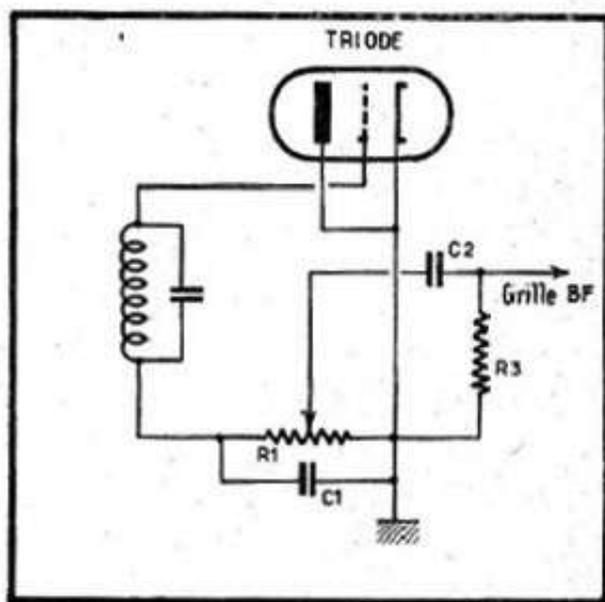
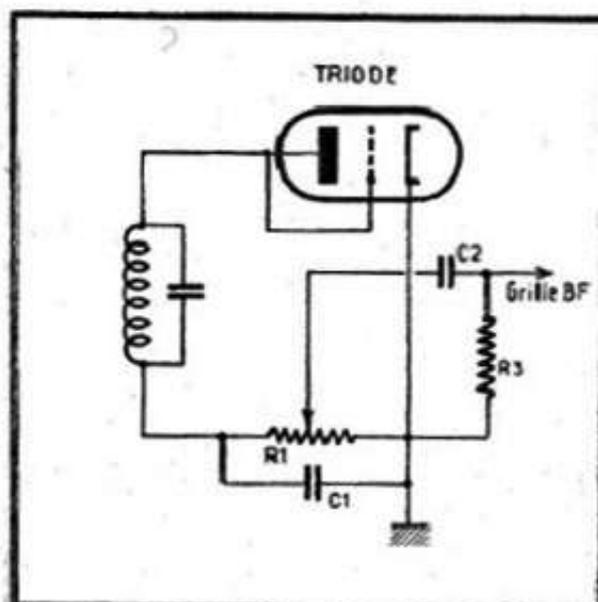


Fig. 29. — Il est incorrect de brancher le potentiomètre de puissance R_1 , suivant le schéma ci-dessus.



Fig. 30. — Une triode peut être utilisée en diode en réunissant ensemble la plaque et la grille.

Fig. 31. — On peut également employer une triode à la place d'une diode, en utilisant uniquement sa grille.



On voit immédiatement qu'avec un montage conforme au schéma de la figure 26 (lampe polarisée par la cathode), il faudrait réunir le point A du potentiomètre R_1 non pas à la masse, mais à la cathode de la lampe. De plus, la connexion correspondante devra être blindée dans certains cas.

Le schéma de la figure 29 montre une disposition à ne pas adopter (comparer ce schéma avec celui de la figure 26). En effet, suivant la position du curseur la résistance de détection R_1 se trouve shuntée plus ou moins par le circuit C_2 — portion plus ou moins

faible du potentiomètre R_3 . Par conséquent, le comportement du circuit de détection à l'égard du taux de modulation varie suivant la position du curseur.

Détecteurs diodes « ersatz »

A peu près n'importe quelle lampe peut constituer un détecteur diode fort honorable. En particulier, toute triode, dans laquelle on aura connecté la grille à la plaque (fig. 30) ou dont on utilise uniquement la grille (fig. 31), peut être employée à la place d'une diode.

Partant de là, une triode-penthode, par exemple, peut être utilisée comme une diode-penthode et même comme une double diode-penthode, si l'on considère la grille et la plaque de la triode comme deux plaques « diodes ». Dans la pratique, et nous en avons fait plusieurs fois l'expérience, une 6F7 (triode-penthode) remplace, sans aucune modification, une 6B7 (double diode-penthode) sur un récepteur.

De même, une double triode, telle que 6SL7, 6F8 ou 6C8, remplit avantageusement les fonctions d'une 6Q7 ou analogue, en utilisant l'une des triodes en diode et l'autre en préamplificatrice B.F.

Nous avons même vu, pendant la guerre il est vrai, une valve 25Z6 utilisée comme double diode, à la place d'une 6H6. Et cela fonctionnait pas mal du tout !



DÉTECTION PAR LAMPES COMBINÉES DÉTECTION "GRILLE"

Détection par EBL1-CBL6

Il existe encore, à l'heure actuelle, un nombre considérable de récepteurs en service, équipés de ces tubes, et tout dépanneur doit connaître les particularités de leur montage.

En effet, les tubes EBL1 pour l'alternatif (chauffage 6,3 V - 1,2 A) et CBL6 pour le « tous-courants » (chauffage 44 V - 0,2 A) sont des penthodes de puissance à pente élevée combinées avec deux éléments diodes, la cathode étant commune. Le culot, pour les deux tubes, est du type transcontinental et la figure 32 nous montre la constitution interne de ces lampes, l'aspect extérieur et le branchement du support, le même pour les deux modèles. On notera que la métallisation extérieure du tube est réunie, intérieurement, à la cathode.

Les lampes EBL1 (ou CBL6) demandent certaines précautions dans le montage, surtout en ce qui concerne l'antifading, et la figure 33 va nous le faire comprendre. Ce schéma représente une EBL1 dont la grille est attaquée immédiatement après détection, c'est-

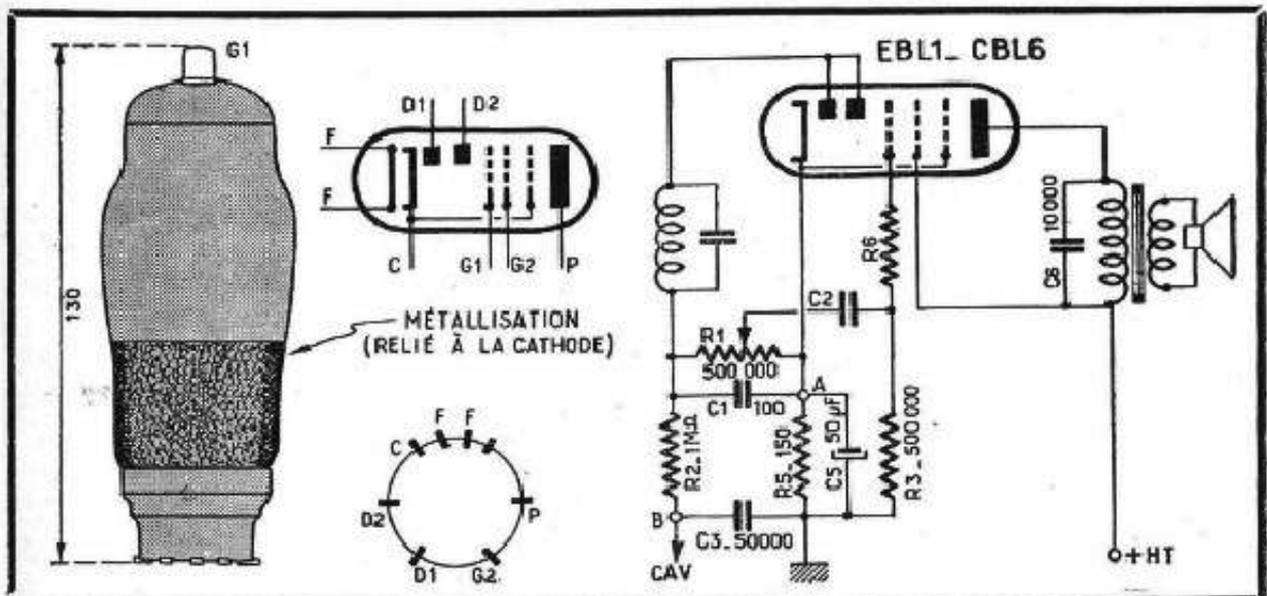


Fig. 32. — Dimensions, aspect extérieur et culot des tubes EBL1 et CBL6.

Fig. 33. — Montage incorrect d'une EBL1 ou CBL6 : tension positive importante dans la ligne C.A.V.

à-dire sans préamplification B.F. Mais cette particularité, sur laquelle nous reviendrons plus loin, n'est pas le point important du montage. Ce qui est absolument incorrect, c'est la façon dont est conçu le système antifading.

En effet, puisque la lampe est ici polarisée par la cathode (R_5-C_6), nous allons avoir au point A une tension positive de 6 volts environ, tension de polarisation normale pour une EBL1 ou une CBL6. Etant donné qu'aucun courant ne circule, au repos, dans les résistances R_1 et R_2 , cette tension de 6 volts se retrouvera en entier au point B et sera donc, par le circuit C.A.V., appliquée aux grilles des lampes commandées par l'antifading.

Pour redonner à ces lampes (changeuse de fréquence et amplificatrice M.F., en général) une polarisation normale, qui est de l'ordre de -2 à -3 volts, il faut rendre

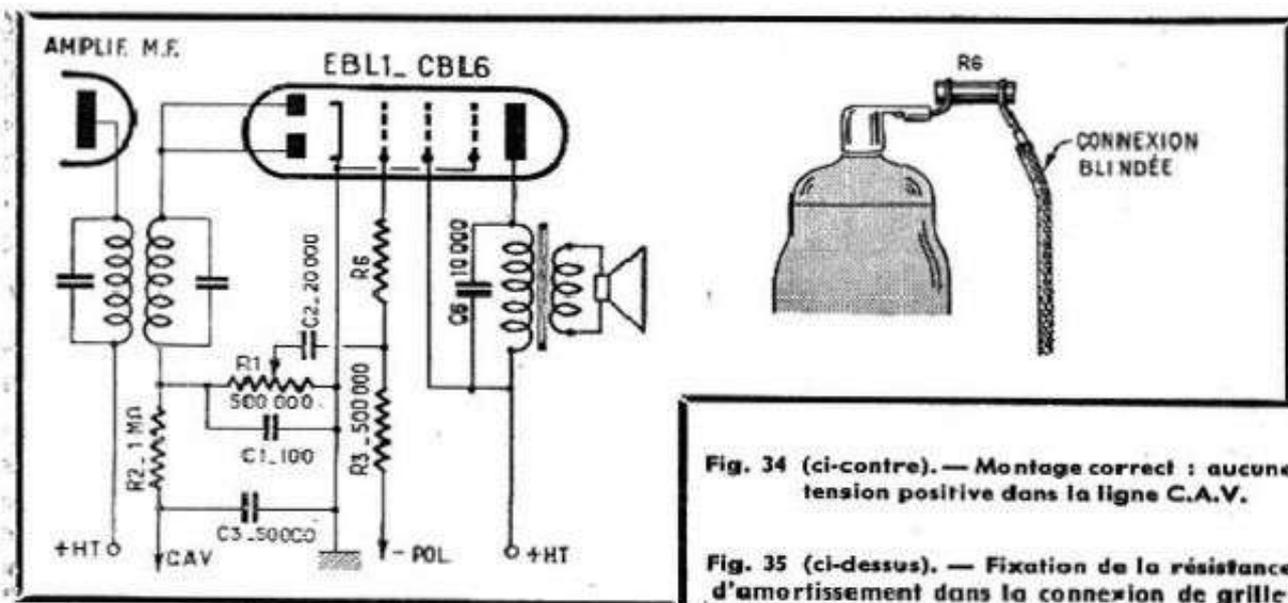


Fig. 34 (ci-contre). — Montage correct : aucune tension positive dans la ligne C.A.V.

Fig. 35 (ci-dessus). — Fixation de la résistance d'amortissement dans la connexion de grille d'une EBL1-CBL6.

leurs cathodes plus positives que les grilles de 2 à 3 volts, ce qui conduit à insérer dans les circuits cathodiques correspondants des résistances relativement élevées et entraîne de multiples inconvénients, en particulier pour l'étage changeur de fréquence.

Il est inutile de songer au montage économique et simple où l'on connecte toutes les cathodes directement à la masse.

Le montage correct serait celui de la figure 34, où nous voyons la cathode de la EBL1 réunie à la masse, le circuit de grille, par l'intermédiaire de sa résistance de fuite R_3 , aboutissant à un point du montage ($- Pol.$) où nous nous arrangeons pour créer une chute de tension négative par rapport à la masse, suivant l'un des procédés que nous connaissons déjà. Cette tension négative par rapport à la masse sera, bien entendu, égale à la polarisation normale de la lampe, soit -6 volts dans notre cas.

Les lampes EBL1 et CBL6 étant du type « poussé » (la pente de la première est de 9 mA/V), des accrochages sont à craindre et toutes les précautions doivent être prises pour les combattre. Notamment, la résistance d'amortissement dans le circuit de grille (R_6) est pratiquement indispensable dans tous les cas, d'autant plus que, la sortie de grille se faisant sur le sommet de l'ampoule, la connexion correspondante est toujours assez longue.

Le croquis de la figure 35 nous montre la façon dont il convient de fixer la résistance R_6 : immédiatement dans le voisinage de la sortie de grille, à l'extrémité de la connexion y aboutissant, qui sera blindée. La valeur de R_6 peut être de 10 000 à 50 000 ohms.

Nous avons indiqué, dans le schéma de la figure 34, un montage très simple, sans préamplification B.F., et il est bon de noter que ce montage fonctionne très bien et permet

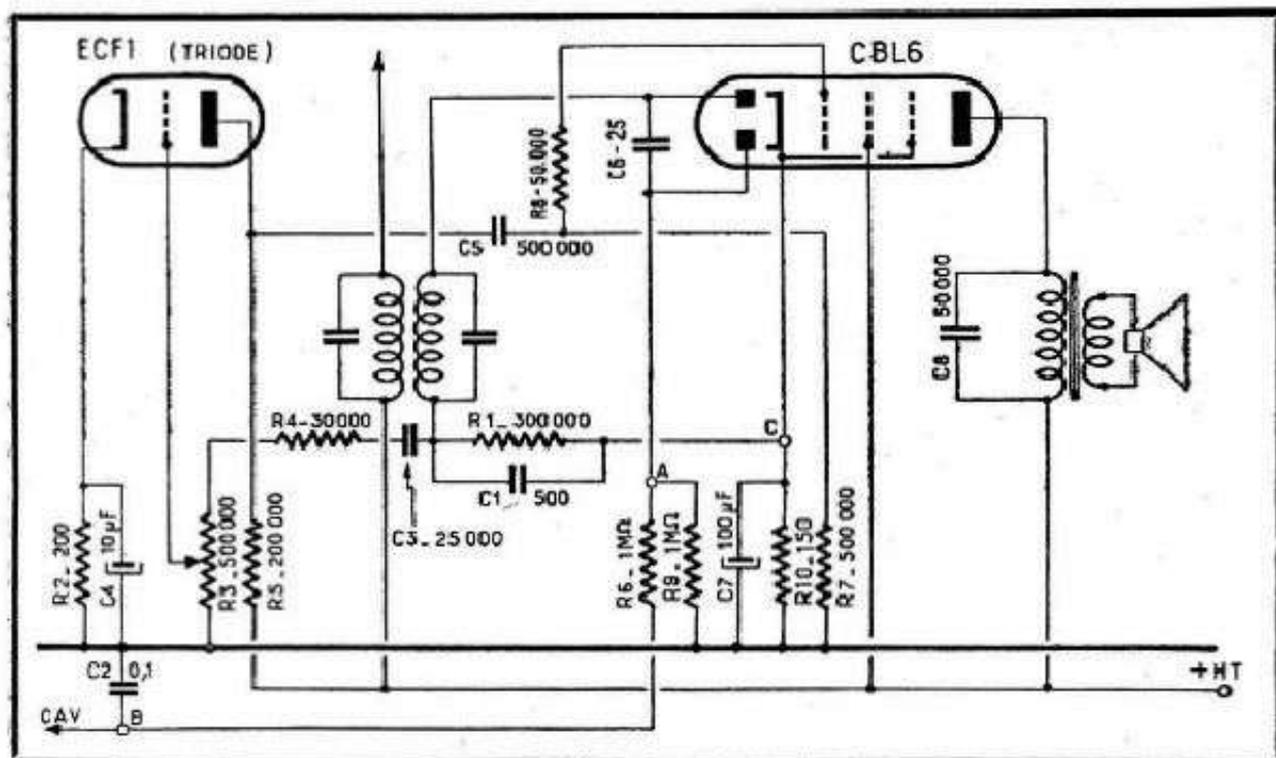


Fig. 36. — Schéma classique de la partie B.F. utilisant la détection et l'antifading différé par CBL6 (ou EBL1).

de réaliser des récepteurs à nombre de tubes réduit dont la sensibilité et la puissance restent encore acceptables. Nous avons eu l'occasion de l'expérimenter dans la combinaison ECH3-EF9-EBL1 et avons été particulièrement satisfait par son rendement.

D'ailleurs, les renseignements fournis par le constructeur de ces tubes spécifient qu'en aucun cas on ne doit dépasser, pour une EBL1, un gain de 15 entre la détection et la grille de commande, ce qui correspond sensiblement au gain procuré par une triode quelconque, et souligne l'inutilité de prévoir une préamplificatrice penthode, à moins qu'on ne veuille introduire une contre-réaction assez énergique.

Le plus souvent, la lampe EBL1 (ou CBL6) a été employée en combinaison avec la penthode-triode ECF1, l'élément penthode de cette dernière étant utilisé en amplificatrice M.F. et l'élément triode en préamplificatrice B.F.

Il est impossible de passer en revue les innombrables schémas qui peuvent en résulter et nous nous contenterons d'en étudier rapidement trois, particulièrement typiques, empruntés aux récepteurs de marques connues.

Le premier schéma, celui de la figure 36, fait appel à la polarisation par la cathode, aussi bien pour la CBL6 que pour la ECF1, mais le circuit d'antifading est complètement séparé et aucune tension continue indésirable n'est transmise aux grilles des lampes commandées. En effet, la deuxième diode de la CBL6 est alimentée en haute fréquence, à partir du secondaire du transformateur M.F., par l'intermédiaire d'une très faible capacité C_6 (25 pF). La résistance R_8 de 1 M Ω constitue la charge de ce deuxième détecteur et la composante continue du courant résultant de la détection fait apparaître au point A une tension négative par rapport à la masse, tension qui se retrouve en B et que le circuit C.A.V. transmet aux grilles des lampes soumises à l'action du dispositif anti-fading.

Jusqu'à présent, tout est normal et il s'agit, en somme, d'un système classique de détection diode que nous connaissons bien. Mais, si nous regardons le schéma de la figure 36 d'une façon plus attentive, nous verrons que la détection par la diode C.A.V. ne peut avoir lieu que si l'amplitude de la tension H.F. dépasse un certain niveau. Et cela pour la bonne raison que la cathode de la lampe se trouve à + 6 volts environ par

rapport à la masse, tandis que la plaque diode réservée à la C.A.V. est au potentiel de la masse par la résistance R_9 , donc à -6 volts par rapport à sa cathode. Or, pour qu'il y ait redressement, c'est-à-dire détection, il est nécessaire que la plaque devienne positive par rapport à sa cathode, ce qui ne pourra avoir lieu, dans notre cas, que si l'amplitude des tensions H.F. appliquées à la diode C.A.V. dépasse ce niveau de 6 volts.

En somme, tant qu'il s'agit de signaux faibles, qui, même amplifiés par les étages précédents, n'arrivent pas à nous fournir les 6 volts H.F. nécessaires au secondaire du transformateur M.F., la détection C.A.V. ne se déclenche pas et les points A et B restent pratiquement au potentiel de la masse. On dit alors que l'antifading est retardé et que sa tension de retard est de 6 volts.

Nous verrons par la suite, et en détail, tout ce qui concerne les différents systèmes d'antifading, mais il nous a paru nécessaire d'en dire quelques mots dès maintenant, car l'utilisation correcte des tubes tels que EBL1 et CBL6 ne peut pas être suffisamment expliquée si l'on fait abstraction de toute notion sur les circuits antifading qui en sont inséparables.

En dehors de cela, et toujours à propos du schéma de la figure 36, nous voyons que les tensions B.F. résultant de la détection sont transmises à la grille de l'élément triode d'une ECF1, amplifiées, et appliquées, par une liaison classique à résistances-capacité, à la grille de commande de la CBL6.

Bien entendu, le schéma de la figure 36 peut être réalisé, sans aucune modification, avec une EBL1, dans la version « alternatif ». La seule différence résidera dans l'impédance du transformateur de sortie, qui est de 2000-2500 ohms pour une CBL6, et de 7000 ohms pour une EBL1.

Le schéma de la figure 37 s'apparente à celui de la figure 34, dans ce sens que toutes les cathodes des lampes sont réunies à la masse et que la polarisation négative est appliquée directement à la grille de la EBL1. Ici encore on fait appel à une préamplification B.F. par l'élément triode d'une ECF1, dont la grille est polarisée par le procédé dit « par courant inverse de grille », grâce à une résistance de fuite R_1 de valeur élevée.

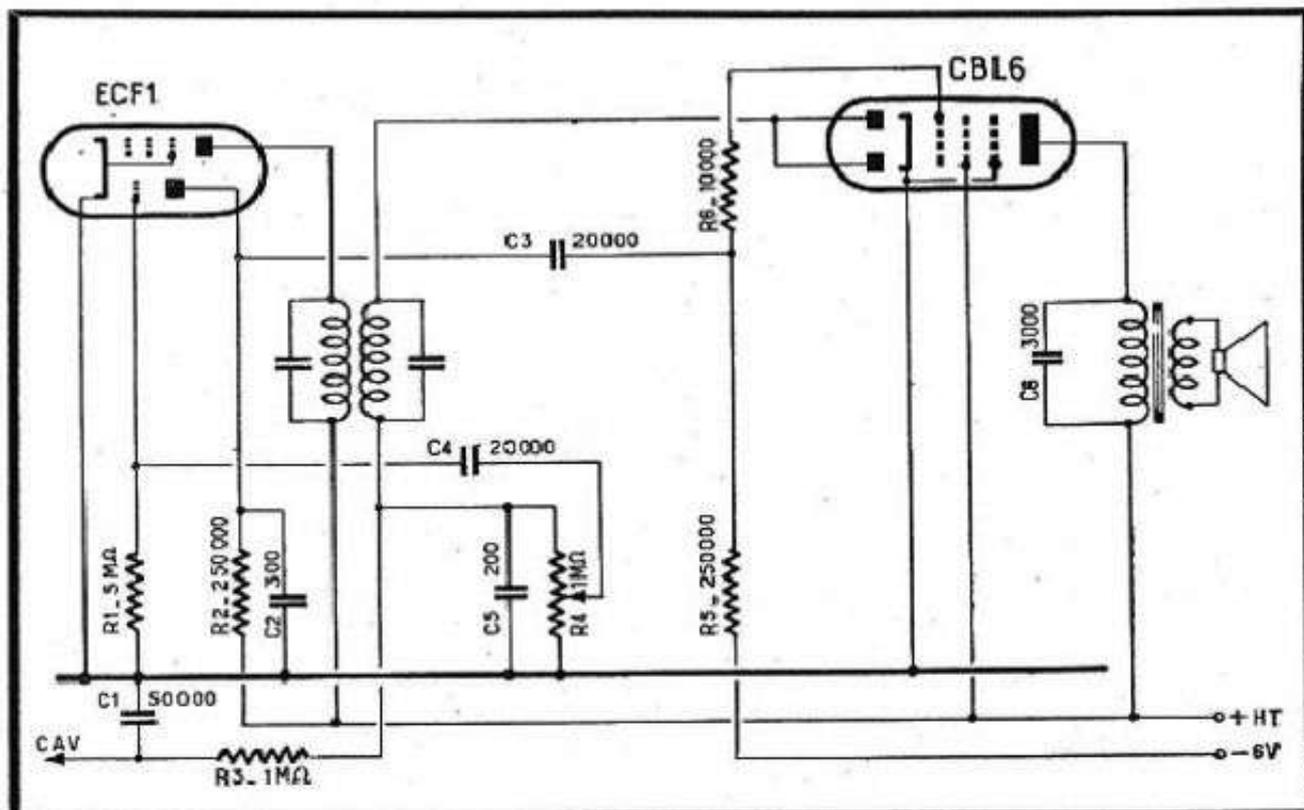


Fig. 37. — Schéma analogue au précédent, mais avec mise de cathodes à la masse et antifading non différé.

Ce schéma, très simple, peut être traité en « tous-courants », en mettant une CBL6 à la place de la EBL1. On notera que le condensateur shuntant le primaire du transformateur de sortie est d'autant plus élevé que l'impédance est plus faible. Une valeur comprise entre 2000 et 10 000 pF est généralement suffisante pour une EBL1, mais avec une CBL6 on est parfois conduit à pousser jusqu'à 50 000 pF. Tout dépend de la tonalité plus ou moins grave que l'on désire obtenir et de la tendance de l'étage final à l'accrochage.

Le dernier schéma, celui de la figure 38, est encore un « tous-courants », mais plus simple et, en même temps, plus perfectionné que celui de la figure 36. Toutes les cathodes des tubes sont, en effet, réunies directement à la masse, un filtre H.F. est prévu dans le circuit de détection et une contre-réaction, agissant sur l'ensemble de l'amplificateur B.F., permet d'atténuer un peu les aiguës et d'améliorer la musicalité.

Le circuit anodique de la lampe finale est alimenté, comme on le voit, par la haute tension prélevée à l'entrée du filtre, tandis que tous les autres circuits H.T. reçoivent une tension filtrée.

Les tensions négatives nécessaires à la polarisation de la CBL6 et de toutes les autres lampes sont obtenues en intercalant deux résistances (R_9 et R_{10}), soit 115 ohms au total, dans le retour à la masse du « moins » H.T. De cette façon, nous obtenons en A environ — 6 volts par rapport à la masse, que nous utilisons pour polariser la CBL6, tandis qu'en B nous aurons environ — 1,5 volt.

La résistance de charge R_{11} de la diode C.A.V. aboutit au point B et, par conséquent, cette diode se trouve négative par rapport à la masse, c'est-à-dire par rapport à sa cathode. Donc, suivant nos explications relatives au schéma de la figure 36, l'action de l'antifading est retardée, mais de 1,5 volt seulement.

Cependant, la tension négative du point B est transmise simultanément à la grille triode de la ECF1 et aussi aux grilles des autres tubes, par le circuit C.A.V. Autrement dit, au repos, en absence de tout signal, les lampes changeuse de fréquence et amplificatrice M.F. sont polarisées à — 1,5 volt.

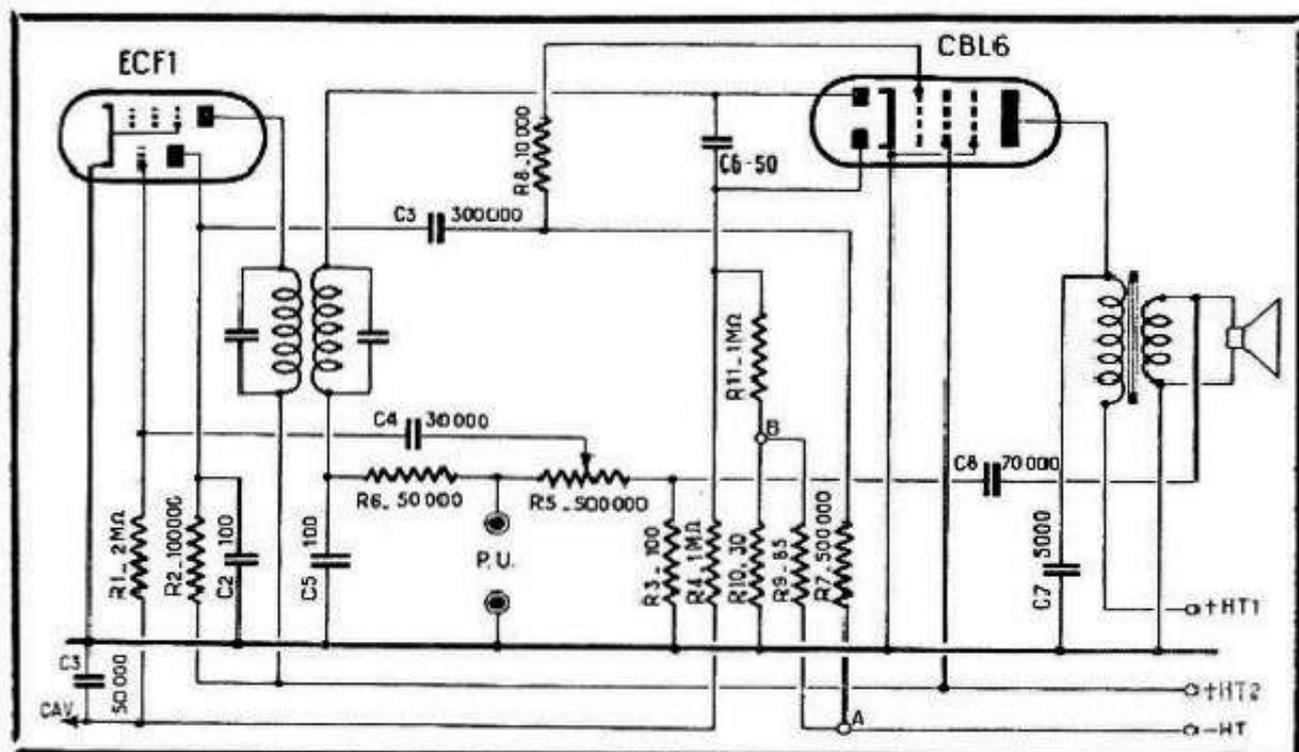


Fig. 38. — Schéma avec antifading différé, cathodes à la masse et polarisation « par le moins » de toutes les lampes.

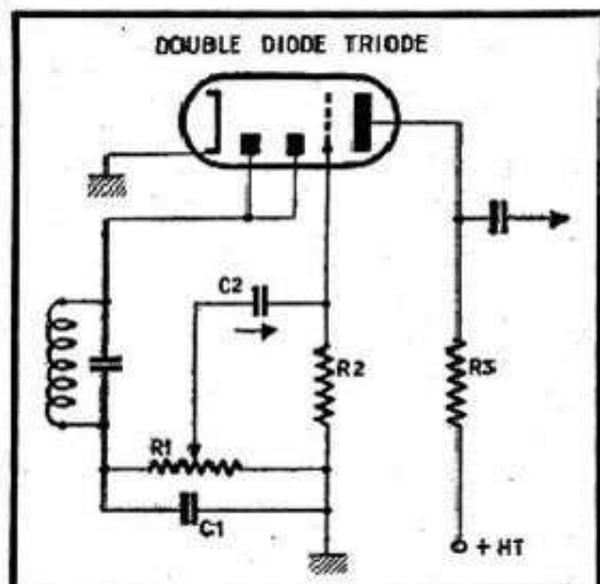


Fig. 39. — Lorsque le condensateur C_1 est claqué, le fonctionnement est analogue à celui d'une détectrice « grille ».

Chose curieuse, la triode ECF1 est également soumise à l'action antifading ce qui, en général, n'est pas très indiqué.

Le circuit de contre-réaction du schéma de la figure 38 est très simple et consiste à transmettre une fraction de la tension prélevée sur la bobine mobile à une résistance (R_3) placée à la base du potentiomètre R_5 . Il est immédiatement visible que le taux de cette contre-réaction est plus élevé aux fréquences élevées, puisque à ce moment la capacité de C_3 devient plus faible. Donc, atténuation des aiguës.

Tout ce que nous avons dit au sujet des EBL1 et CBL6 s'applique également aux tubes de même conception, mais plus anciens : ABL1 et CBL1.

Détection grille

Il est curieux de constater que la détection par courbure de la caractéristique de grille, dite « détection par la grille » ou « détection-grille », a été inventée et utilisée longtemps avant la détection diode, bien qu'elle n'en constitue qu'un cas particulier de fonctionnement incorrect.

On peut même dire, en exagérant à peine, qu'une détection grille équivaut à une détection diode en panne.

Nous avons, par exemple, un récepteur quelconque, équipé d'une double diode-triode (6AV6, EBC41 ou autre, peu importe) ou même d'une diode-penthode genre EAF42 (fig. 39), et nous constatons que son fonctionnement laisse à désirer. Il se produit, en particulier, une distorsion très marquée, lorsqu'on pousse le potentiomètre R_1 sur une émission un peu puissante. Après quelques mesures et tâtonnements nous trouvons que le condensateur de liaison C_2 est claqué, en court-circuit franc ou présentant un isolement tout à fait insuffisant.

Eh bien, sans le savoir, nous avons fait de la détection grille, et nous allons voir, avec un peu d'imagination, que le schéma de la figure 39, lorsque le condensateur C_2 est en court-circuit, est rigoureusement équivalent au schéma classique d'une « détectrice grille ».

En effet, rien ne nous empêche de placer la résistance de charge de détection (R_1), et le condensateur C_1 qui la shunte, entre le bobinage et les diodes, le retour du bobinage se faisant alors à la masse. Nous obtenons ainsi le schéma de la figure 40.

Puisque le condensateur C_2 est en court-circuit, nous n'avons aucune raison de le faire figurer et le schéma résultant est alors celui de la figure 41, toujours équivalent à celui de la figure 39.

La résistance de détection R_1 peut ne pas être un potentiomètre; c'est une commo-

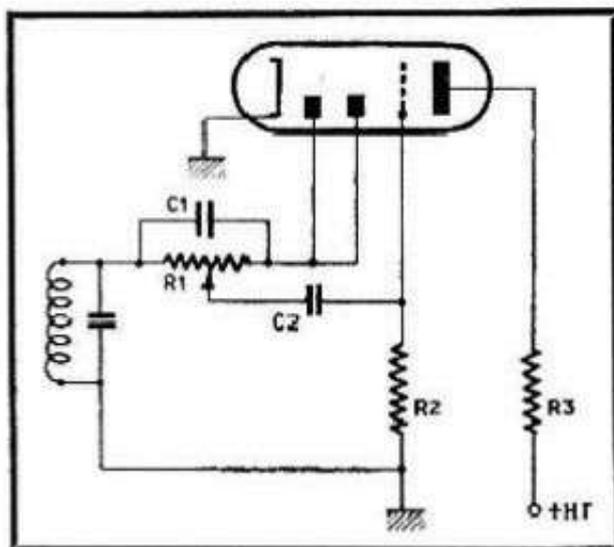


Fig. 40. — Les éléments C_1 et R_1 peuvent être placés du côté opposé à la masse.

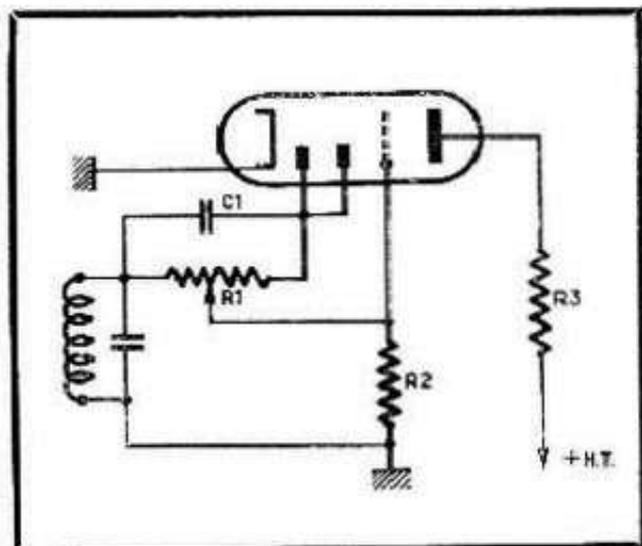


Fig. 41. — Puisque le condensateur C_1 est claqué on peut le supprimer.

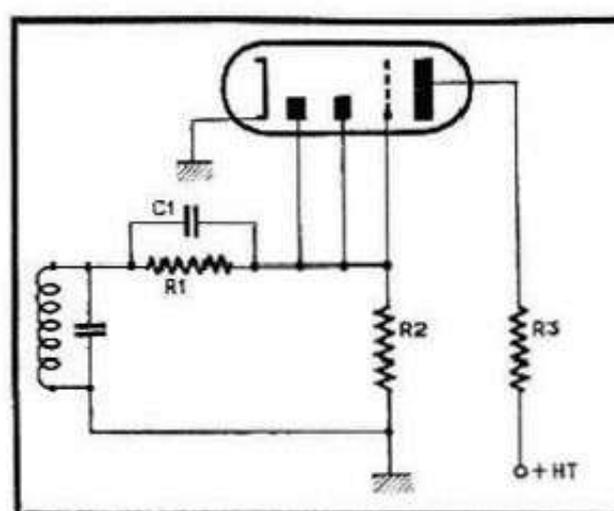


Fig. 42. — Le potentiomètre R_1 peut être une simple résistance.

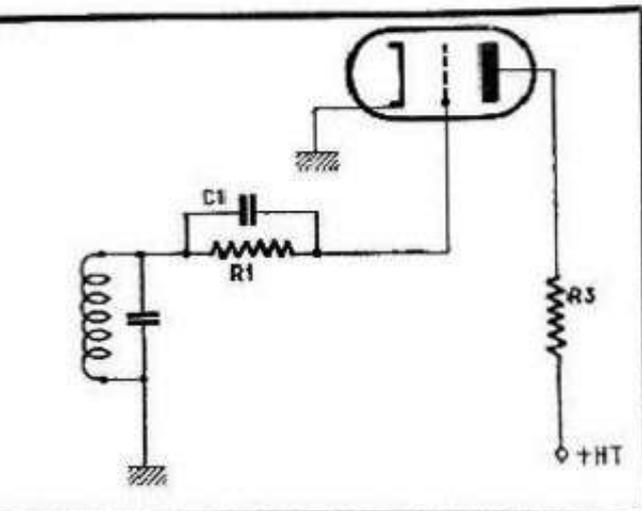


Fig. 43. — On arrive ainsi au schéma classique d'une détectrice « par la grille ».

dité qui nous permet de régler la puissance, mais pas une nécessité. Donc, en figurant R_1 sous forme d'une résistance fixe, nous arrivons au schéma de la figure 42.

Nous voyons alors que les deux diodes et la grille se trouvent réunies ensemble, ce qui nous permet de les assimiler à une électrode unique, une grille. Par ailleurs, la résistance R_2 , shuntant l'ensemble R_1 - C_1 bobinage, peut être supprimée : sa valeur est toujours élevée et son influence peut être négligée. Nous obtenons finalement le schéma de la figure 43, qui est celui, classique, d'une détectrice « grille » à triode.

Particularités de la détection « grille »

1. — LAMPES UTILISÉES. — N'importe quelle triode, avons-nous vu, peut être montée en détectrice grille, mais on utilise, le plus souvent, une penthode, pour profiter de l'amplification supérieure de ces tubes.

Parmi les penthodes H.F., celles qui conviennent le mieux pour la détection grille sont les penthodes dites à pente fixe, à faible recul de grille. On en trouve dans toutes les séries et nous n'en mentionnerons que quelques-unes parmi les plus connues : 6J7, 6SJ7, 6F6, 6F40. Le montage d'une penthode en détectrice grille peut se faire soit suivant le schéma de la figure 44, soit suivant celui de la figure 45. Le résultat est sensiblement équivalent, avec, cependant, un amortissement plus élevé du circuit précédent dans le cas de la figure 45.

Voici quelques indications sur l'ordre de grandeurs de la valeur des éléments R_1 , R_2 , R_3 , C_1 , C_2 et C_3 pour les tubes indiqués ci-dessus :

R_1 — Cette résistance sera de 1 à 1,5 M Ω dans tous les cas.

R_2 — Sa valeur dépend de celle de la résistance R_3 et sera ajustée, suivant le tube utilisé, pour avoir le maximum de sensibilité. On peut indiquer, cependant, l'ordre de grandeur suivant :

pour $R_3 = 200\ 000$ ohms, R_2 sera de 0,6 à 1 M Ω ;
pour $R_3 = 100\ 000$ ohms, R_2 sera de 0,3 à 0,5 M Ω .

En un mot, la valeur de R_2 sera toujours de 3 à 5 fois plus élevée que celle de R_3 , et cela est valable aussi bien pour les récepteurs « alternatifs » que pour les « tous-courants ».

R_3 — Résistance de charge du circuit anodique. Sa valeur sera comprise entre 100 000 et 500 000 ohms lorsqu'il s'agit de tubes à chauffage indirect, et entre 250 000 et 1 M Ω lorsqu'il s'agit de penthodes « batteries » genre 1S5 ou 1L4.

C_1 — Ce condensateur pourra être de 100 pF dans tous les cas.

C_2 — Condensateur découplant la tension d'écran. Sa valeur dépend, dans une certaine mesure, de celle de la résistance R_2 . Approximativement on peut dire que C_2 sera de 0,1 μ F si R_2 est inférieure à 1 M Ω , et de 0,05 à 0,02 μ F si R_2 est supérieure à 1 M Ω .

C_3 — Condensateur de découplage, pratiquement indispensable lorsqu'il s'agit d'une détectrice grille. Valeur de 100 à 500 pF.

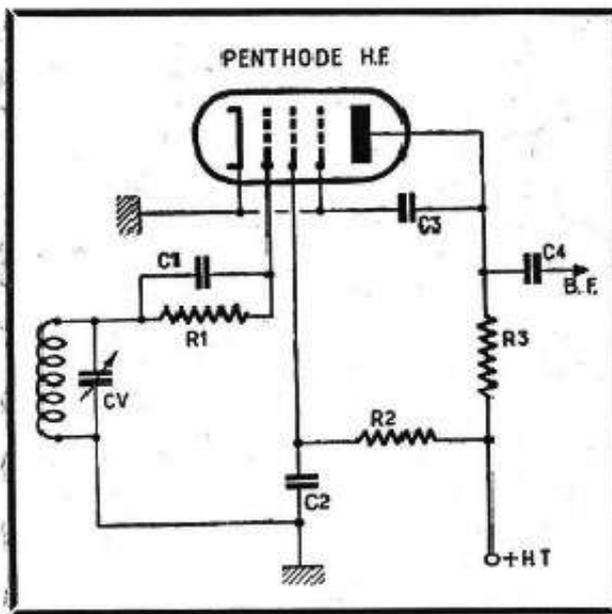
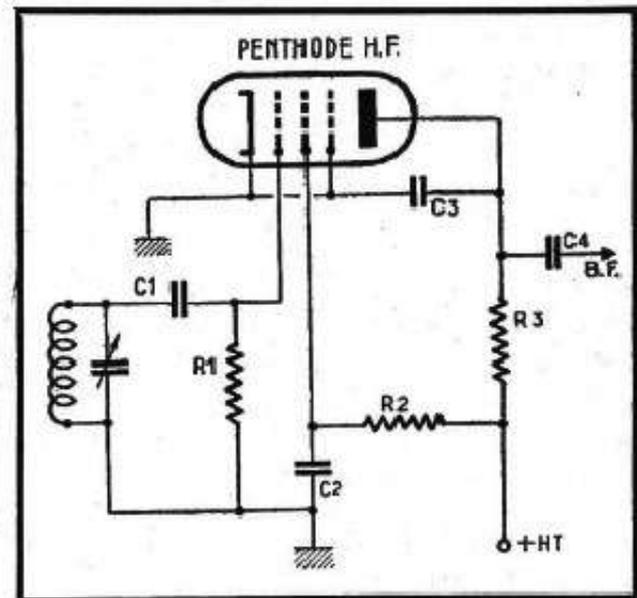


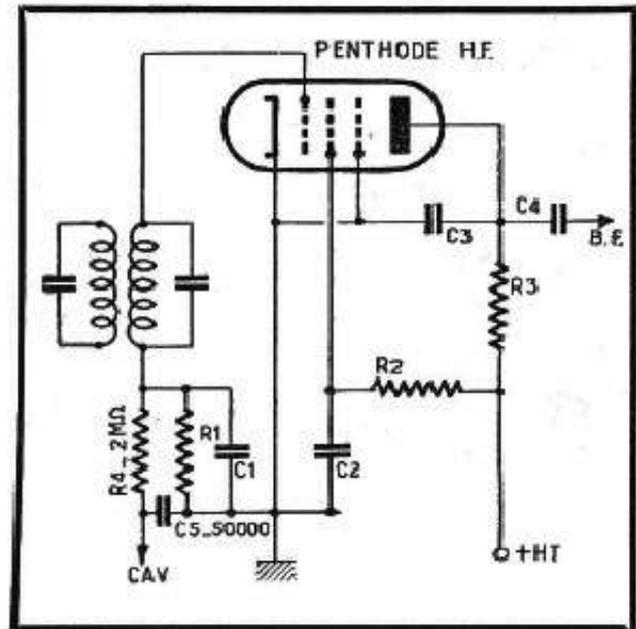
Fig. 44 (ci-dessus). — Le plus souvent on utilise une penthode...

Fig. 45 (ci-dessous). — ...dont la résistance de fuite R_1 peut être montée également de cette façon.



2. — SENSIBILITÉ. — Tout le monde s'accordait, à une certaine époque, pour reconnaître une grande sensibilité à la détectrice grille, et cette réputation s'est conservée, un peu à tort, à notre avis, même de nos jours. En effet, si l'on compare une diode-penthode quelconque, montée normalement en détectrice-préamplificatrice B.F., à une penthode utilisée en détectrice grille, on ne trouve pratiquement aucun avantage à cette dernière, bien au contraire.

Fig. 46. — Il est possible, avec la détection par la grille, de prévoir l'antifading.



Le seul point où une détectrice grille possède une certaine supériorité, est le domaine des signaux très faibles. C'est pour cette raison que la détection grille est plus indiquée que la détection diode dans des récepteurs simples où l'amplification du signal avant détection n'est pas très poussée, par exemple dans les récepteurs à amplification directe.

3. — DISTORSION. — En regardant n'importe quel schéma de détection grille (fig. 43, 44 ou 45), nous nous rendons immédiatement compte des particularités suivantes :

a) La grille de la lampe n'est pratiquement pas polarisée au repos. En réalité, un courant résiduel très faible circule dans la résistance R_1 et rend la grille faiblement négative par rapport à la masse, de $-0,2$ à $-0,5$ volt environ, suivant la valeur de R_1 .

b) La grille de la lampe devient d'autant plus négative que le signal détecté est plus puissant. Cela est normal, puisqu'il se produit, le long de la résistance R_1 , une chute de tension due, à la composante continue du courant détecté.

c) La polarisation augmentant avec le signal, peut devenir excessive lorsque ce signal dépasse une certaine limite, ce qui entraîne, comme nous le savons, une distorsion plus ou moins prononcée. En somme, il se produit exactement le même phénomène que dans notre schéma de la figure 39, qui nous a permis de dire que la détection grille pouvait être considérée comme une détection diode en panne.

4. — COURANT ANODIQUE. — Puisque la polarisation de repos d'une détectrice grille est sinon nulle du moins très faible, le courant anodique correspondant est relativement élevé, mais diminue lorsqu'un signal arrive, et cela d'autant plus que ce signal est puissant.

Par exemple, dans le cas d'une penthode EF40 montée suivant le schéma de la figure 44, ce courant sera, pour une haute tension, de 250 volts, de l'ordre de 1 mA pour $R_2 = 200\ 000$ ohms et de 2 mA pour $R_3 = 100\ 000$ ohms. Il pourra facilement diminuer au quart ou au cinquième de cette valeur à la réception d'un signal suffisamment puissant.

5. — AMORTISSEMENT. — Puisque la détection grille dérive de la détection diode, nous pouvons prévoir que l'amortissement qu'elle introduit sur le circuit qui la précède est du même ordre de grandeur : $R_1/2$ environ dans le cas de la figure 44 et $R_1/3$ dans celui de la figure 45.

6. — INFLUENCE DES VALEURS C_1 ET R_1 . — On admet généralement que le produit R_1 (en mégohms) par C_1 (en microfarad) doit être de l'ordre de 0,0001 à 0,00015. Si ce produit est plus élevé, on gagne en sensibilité, mais on perd en fidélité.

7. — ANTIFADING. — Théoriquement, rien ne nous empêche de prévoir un circuit C.A.V. à partir d'une détectrice grille. En effet, nous pouvons tout aussi bien monter notre détectrice suivant le schéma de la figure 46, ce qui nous facilite l'établissement du circuit C.A.V. qui peut également commander la grille d'un indicateur cathodique.

A noter que ce montage n'est guère réalisable dans un récepteur à amplification directe où le circuit précédant la détectrice est accordé par un condensateur variable. Il faut, en effet, isoler ce dernier de la masse, ce qui est peu commode et conduit à des complications mécaniques.

Par contre, dans un superhétérodyne normal, ce montage peut rendre quelques services en permettant d'effectuer un dépannage lorsqu'on n'a pas une double diode-triode ou une diode-penthode sous la main.



DÉTECTION PLAQUE ET DÉTECTION SYLVANIA DÉTECTRICES A RÉACTION

Détection « plaque »

Il est assez malaisé d'expliquer ce mode de détection sans avoir recours aux courbes, mais on peut cependant le faire dans une certaine mesure par comparaison avec la détection grille.

Dans cette dernière, avons-nous vu, la détection s'opérait par redressement de la haute fréquence, modulée ou non, appliquée à la grille de la lampe, grille qui jouait le rôle d'une plaque diode, en somme. La lampe, pour détecter convenablement, devait fonctionner avec une polarisation de repos pratiquement nulle (fig. 47).

Une détectrice « plaque » fonctionne, au contraire, avec une polarisation de repos très élevée, annulant pratiquement le courant anodique. De plus, son principe n'est pas celui d'un redresseur (cas d'une diode ou d'une détectrice « grille »), mais bien celui d'une amplificatrice H.F. fonctionnant avec très forte distorsion.

Expliquons-nous. Jusqu'à présent, nous avons admis, et cela reste vrai pour toutes les amplificatrices H.F. ou B.F. normales, que la polarisation d'un tube devait être fixé-

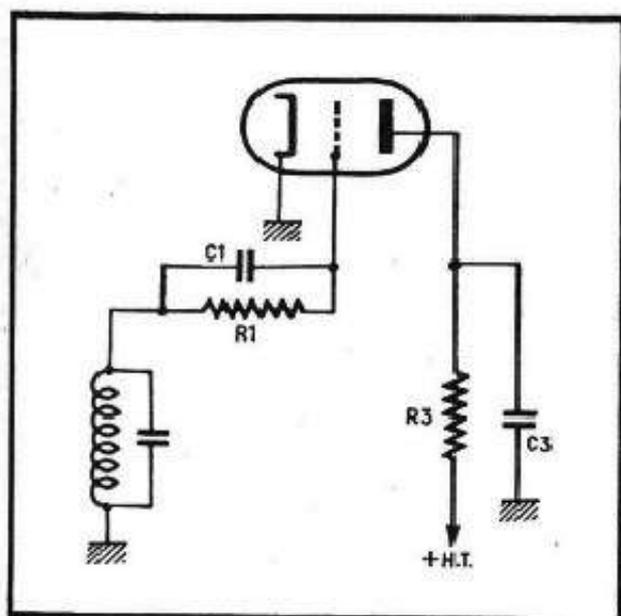


Fig. 47. — Pour détecter la lampe fonctionne avec une polarisation de repos pratiquement nulle.

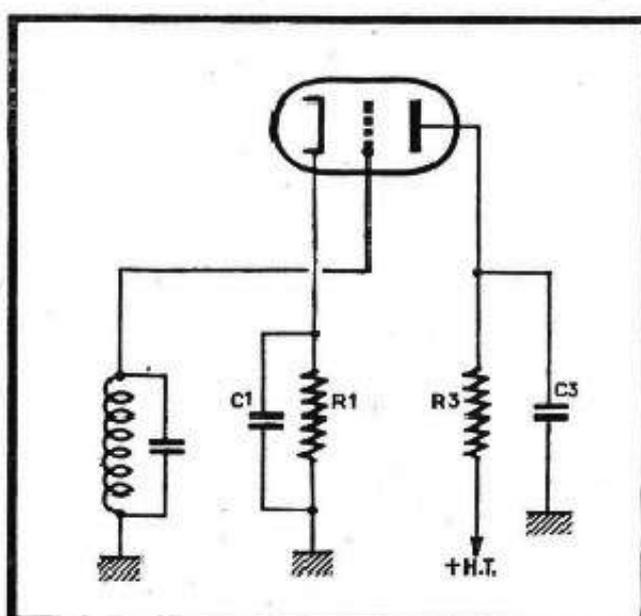


Fig. 48. — Pour supprimer la composante H.F., on prévoit un condensateur (C_1) shuntant R_1 .

à une valeur telle que les alternances positives et négatives d'une tension H.F. ou B.F. appliquée à la grille soient également reproduites par les variations correspondantes de la tension ou du courant anodique. Si la polarisation est trop faible, ce sont les alternances positives qui « butent » dans la zone dangereuse du courant grille, tandis que si la polarisation est trop élevée, ce sont les alternances négatives qui s'engagent dans la région incertaine des courants anodiques très faibles ou même nuls. Dans les deux cas, il y a distorsion dans un sens ou dans l'autre, les alternances correspondantes étant plus ou moins « rabotées ».

Or, lorsque nous avons parlé de la détection d'une onde H.F. modulée en amplitude, nous avons dit que la première chose à faire était de supprimer, plus ou moins complètement, les alternances H.F. négatives ou positives, avec la bande de modulation correspondante.

Il suffit donc d'appliquer la haute fréquence à détecter sur la grille d'une lampe polarisée suffisamment pour « raboter » pratiquement toutes les alternances négatives. Les alternances positives, ainsi que la bande de modulation correspondante, se retrouvent, amplifiées, dans le circuit anodique de la lampe, aux bornes de la résistance R_3 et il nous suffit de supprimer la composante H.F. en prévoyant un condensateur (C_3) qui court-circuite pratiquement la résistance de charge R_3 (fig. 48).

Nous avons vu, à propos de la détection diode, que la haute fréquence modulée amputée de ses alternances négatives pouvait être considérée comme un mélange de trois composantes : H.F., B.F. et continue. Lorsque la grille du tube détecteur reçoit ce mélange, la composante continue modifie sa polarisation initiale dans le sens de la diminution et provoque, par conséquent, une augmentation du courant anodique, d'autant plus marquée que le signal est plus puissant.

Nous voyons donc qu'à ce point de vue la détection par la plaque se différencie également de celle par la grille.

En ce qui concerne la polarisation initiale, nous pouvons, bien entendu, polariser soit par la grille directement, soit par la cathode, à l'aide d'une résistance (R_1) de valeur suffisamment élevée.

Particularités de la détection « plaque »

I. — Lampes utilisées

Rien ne nous empêche d'utiliser une triode, mais une penthode reste toujours plus indiquée à cause du gain plus élevé qu'elle permet d'obtenir. Les penthodes pour la détection « plaque » seront choisies parmi les types indiqués plus haut pour la détection « grille » : 6J7, 6SJ7, EF6, EF40, etc.

Le montage le plus souvent adopté est celui de la figure 49, avec, parfois, la tension écran stabilisée par un diviseur de tension, comme le montre le schéma.

Voici quelques indications sur l'ordre de grandeur de la valeur des différents éléments de la figure 49, pour les tubes indiqués ci-dessus.

R_1 . — Cette résistance est toujours relativement élevée, nettement supérieure, dans tous les cas, à celle qui serait nécessaire pour polariser le tube en tant qu'amplificateur. Sa valeur exacte dépend de la lampe utilisée et de la tension d'écran, mais reste généralement comprise entre 5000 et 25 000 ohms. Elle doit être telle que le courant anodique de la lampe soit, en absence de tout signal, de 0,1-0,15 mA environ.

R_2 . — Si la tension écran est obtenue à l'aide d'une seule résistance, telle que R_2 , cette dernière devra être ajustée avec soin de façon à avoir une bonne sensibilité. On comprend sans peine que la tension écran d'une détectrice plaque est assez critique, car c'est elle qui commande le courant anodique et, partant de là, la polarisation. Généralement, la valeur de R_2 reste comprise entre 300 000 ohms et 1 M Ω , la tension écran étant, dans ces conditions, de 40 à 60 volts environ.

R_3 . — Même chose que pour la détection « grille » : la valeur de cette résistance sera comprise entre 100 000 et 500 000 ohms.

R_4 . — Pour avoir une tension écran plus stable on utilise fréquemment le montage potentiométrique (diviseur de tension) de la figure 49. Dans ce cas, les résistances R_2 et R_4 sont déterminées de façon à avoir sur l'écran une tension de 40 à 60 volts, tout en assurant à l'ensemble diviseur un débit permanent de l'ordre de 2 mA, soit 20 à 30 fois supérieur au courant écran.

Cela nous donne, pour une haute tension de 250 volts,

$$R_2 = 100\ 000\ \text{ohms}$$

$$\text{et } R_4 = 25\ 000\ \text{à } 30\ 000\ \text{ohms}$$

et pour une haute tension de 100 volts (tous-courants)

$$R_2 = 30\ 000\ \text{ohms}$$

$$\text{et } R_4 = 15\ 000\ \text{à } 20\ 000\ \text{ohms}$$

C_1 . — Ce condensateur sera un électrochimique du type « polarisation », de 5 à 25 μF .

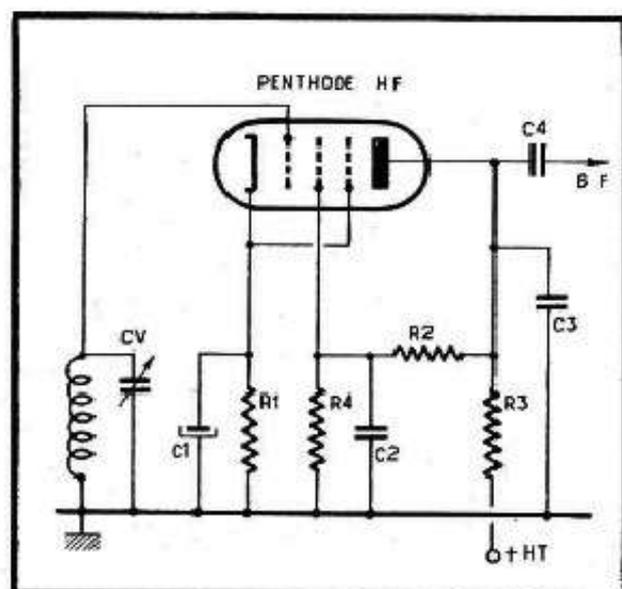


Fig. 49. — La tension écran d'une détectrice plaque est obtenue souvent par un diviseur de tension.

C_2 . — Condensateur découplant la tension d'écran. Sa valeur peut être, dans tous les cas, de 0,1 à 0,25 μF .

C_3 . — Comme pour la détection « grille » ce condensateur de découplage sera de 100 à 500 pF.

2. — Sensibilité

Sans entrer dans les détails, disons qu'une détectrice « plaque » est nettement moins sensible qu'une détectrice « grille ». Avec un même tube, un EF40 par exemple, il faudrait une tension d'attaque H.F. modulée sensiblement double, en détection « plaque », pour obtenir une même tension de sortie de quelque 2 volts B.F.

3. — Distorsion

Nous avons vu, pour la détection « grille », que le fonctionnement était correct pour de faibles amplitudes de la tension d'attaque H.F., mais qu'une distorsion pouvait apparaître lorsque ces amplitudes devenaient élevées. Dans le cas d'une détection « plaque », c'est le contraire qui se produit : les signaux de faible amplitude sont en quelque sorte sacrifiés, car le fonctionnement a lieu dans ce que l'on appelle le coude inférieur de la caractéristique, c'est-à-dire dans une région de forte courbure, d'où distorsion.

Par contre, lorsque l'amplitude H.F. devient suffisamment élevée, le point de fonctionnement glisse vers la région rectiligne de la caractéristique et la distorsion diminue.

En résumé, la détection « plaque », moins sensible, est mieux adaptée à la détection des signaux H.F. d'amplitude élevée.

4. — Courant anodique

Ce courant dépend évidemment de la tension d'écran, mais ce qu'il faut retenir c'est qu'il est minimum en absence de tout signal et augmente avec l'amplitude de ce dernier. En général le courant anodique de repos d'une détectrice plaque se situe entre 0,1 et 0,2 mA.

5. — Amortissement

A ce point de vue, la détection plaque possède un avantage par rapport à la détection grille : elle n'apporte aucun amortissement sur le circuit qui la précède.

Détection dite « Sylvania »

Nous avons vu, à propos des déphaseurs, que l'on pouvait prélever la tension de sortie d'un tube amplificateur sur une résistance de charge insérée dans le circuit de cathode.

Nous pouvons dès lors modifier le schéma de la figure 49, en supprimant la résistance de charge R_3 dans le circuit anodique et en prélevant la tension de sortie sur la résistance cathodique R_1 . Le résultat sera pratiquement identique, et nous obtenons alors le schéma de la figure 50. Bien entendu, le condensateur C_1 , shuntant la résistance de charge cathodique, ne sera plus un électrochimique de valeur élevée, mais un « mica » de valeur juste suffisante pour constituer un court-circuit pour la H.F.

La résistance R_1 de la figure 50 aura une valeur telle que le courant anodique, au repos, soit réduit à une valeur très faible : 0,05 à 0,1 mA à peu près. Autrement dit, on place le point de fonctionnement dans le coude inférieur de la caractéristique.

Particularités de la détection « Sylvania »

1. — Lampes utilisées

Une triode quelconque peut être utilisée pour la détection « Sylvania » : 6C5, 6J5, EBC41, 6AT6, etc., le schéma pratique de montage étant celui de la figure 51.

Voici quelques indications sur l'ordre de grandeur de la valeur des différents éléments de la figure 51.

R_1 . — Cette résistance devra être telle que le courant qui la traverse (courant ano-

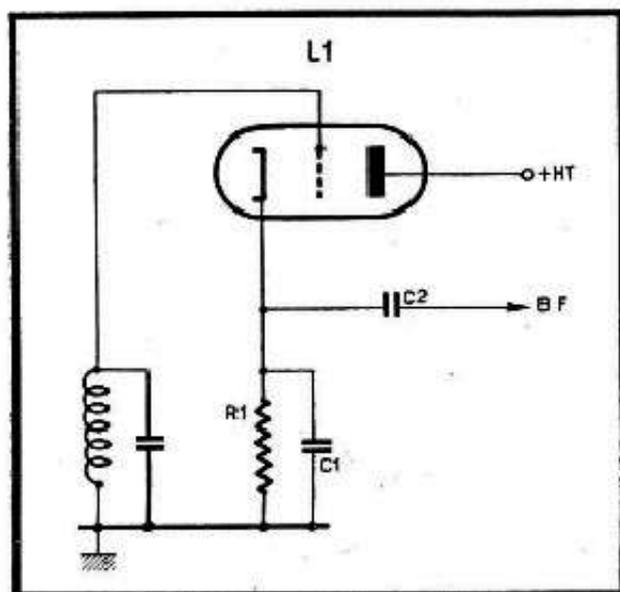


Fig. 50. — Schéma de principe d'une détectrice « Sylvania ».

Fig. 51 (ci-dessous). — Schéma pratique d'une détectrice « Sylvania ».

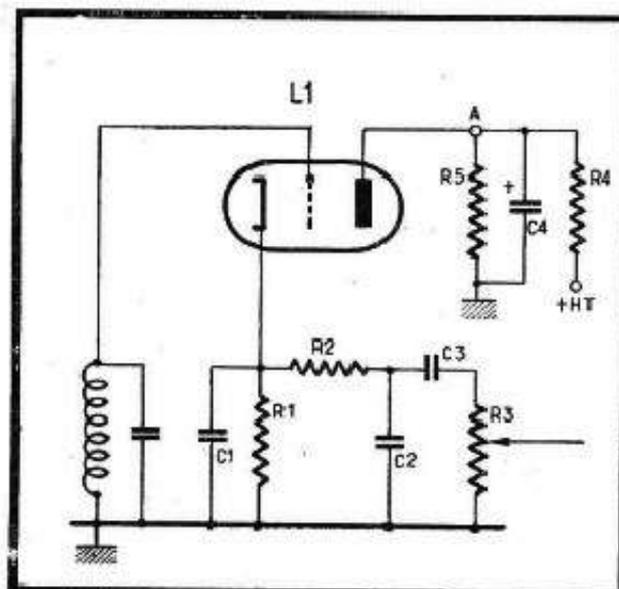
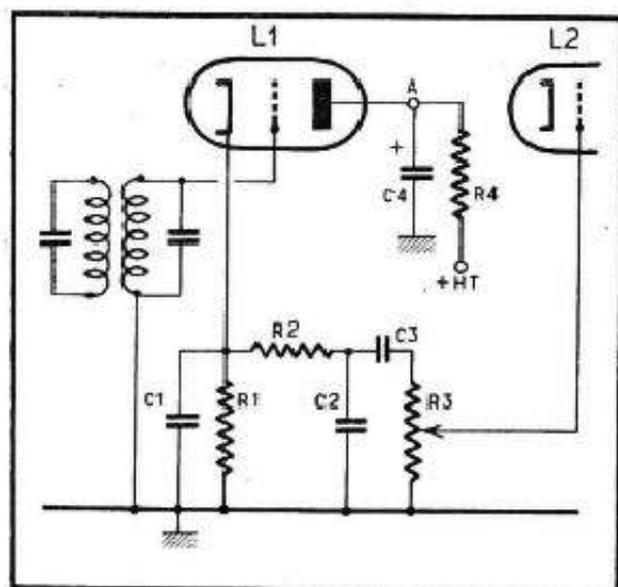


Fig. 52 (ci-dessus). — La tension plaque est souvent obtenue par un diviseur de tension.

dique) soit de 0,05 à 0,1 mA à peu près, la tension à l'anode de la lampe (point A) étant d'une centaine de volts. Pratiquement, cela revient à prendre $R_1 = 50\ 000$ à $60\ 000$ ohms pour les tubes courants.

R_2 . — Résistance faisant partie du filtre H.F. R_2 - C_2 . Sa valeur n'est nullement critique et se situera vers 25 000-30 000 ohms.

R_3 . — Potentiomètre faisant office de résistance de fuite de la lampe L_2 , préamplificatrice B.F. Etant donné la valeur relativement faible de la résistance de charge R_1 , la valeur de R_3 peut être, sans inconvénient, de l'ordre de 200 000-250 000 ohms. Dans tous les cas, la valeur courante de 500 000 ohms convient parfaitement.

R_4 . — Résistance chutrice destinée à amener le potentiel en A à 100 volts environ au repos, en absence de tout signal. Sa valeur dépend, bien entendu, de la haute tension d'alimentation. Dans un récepteur « alternatif » normal (+ H.T. = 250 volts), R_4 serait d'une valeur élevée, ce qui présente l'inconvénient de rendre la tension anodique en A peu stable. C'est pourquoi on préfère presque toujours adopter la solution d'un pont, tel que celui de la figure 52, où les résistances R_4 et R_5 seront, respectivement, de 30 000 ohms et de 20 000.

Le courant permanent dans un tel diviseur de tension étant de l'ordre de 5 mA, il est prudent d'adopter des résistances de 1 watt.

C_1 . — Condensateur court-circuitant la composante H.F. aux bornes de la résistance de charge R_1 . Le choix de la valeur relative de cette capacité se fait comme dans le cas de la détection par diode. Autrement dit, il faut que le produit $R_1 C_1$ soit beaucoup plus élevé que la période de la H.F. à détecter. Cette dernière étant, le plus souvent, de l'ordre de 450 à 470 kHz, soit 450 000 à 470 000 périodes par seconde, $R_1 C_1$ doit être 20 à 30 fois plus grand que $1/450\ 000$ (soit 0,000 0022 environ).

Par conséquent, nous devons avoir, à peu près, $R_1 C_1 = 0,000\ 05$, ce qui conduit, pour $R_1 = 50\ 000$ ohms, à $C_1 = 0,001\ \mu\text{F}$ (1.10^{-9} farad), soit 1 000 pF.

Mais, en même temps, le produit $R_1 C_1$ doit rester inférieur à la période correspondant à la fréquence de modulation la plus élevée, soit 4 500 périodes par seconde environ. Ce produit doit donc rester inférieur à $1/4\ 500$ (0,000 22 environ), et nous voyons, en faisant le calcul, que la valeur de C_1 ne doit pas dépasser 4 000 pF.

Il en résulte que la double condition ci-dessus est plus facilement satisfaite que dans le cas de la détection par diode, et on dit souvent que la détection « Sylvania » reproduit mieux les aiguës, puisque l'action shunt de la capacité C_1 est beaucoup moins marquée.

A remarquer que l'on trouve aussi, dans certains schémas de constructeurs connus, des valeurs de C_1 nettement plus faibles, comprises entre 250 et 500 pF.

Rappelons que le produit $R_1 C_1$ doit être formé en exprimant C_1 en farad et R_1 en ohms.

C_2 . — Cette capacité, tout comme la résistance R_2 , peut ne pas être nécessaire, l'action « filtrante » du condensateur C_1 étant suffisante. Cependant l'intérêt du circuit $R_2 C_2$ réside dans le fait que, combiné avec l'ensemble $C_3 R_3$, il peut contribuer à relever les graves et les aiguës, à condition de choisir convenablement les différentes valeurs.

Si aucune correction de tonalité n'est recherchée, C_2 sera de 250 à 500 pF.

C_3 . — Dans les conditions normales, qu'il existe ou non un filtre H.F. tel que $R_2 C_2$, la valeur de C_3 est subordonnée à celle du potentiomètre R_3 si l'on cherche à ne pas trop sacrifier les graves. Si $R_3 = 500\ 000$ ohms, on peut se contenter, à la rigueur, de $C_3 = 20\ 000$ pF, mais si R_3 n'est que de 200 000 ou de 250 000 ohms on prendra, obligatoirement, $C_3 = 50\ 000$ pF.

C_4 . — Qu'il s'agisse du montage de la figure 51 ou de celui de la figure 52, le condensateur C_4 sera, de préférence, un électrochimique de 8 μ F. On voit, cependant, dans certaines réalisations, $C_4 = 0,1$ μ F ou 0,25 μ F.

2. — Sensibilité

La sensibilité d'une détectrice « Sylvania » est comparable à celle d'un détecteur diode. Les essais sommaires que nous avons pu effectuer sur quelques récepteurs, en y remplaçant la détection diode normale par une détection « Sylvania », n'ont pas révélé une diminution quelconque de sensibilité.

3. — Distorsion

La détection « Sylvania » a une excellente réputation de fidélité, ce qui n'a rien d'étonnant puisqu'il s'agit d'un montage fortement « contre-réactionné » en intensité. En effet, la résistance R_1 fait partie, simultanément, du circuit d'entrée (grille-cathode) et de celui de sortie.

4. — Amortissement

L'avantage essentiel de la détection « Sylvania » est qu'elle se comporte, vis-à-vis du circuit qui la précède, comme la détection « plaque », c'est-à-dire n'y introduit aucun amortissement.

5. — Antifading

En revanche, une détectrice « Sylvania » seule ne permet pas la réalisation d'un système antifading, simple ou retardé, la composante continue apparaissant aux bornes de la résistance de charge R_1 étant telle que la cathode de la lampe reste constamment positive par rapport à la masse. Il est donc nécessaire d'avoir recours soit à une diode combinée avec la lampe suivante, préamplificatrice B.F., soit à une diode séparée.

6. — Préamplification B.F

Une détectrice « Sylvania », à cause justement de la contre-réaction énergétique qui s'y trouve introduite, ne nous apporte aucun gain en B.F. et la tension qu'elle délivre ne suffit pas, sauf quelques cas particuliers, pour attaquer directement un étage final.

Il est donc nécessaire de prévoir une amplificatrice B.F. en tension avant l'étage final. Cet étage sera classique et nous nous inspirerons, pour sa réalisation, de tout ce qui a été dit sur l'amplification B.F. à résistances-capacité.

Quelques idées

Il est curieux de constater que la détection « Sylvania », malgré ses avantages intéressants, n'est pratiquement pas employée dans la construction radio classique, sauf dans quelques rares récepteurs de luxe. Evidemment, si l'on recherche l'économie à tout prix, la solution « Sylvania » est nettement moins indiquée qu'une EBC41 ou autre 6AV6.

La réalisation pratique d'une détection « Sylvania », qu'il s'agisse d'un récepteur à construire ou d'un récepteur à modifier, peut être envisagée de plusieurs façons différentes et nous allons donner quelques idées générales, que chacun pourra adapter à ses besoins.

Le schéma de la figure 53 peut s'appliquer, par exemple, aux tubes suivants :

L₁. — Amplificatrice M.F. quelconque : EF41, 6BA6, EF85, etc.

L₂. — Triode simple ou élément triode d'une lampe combinée. Comme nous l'avons indiqué plus haut, n'importe quelle triode peut convenir : 6C5, 6J5, EBC41, 6AT6, ECC81, etc.

L₃. — Préamplificatrice B.F.-détectrice des tensions C.A.V. : EBC41, 6AV6, 6AT6-EBC81, etc.

Dans le cas ci-dessus la grille du tube L₃ ainsi que la ligne C.A.V. sont polarisées à -1,5 volt environ par un moyen quelconque, et l'antifading est donc légèrement retardé, puisque la cathode de L₃ est réunie à la masse.

On peut envisager une autre solution, plus simple et plus économique, résumée par le schéma de la figure 54, dont tous les éléments ont la même valeur que sur le schéma précédent, sauf C₃ et R₆.

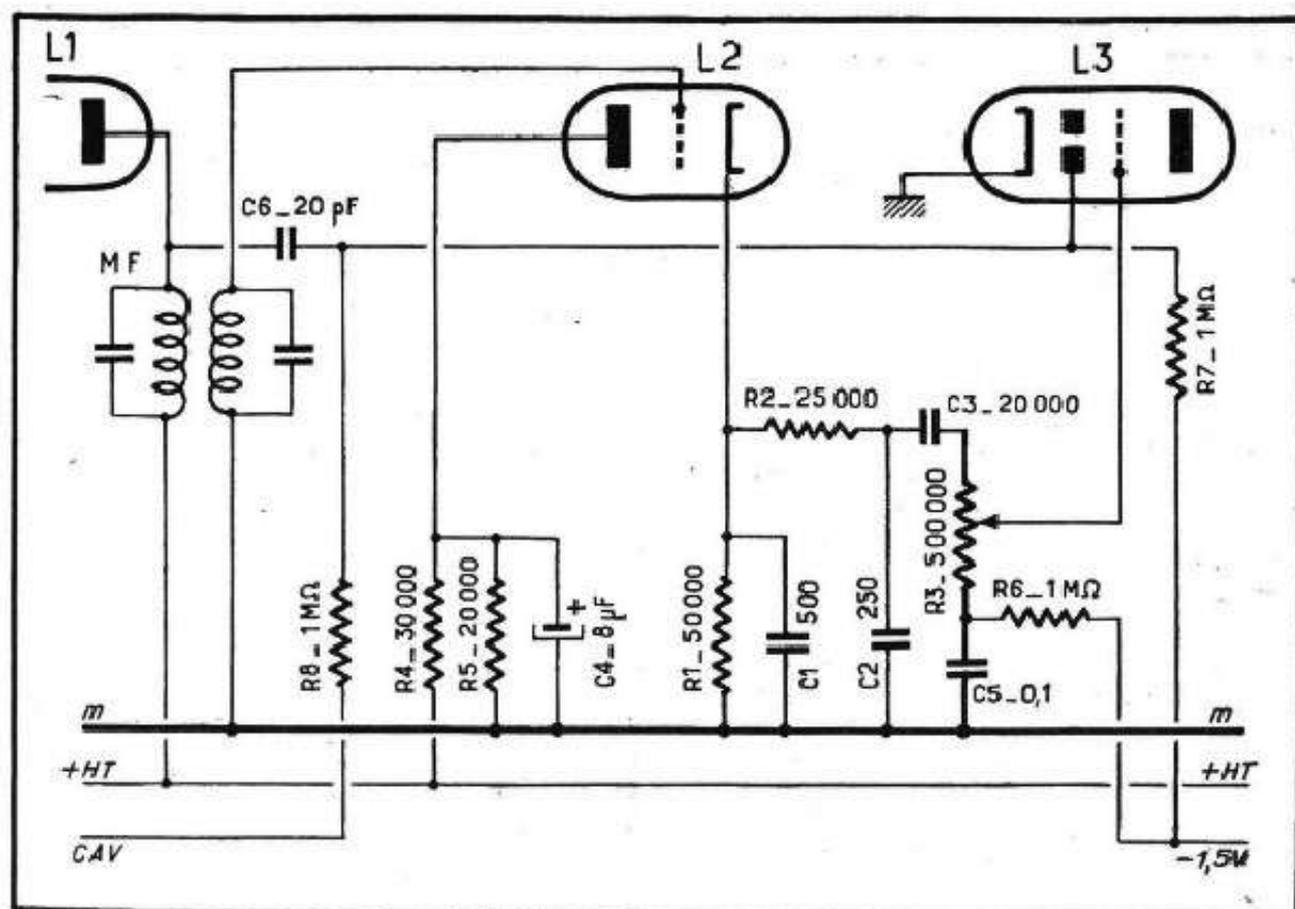


Fig. 53. — Schéma pratique de l'étage détecteur « Sylvania », de l'étage préamplificateur B.F. et du circuit C.A.V.

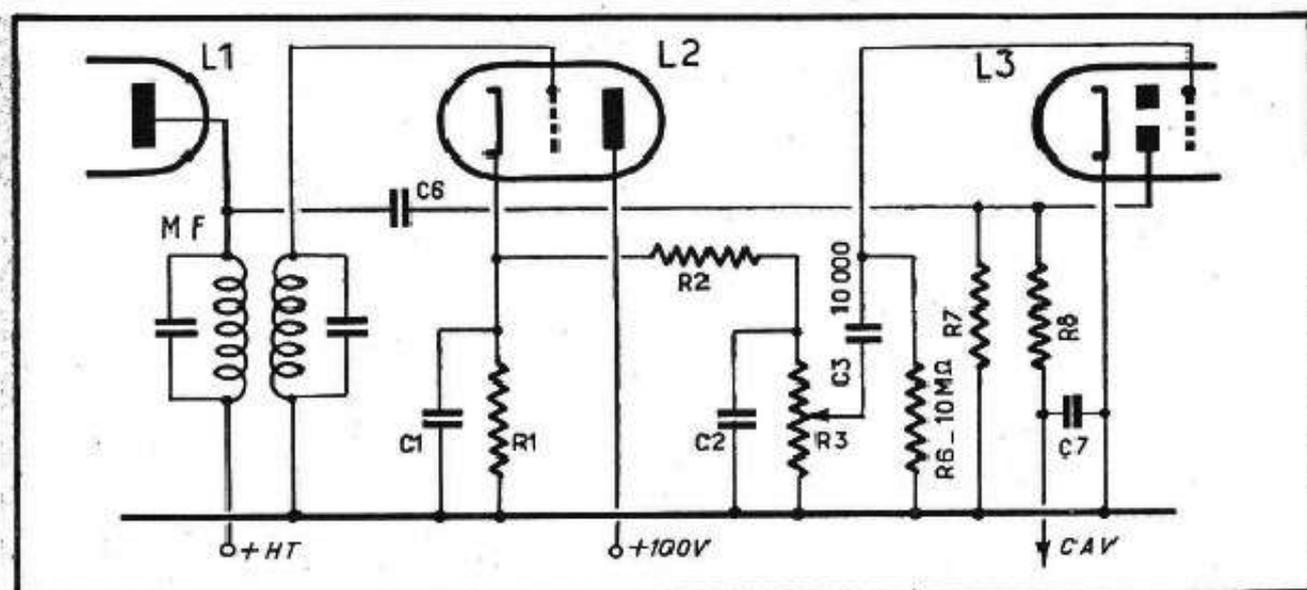


Fig. 54. — Schéma analogue à celui de la figure 53, mais simplifié en ce qui concerne la polarisation.

Il est à remarquer que nous alimentons la diode C.A.V. en haute fréquence à partir du primaire du transformateur M.F., par l'intermédiaire d'une capacité (C_6) de faible valeur, mais que nous pouvons, tout aussi bien, connecter C_6 à la grille de L_2 , c'est-à-dire prélever la tension H.F. sur le secondaire.

Ce qui est regrettable dans les systèmes d'antifading ci-dessus, c'est que l'amortissement introduit dans la détection diode de la C.A.V. fait perdre en partie les avantages acquis par la détection « Sylvania ». Nous pouvons cependant réduire, dans une certaine mesure, cet amortissement, en donnant à R_7 et à R_8 une valeur élevée. Par exemple $R_7 = 2 \text{ M}\Omega$ et $R_8 = 3 \text{ M}\Omega$.

Une solution assez élégante nous est offerte par l'emploi d'une double triode, telle que ECC40, ECC81, ECC82 ou ECC83, et le schéma de la figure 55 nous donne un exemple d'une telle réalisation, la détection C.A.V. se faisant par la diode de l'amplificatrice M.F. (EAF42 ou EBF80). On peut également utiliser ce schéma avec polarisation de

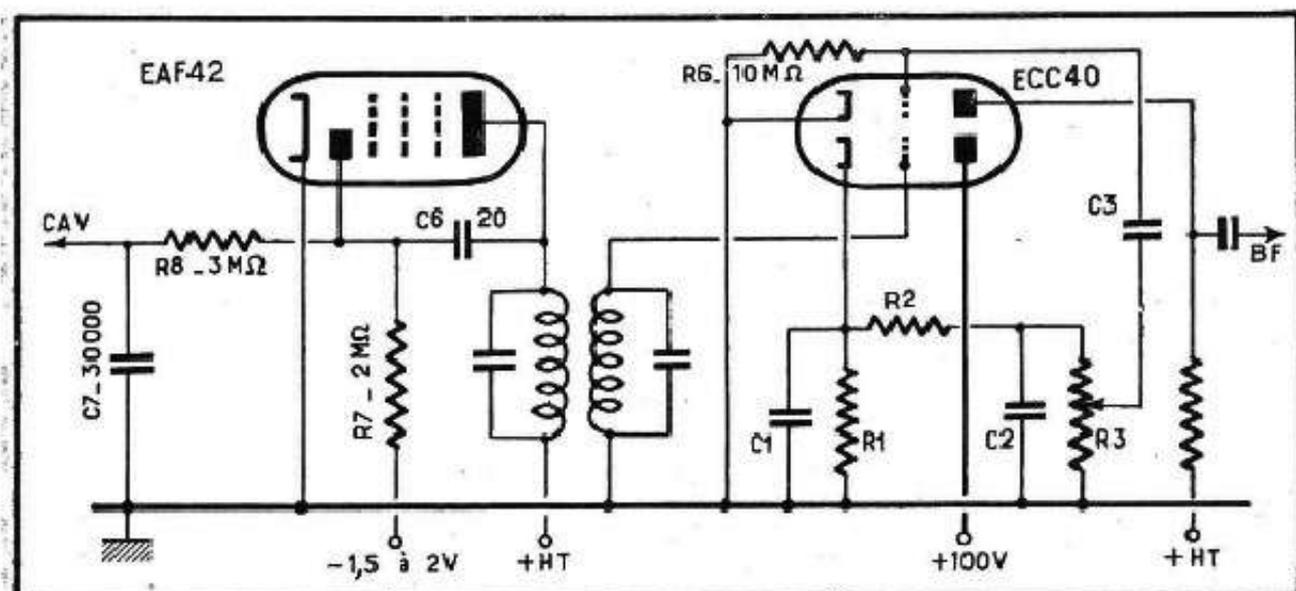


Fig. 55. — Schéma d'un étage détecteur « Sylvania » et préamplificateur B.F. combiné en un seul tube ECC40.

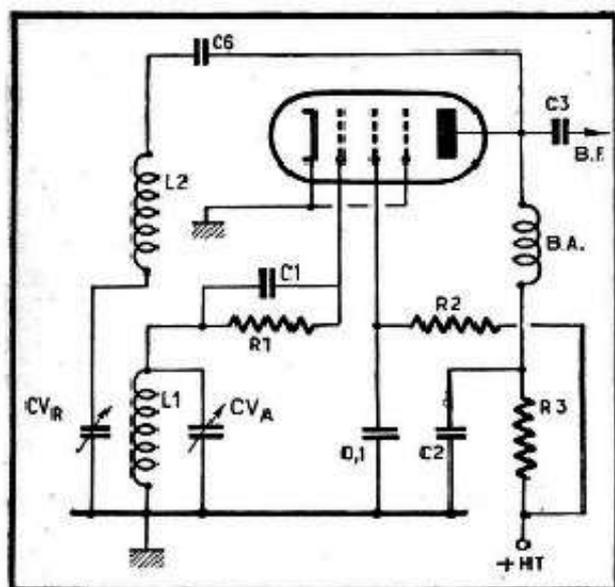


Fig. 56. — Schéma d'une détectrice à réaction classique.

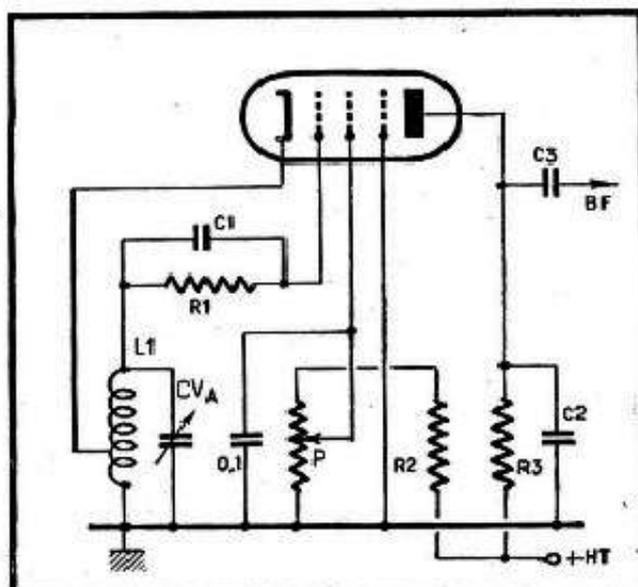


Fig. 57. — Schéma d'une détectrice à réaction ECO.

l'élément B.F. de la ECC40 par une tension négative, suivant le système analogue à celui de la figure 53.

Détectrices à réaction

Nous pensons que, pour clore cette revue des différents systèmes de détection, il est nécessaire de dire quelques mots sur les détectrices à réaction utilisées soit dans des superhétérodynes bon marché, soit dans des récepteurs à amplification directe.

Nous avons pu, en effet, à plusieurs reprises, nous rendre compte que des techniciens, même assez expérimentés, « séchaient » souvent lamentablement devant une détectrice à réaction et se montraient incapables d'en régler correctement l'accrochage.

Lorsque nous avons parlé de la contre-réaction, nous avons effleuré la question en signalant que la réaction augmentait le gain et permettait d'obtenir des appareils très simples d'une étonnante sensibilité. Il existe, en fait, deux schémas fondamentaux de détectrices à réaction qui donnent, soigneusement réalisés, d'excellents résultats en P.O., G.O. et O.C.

Le premier, celui où la réaction se fait par couplage entre les circuits de grille et de plaque (fig. 56) nécessite, comme le montre le schéma, un enroulement spécial, dit de réaction (L_2), couplé à la bobine de grille.

Le second, représenté dans la figure 57, est celui dit « ECO », bien connu. Le bobinage de grille L_1 comporte une prise, placée à environ un sixième ou un cinquième de l'enroulement du côté masse, que l'on réunit à la cathode de la lampe.

En ce qui concerne le montage de la figure 56, il est nécessaire d'observer un certain sens dans le branchement de la bobine L_2 . La figure 58 nous montre comment nous devons voir tourner le fil des bobines L_1 et L_2 lorsque nous les regardons par la même extrémité du tube, tandis que la figure 59 indique le branchement à effectuer.

Quant à la réaction, l'accrochage, son apparition plus ou moins facile est déterminée par un certain nombre de facteurs qu'il est assez malaisé de prévoir d'avance et que nous allons essayer de résumer.

1. — La réaction est d'autant plus violente que la bobine L_2 comporte plus de spires et que son couplage avec L_1 est plus serré. Il n'est pas possible de fixer le nombre de spires exact que doit comporter L_2 , mais nous pouvons nous guider par la règle approximative suivante :

Si le couplage entre L_1 et L_2 est serré, autrement dit si les deux bobines sont « collées » l'une contre l'autre ou si L_2 est bobiné par dessus L_1 , le nombre de spires de L_2 sera de $1/3$ à $1/4$ de celui de L_1 . Par contre, si le couplage entre les deux bobines est plus lâche, par exemple avec une distance de 3-4 mm environ entre L_1 et L_2 , le nombre de spires de L_2 pourra être la moitié de celles de L_1 .

2. — Pour un nombre de spires de L_2 donné, l'accrochage est déterminé par la capacité du CVR (condensateur variable de réaction) dont la capacité maximum sera de 250-300 pF. Nous remarquerons d'ailleurs, en faisant nos essais, qu'il faut beaucoup plus de « réaction » aux fréquences inférieures d'une gamme qu'aux fréquences élevées. Autrement dit, pour une gamme P.O. normale par exemple, de 185 à 570 m, l'accrochage sera obtenu sur 185 m avec les lames du CVR à peine engagées, tandis que pour accrocher sur 570 m il faudra mettre le CVR presque au maximum.

3. — S'il nous arrive à ne pas pouvoir décrocher, même en mettant le CVR au minimum, on peut essayer plusieurs remèdes, pour ne pas avoir à diminuer le nombre de spires de L_2 , ce qui est souvent peu commode.

a. — Diminuer la valeur du condensateur C_6 . Ce condensateur ne constitue en somme qu'une protection contre un court-circuit éventuel du CVR, et sa valeur est généralement du même ordre de grandeur que celle du CVR.

b. — Shunter l'enroulement L_2 par une résistance (R_4 , fig. 60) que l'on ajustera de façon à pouvoir accrocher et décrocher dans toute l'étendue de la gamme. Ordre de grandeur : 5 000 à 20 000 ohms.

c. — Mettre une résistance en série (R_5 , fig. 61) dans le circuit de réaction, entre L_2 et C_6 , par exemple. Ordre de grandeur : 100 à 500 ohms.

4. — S'il nous arrive, au contraire, à ne pas pouvoir accrocher, soit sur toute la gamme, soit sur une partie (en général le bas, en fréquence), ne nous empressons pas d'accuser l'insuffisance de spires de L_2 , mais essayons d'augmenter la valeur de C_6 , en y mettant, par exemple, 500 à 1 000 pF.

D'autre part, le défaut d'accrochage peut provenir également du montage peu

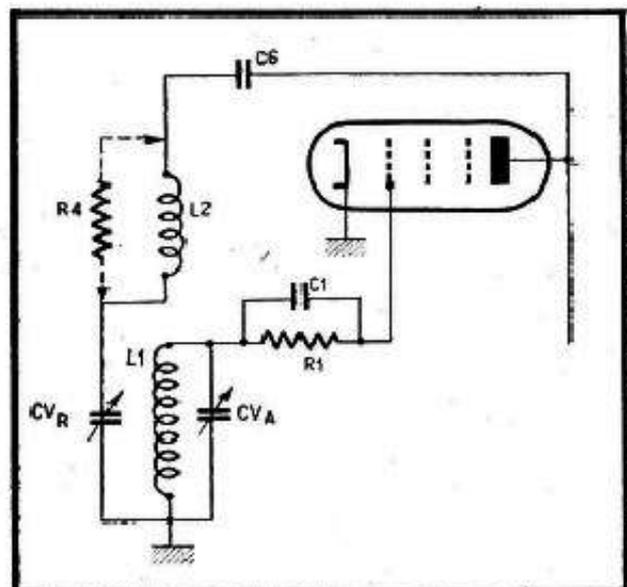
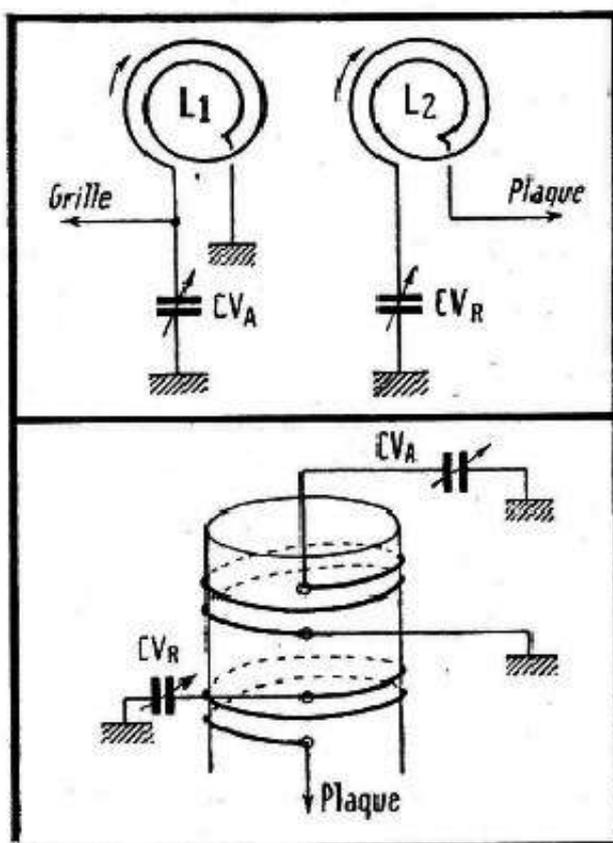


Fig. 58 (en haut, à gauche). — Sens des bobines pour la détectrice à réaction de la figure 57.

Fig. 59 (ci-contre). — Disposition pratique des bobines de la figure 58.

Fig. 60 (ci-dessus). — Pour diminuer la réaction on peut amortir l'enroulement correspondant par une résistance shunt.

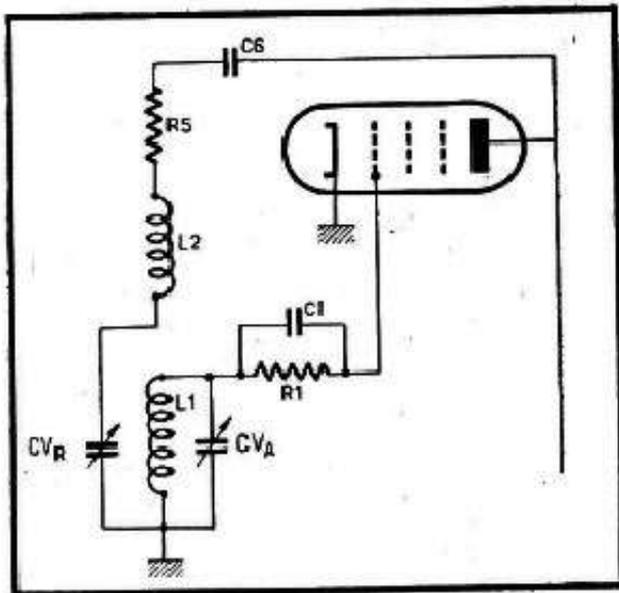


Fig. 51. — On peut également, pour diminuer la réaction, amortir avec une résistance série.

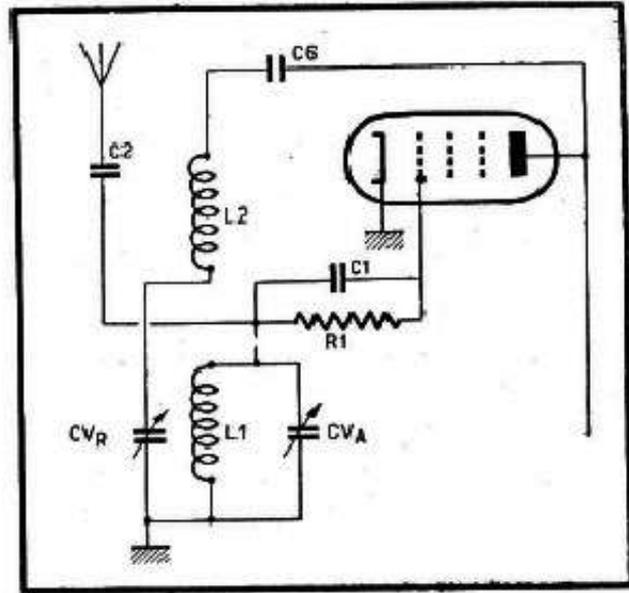


Fig. 52. — Couplage capacitif de l'antenne, cause d'amortissement.

soigné, des masses mal établies et, surtout, du bobinage L_1 trop amorti, par exemple par l'antenne.

Il est d'ailleurs facile de s'en convaincre en réalisant le couplage capacitif de la figure 52 et en faisant C_2 relativement grand : 500 à 1 000 pF. Il est à peu près certain que nous n'obtiendrons aucun accrochage avec un bobinage L_2 normal, le circuit accordé L_1 étant alors fortement amorti par l'antenne. Si nous diminuons C_2 jusqu'à une certaine valeur, 50 à 5 pF, suivant la gamme, la réaction se fera de nouveau et le récepteur fonctionnera très bien.

Dans le cas du montage « ECO » (fig. 57), avec bobinage L_1 comportant une prise pour la cathode, nous avons indiqué le réglage de la réaction par potentiomètre P commandant la tension écran de la lampe détectrice, mais il faut signaler un autre moyen, où la tension écran est fixe et ajustée au mieux, tandis que l'accrochage et le décrochage sont commandés par un rhéostat (potentiomètre), monté en parallèle sur la prise cathode (P_1 de la figure 63). La valeur de P_1 sera de 500 à 1 000 ohms environ, suivant la tendance du récepteur à l'accrochage.

A noter qu'il est parfaitement possible d'adapter la commande de la réaction par potentiomètre d'écran au schéma de la figure 56. On rend fixe le condensateur CV_R en lui donnant une valeur telle que la manœuvre du potentiomètre nous permette d'accrocher et de décrocher dans toute l'étendue de la gamme.

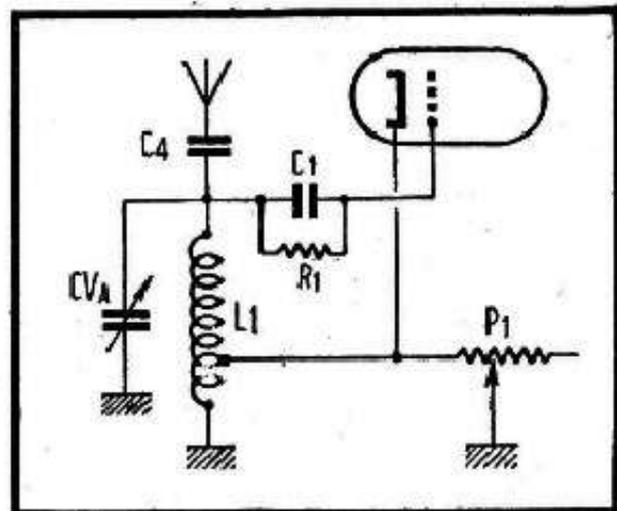


Fig. 63. — Réglage de la réaction par amortissement de la prise cathode.

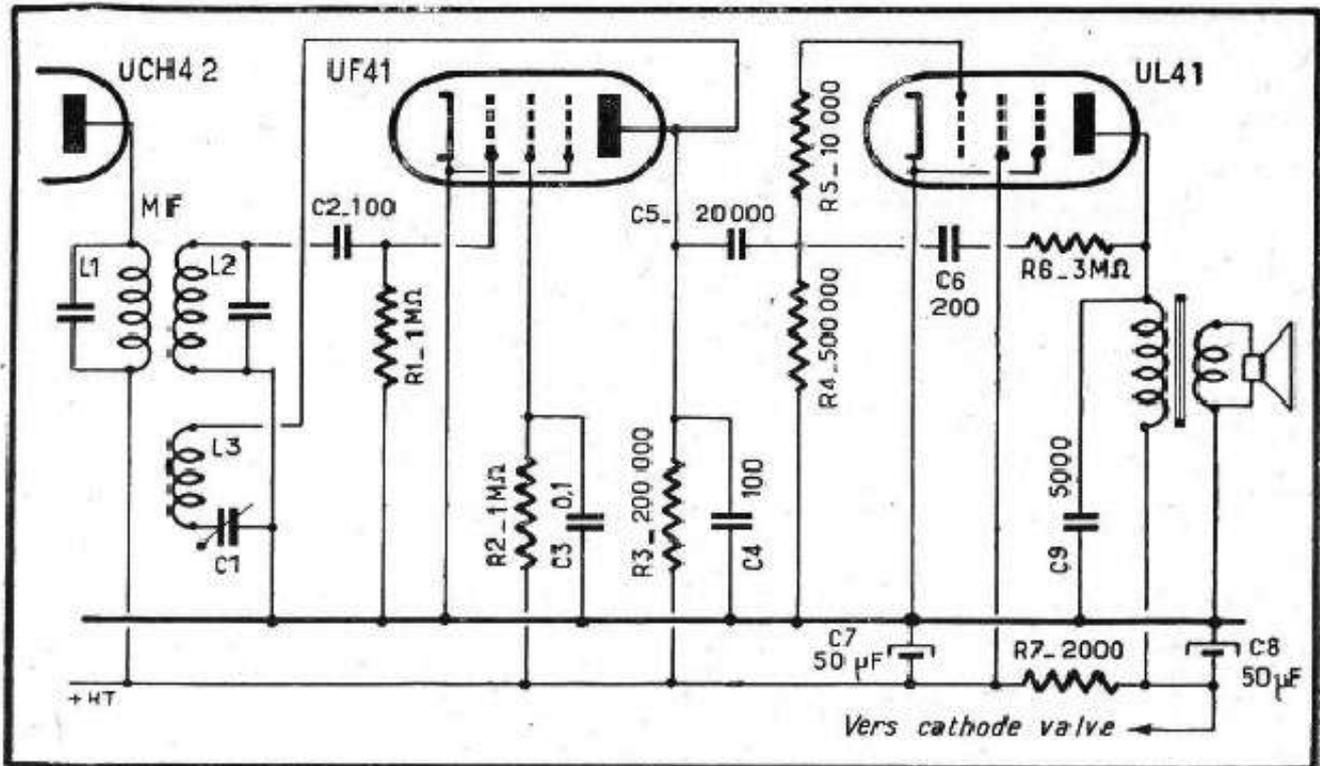


Fig. 64. — Schéma d'un superhétérodyne simple, utilisant une détectrice à réaction.

La réaction dans les superhétérodynes

Lorsqu'une détectrice à réaction est utilisée dans un superhétérodyne, autrement dit si elle travaille toujours sur la même fréquence (M.F.), le problème devient plus simple, puisque nous pouvons alors régler la réaction une fois pour toutes. On peut, dans ces conditions, concevoir de petits récepteurs sans lampe amplificatrice M.F. et ne comportant qu'un seul transformateur M.F., dont la sensibilité reste cependant acceptable.

Le schéma de la figure 64 nous donne une idée sur la réalisation possible d'un tel récepteur. L'unique transformateur M.F., comporte un troisième enroulement (L_3) couplé au secondaire L_2 . Pratiquement, l'enroulement L_3 peut être réalisé en démontant le transformateur et en bobinant un certain nombre de spires par-dessus le secondaire, même si ce dernier est présenté sous forme d'un « pot fermé ». Le nombre de spires sera déterminé par tâtonnements. On peut, par exemple, en bobiner 20 à 30, quitte à amortir ensuite l'enroulement par l'un des procédés indiqués plus haut si l'accrochage est trop violent. Il faudra, de plus, observer un certain sens pour le branchement.

Le condensateur C_1 , un ajustable classique de 30 à 50 pF, sera réglé une fois pour toutes lors de la mise au point du récepteur.



PICK-UPS

BRANCHEMENT - COMMUTATION PRINCIPE - DÉPANNAGE

Branchement et commutation de la prise P.U.

Presque tous les récepteurs fabriqués actuellement sont munis d'une prise pour pick-up, mais on rencontre parfois des appareils qui en sont dépourvus, surtout lorsqu'il s'agit de petits postes tous-courants.

Par ailleurs, la solution adoptée par certains constructeurs pour le branchement et la commutation de la prise P.U. n'est pas toujours heureuse et peut conduire à une reproduction défectueuse.

Nous allons donc voir comment on doit brancher la prise P.U. dans les différents cas qui peuvent se présenter dans la pratique : détection diode, détection « plaque », détection « grille » et détection « Sylvania »

1. — Détection par diode

C'est le cas le plus courant et le plus simple, mais aussi celui où l'on rencontre souvent des montages incorrects ou du moins peu pratiques.

Par exemple, on voit, dans certains récepteurs bon marché, la prise P.U. bran-

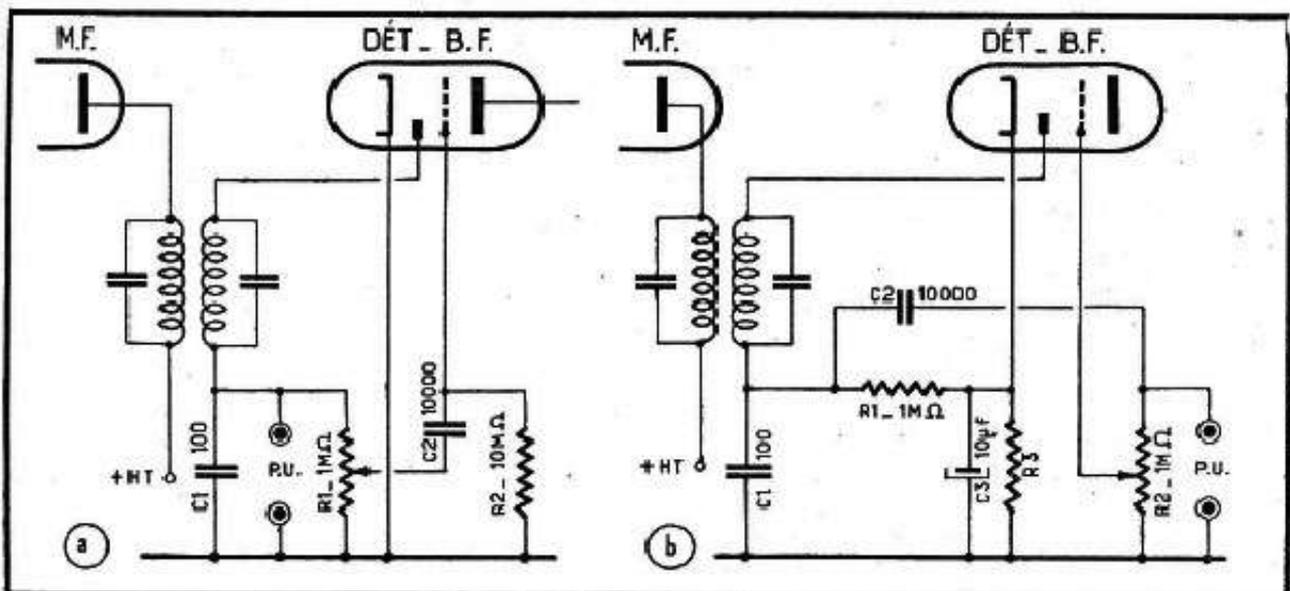


Fig. 65. — Deux façons courantes de brancher la prise P.U.

chée suivant l'un des schémas de la figure 65. Si le bloc de bobinages utilisé sur le récepteur correspondant ne comporte pas de position P.U., avec suppression de toute réception, on est obligé d'enlever l'antenne chaque fois où l'on se sert de la prise P.U. Inversement lorsqu'on écoute une émission, le pick-up doit être, obligatoirement, débranché.

Néanmoins, ces inconvénients mis à part, les deux montages de la figure 65 fonctionnent à peu près correctement, le potentiomètre réglant la puissance du récepteur agissant, dans les deux cas, sur le pick-up également.

Les montages nettement incorrects sont ceux des figures 66 et 67. Dans le premier (fig. 66), nous voyons la prise P.U. connectée aux bornes de la résistance de fuite R_2 , assurant la polarisation de la lampe par courant inverse de grille, système que nous connaissons. Lorsque le pick-up est branché, la résistance R_2 se trouve pratiquement court-circuitée et la lampe fonctionne sans polarisation, d'où distorsion.

De plus, le potentiomètre R_1 et le condensateur C_2 agiront sur la tonalité, suivant la position du curseur de R_1 .

Dans le second montage (fig. 67), où la polarisation de la lampe est assurée par une source séparée, le résultat du branchement d'un pick-up sera le même : suppression de la polarisation et tonalité variable suivant la position du potentiomètre R_1 .

Dans les deux cas, l'utilisation d'un pick-up *magnétique* n'est possible qu'en intercalant un condensateur en A, de 0,02 à 0,05 μ F, et en choisissant un pick-up possédant son propre réglage de puissance.

Si nous disposons d'un pick-up à *crystal*, les montages des figures 66 et 67 peuvent être adoptés, à la rigueur, même sans interposition d'un condensateur en A, mais de toute façon il nous faudra prévoir un dispositif pour la commande de puissance.

Le montage que l'on voit très souvent est celui de la figure 68, où le commutateur (S) fait partie généralement du bloc de bobinages. Nous avons indiqué, pour simplifier le dessin, quatre positions seulement pour ce commutateur, mais il est évident qu'il peut en comporter autant que le bloc possède de gammes.

Dans le cas de la figure 68, le pick-up peut rester constamment branché à la prise, mais il faut, de plus, que sur la position P.U. le bloc assure l'arrêt de toute réception.

L'inconvénient commun à tous les systèmes que nous venons de voir est que la diode reste constamment branchée en parallèle sur la prise P.U. En effet, le circuit accordé

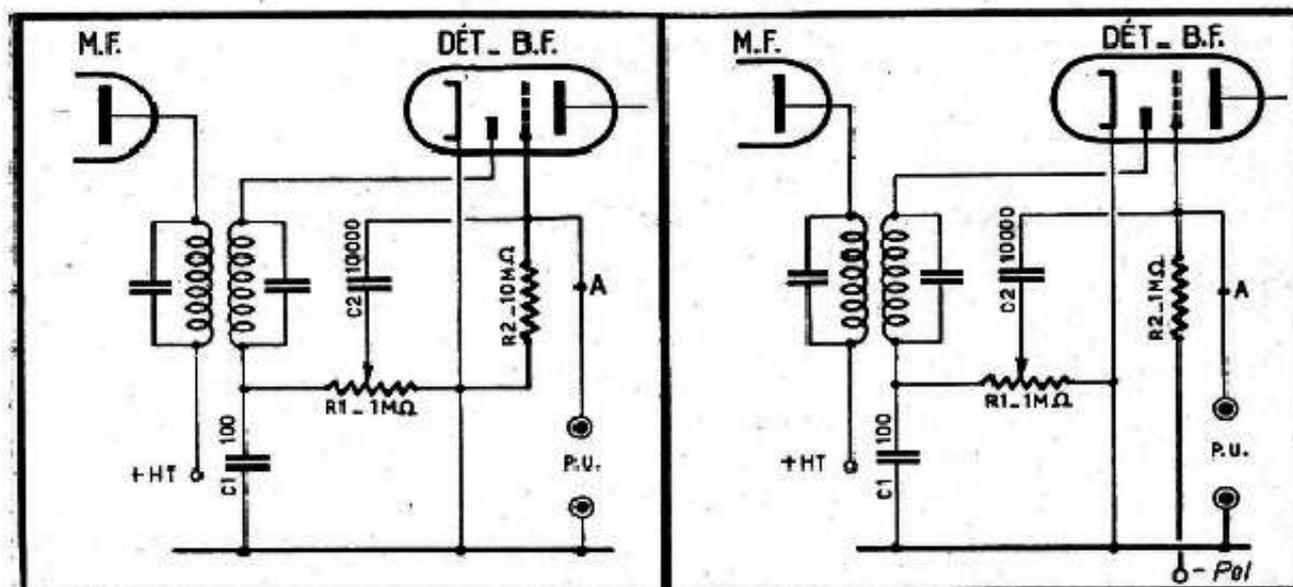


Fig. 66 (à gauche) et fig. 67 (à droite). — Si un P.U. magnétique est branché sans intercaler un condensateur en A, la polarisation de la lampe devient incorrecte et une distorsion apparaît.

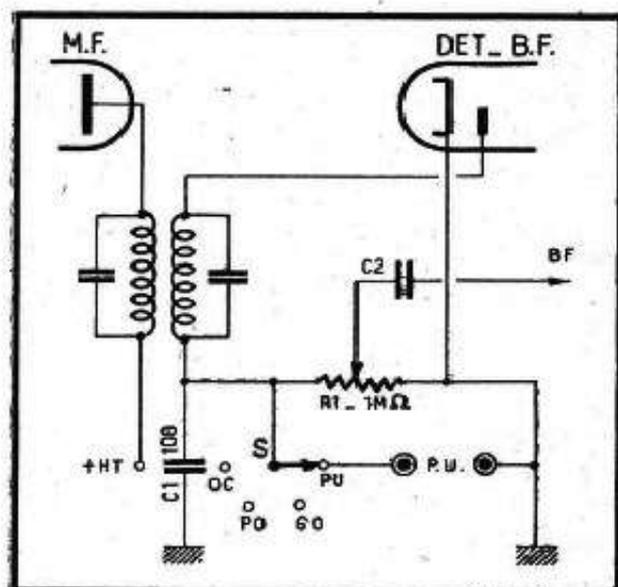


Fig. 68. — Commutation simple de la prise P.U., sans coupure du circuit de détection.

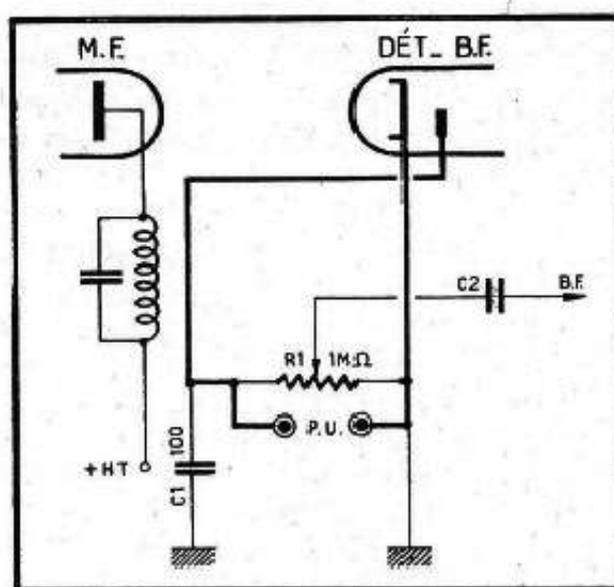


Fig. 69. — Dans le cas des figures 65 et 68 le P.U. se trouve shunté par la diode.

qui précède la détection (secondaire d'un transformateur M.F., le plus souvent) ne constitue qu'une impédance négligeable pour la basse fréquence, et tout se passe comme si nous avions le montage de la figure 69. En général, cela n'est pas très grave, mais nous pouvons avoir, dans certains cas, une déformation par « rabotage » des pointes par la diode, comme le montrent les deux croquis de la figure 70 : en *a* une sinusoïde normale ; en *b* la même sinusoïde légèrement « rabotée » d'un côté.

Si le récepteur est muni d'un indicateur cathodique d'accord, dont la grille est branchée au circuit de détection, par l'intermédiaire d'une cellule de découplage classique, il est parfois possible de voir si la diode agit ou non sur la tension fournie par le pick-up. Dans le cas de la figure 70 *b* nous avons, en effet, un début de redressement et, par conséquent, l'apparition d'une composante continue qui tendra à « fermer » l'indicateur. L'action sera, bien entendu, très faible et le mouvement du secteur d'ombre à peine perceptible.

En dehors de l'inconvénient ci-dessus, la présence d'une diode en parallèle sur la prise P.U. peut influencer défavorablement la courbe de réponse de certains pick-ups et c'est pour cette raison que la plupart des récepteurs musicalement soignés sont munis d'une commutation intégrale, suivant le schéma de la figure 71. Non seulement le pick-up

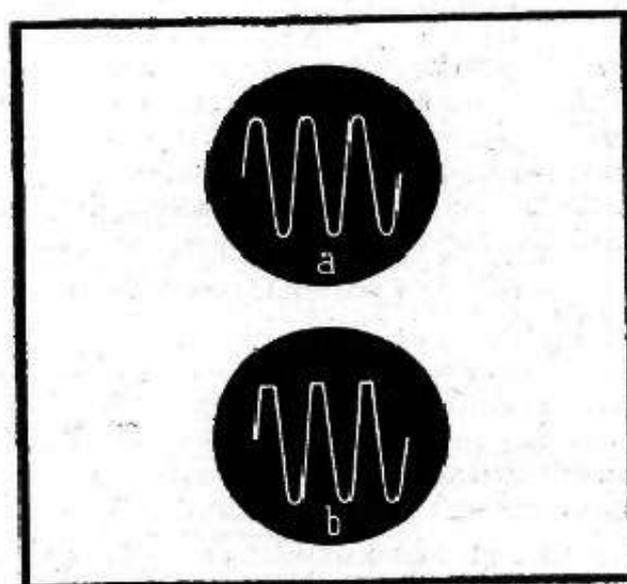


Fig. 70. — La diode peut, dans certains cas, « raboter » les alternances positives ou négatives

peut alors rester constamment branché, mais toute réception radio se trouve pratiquement coupée par interruption du circuit de détection.

Si l'on préfère la solution de la résistance de charge de détection (R_1) fixe, on peut s'inspirer du schéma de la figure 72. La lampe, dans ce dernier cas, peut être polarisée soit par une tension négative séparée (comme sur le schéma), soit par courant inverse de grille. La résistance R_3 sera alors de 5 à 15 M Ω et retournera à la masse.

Lorsqu'il s'agit d'un récepteur tous-courants, dont le châssis se trouve en liaison directe avec l'un des fils du secteur, il est absolument nécessaire d'isoler le côté « masse » de la prise P.U. à l'aide d'un condensateur (C_3 , fig. 73), de 0,02 à 0,05 μ F, afin de ne pas risquer d'avoir le cordon blindé du P.U. en contact avec le secteur.

Signalons enfin un mode de branchement de la prise P.U. très simple, mais que l'on rencontre rarement (fig. 74). Son avantage, par rapport aux schémas des figures 65 a et 65 b, réside dans le fait que le secondaire du transformateur M.F. se trouve pratiquement court-circuité lorsque le pick-up est branché et que, de ce fait, toute réception, pouvant gêner l'audition d'un disque, devient impossible.

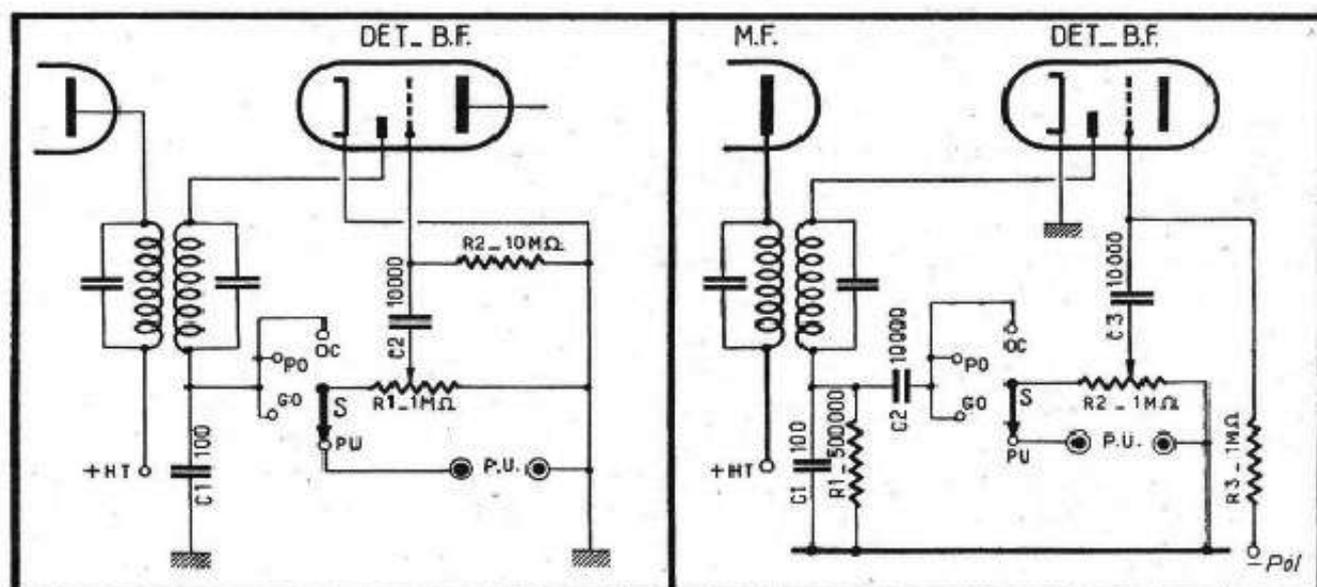


Fig. 71. — Commutation de la prise P.U. avec coupure du circuit de détection.

Fig. 72. — Autre variante de la commutation avec coupure du circuit de détection.

2. — Détection « grille »

Une détectrice grille fonctionne normalement, nous le savons, avec sa cathode réunie à la masse, donc sans polarisation, du moins au repos. Elle ne peut donc pas être utilisée comme amplificatrice B.F. des tensions fournies par un pick-up et nous devons, obligatoirement, prévoir une résistance de polarisation R_2 (fig. 75) dans le circuit de cathode, shuntée par un condensateur électrochimique C_2 , et que l'on pourra court-circuiter, lors du fonctionnement en radio, à l'aide d'un interrupteur I.

Quant à la prise P.U., elle pourra être connectée comme le montre le schéma de la figure 75.

La valeur de la résistance de polarisation R_2 dépend du tube employé et des conditions d'utilisation : valeur de la haute tension, celle de la résistance de charge R_4 , etc., et nous pouvons la déterminer d'après le tableau publié dans le chapitre consacré aux amplificatrices B.F. à résistances-capacité (*Bases du Dépannage*, tome I). Toujours est-il que son ordre de grandeur se situe entre 1 000 et 3 000 ohms le plus souvent.

Le pick-up à utiliser peut être quelconque, mais sera muni d'une commande de puissance. A défaut de cette dernière sur le pick-up même, on pourra prévoir un poten-

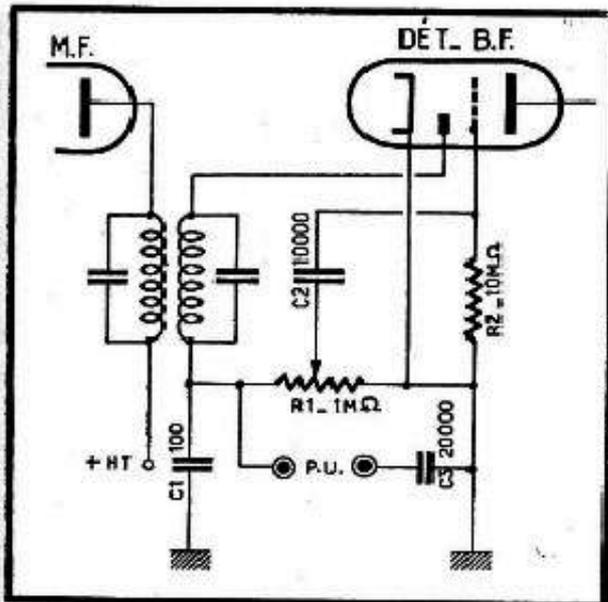


Fig. 73. — Lorsqu'il s'agit d'un « tous courants », le côté masse de la prise P.U. sera isolé par un condensateur.

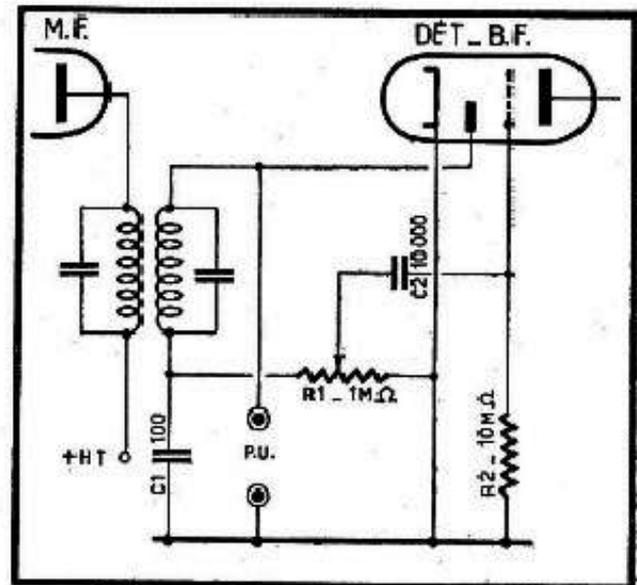


Fig. 74. — Il est également possible de brancher la prise P.U. entre la diode et la masse.

tiomètre (R_2 , fig. 76), avec son interrupteur I . Le potentiomètre sera branché de façon que son interrupteur soit ouvert lorsque le curseur est en a .

3. — Détection « plaque »

Contrairement à une détectrice grille, une détectrice plaque fonctionne avec une polarisation trop élevée, obtenue par une résistance de cathode de valeur convenable. Donc, nous ne pouvons guère utiliser, sans aucune modification, une telle détectrice en amplificatrice des tensions fournies par un pick-up.

La solution consiste à scinder en deux la résistance de polarisation (R_1 et R_2 , fig. 77) et à en court-circuiter une pour le fonctionnement en pick-up (interrupteur I_2). Le pick-up lui-même sera intercalé entre la base du secondaire du transformateur M.F. et la masse, et la prise correspondante court-circuitée par I_1 lors de l'écoute en radio.

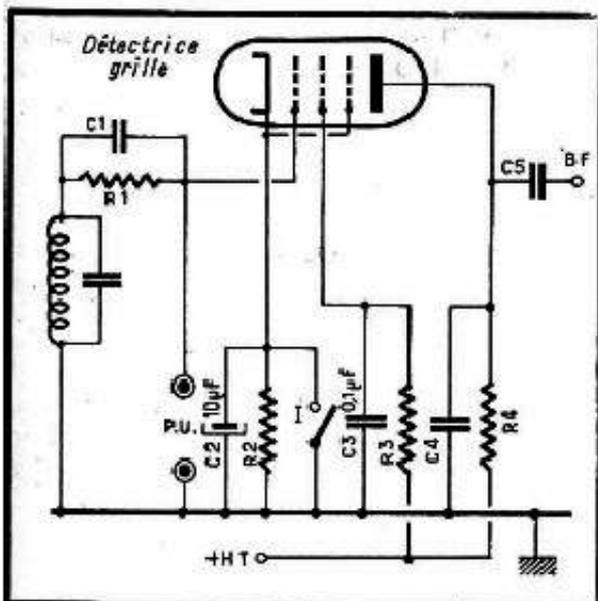


Fig. 75. — Branchement de la prise P.U. dans le cas d'une détection par la grille.

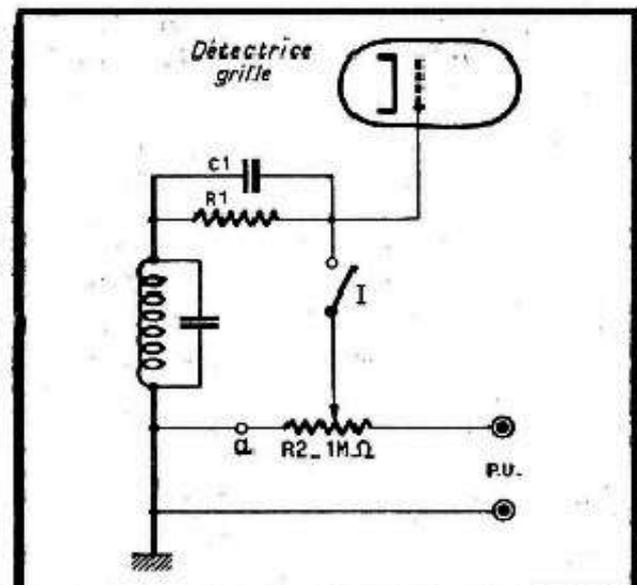


Fig. 76. — Adjonction d'un potentiomètre régulateur de puissance au schéma de la figure 75.

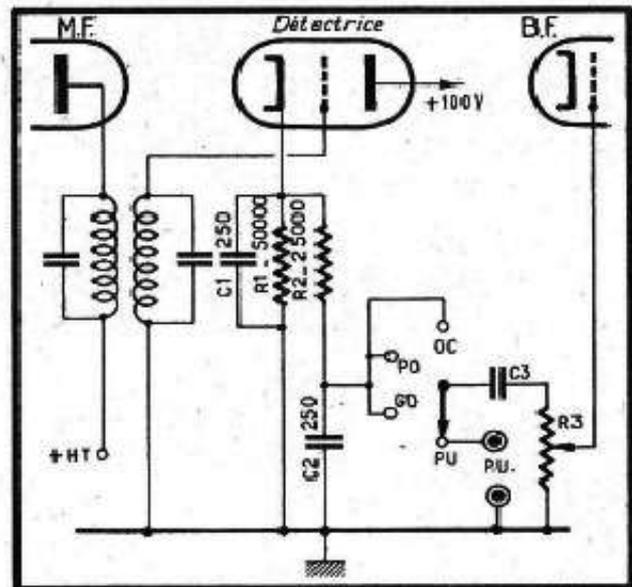
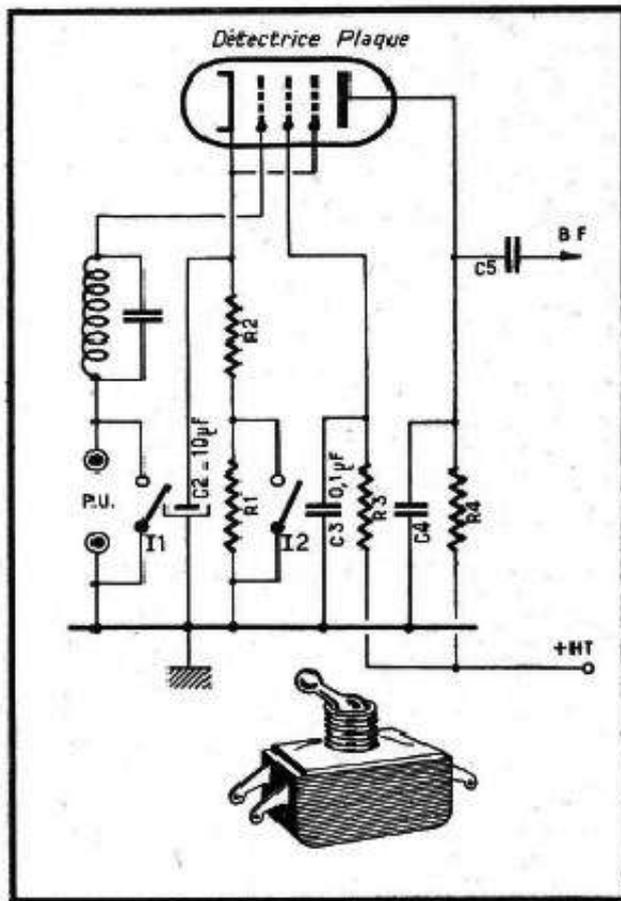


Fig. 77 (en haut, à gauche). — Branchement de la prise P.U. dans le cas d'une détection par la plaque.

Fig. 78 (ci-contre). — Inverseur bipolaire pour la commutation du schéma de la figure 77.

Fig. 79 (ci-dessus). — Branchement de la prise P.U. et commutation dans le cas d'une détection « Sylvania ».

On voit que I_1 doit être ouvert lorsque I_2 est fermé et inversement, ce qui nous permet de combiner éventuellement les deux sous forme d'un inverseur-tumbler que l'on trouve couramment dans le commerce (fig. 78).

Quant à la valeur des résistances R_1 et R_2 , leur somme sera égale à la résistance normale de la lampe fonctionnant en détectrice plaque, tandis que R_2 aura la valeur nécessaire au fonctionnement en amplificatrice B.F.

4. — Détection « Sylvania »

Dans ce genre de détecteurs la commutation intégrale de la prise P.U. est nécessaire (fig. 79), car autrement la résistance R_1 , de valeur toujours relativement faible, se trouve en shunt sur le pick-up.

Réalisation pratique. Précautions à prendre

Lorsque la prise P.U. est commutée par le bloc de bobinages, la disposition des différents organes nous oblige presque toujours à établir des connexions assez longues, qui seront obligatoirement blindées.

Le dessin de la figure 80 nous indique une disposition rationnelle des connexions blindées dans un récepteur classique, mais il est assez difficile de dire d'avance où et comment il faut réunir à la masse leur gaine métallique. Disons simplement qu'il est inutile de multiplier les points de soudure et des prises de masse, la câblage de la figure 80 donnant, en général, toute satisfaction.

Pick-ups

Ce que l'on appelle *pick-up* ou *lecteur de disques* est, en réalité, un transformateur d'énergie, destiné à traduire les déformations mécaniques en variations de courant.

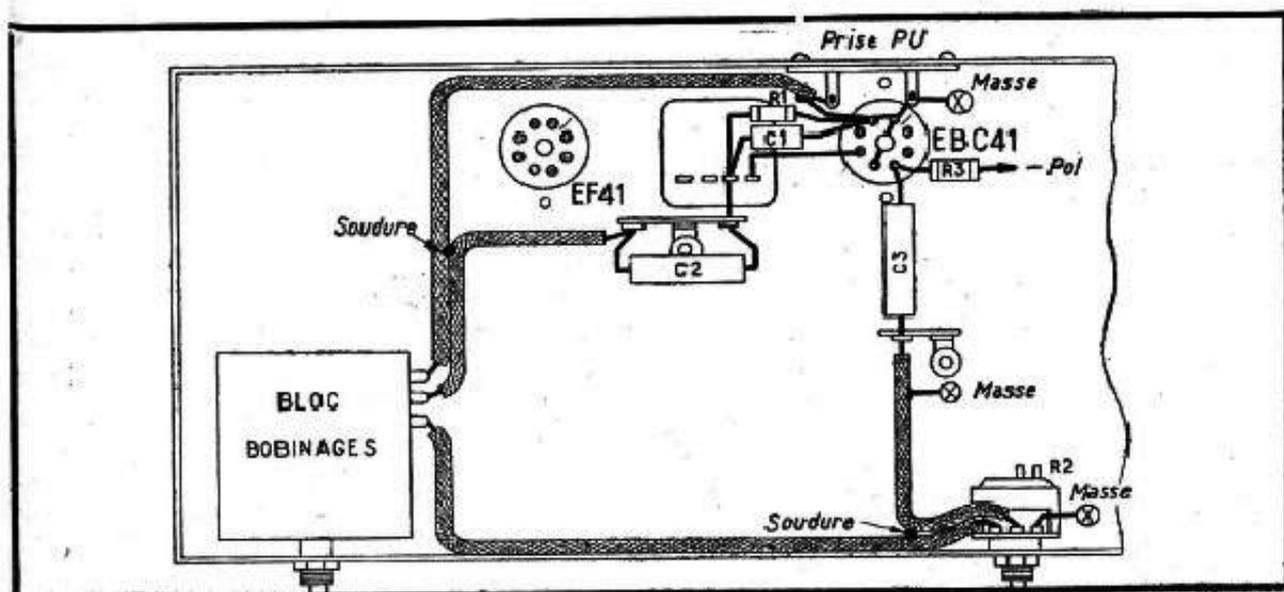


Fig. 80. — Disposition pratique des connexions blindées et du câblage pour le branchement d'une prise P.U. avec commutation par le bloc de bobinages.

Autrement dit, un pick-up transformera en variations de courant (ou de tension, ce qui revient au même) les mouvements et les déplacements de son aiguille.

On peut dire qu'un pick-up est, en quelque sorte, l'inverse d'un haut-parleur, et nous pouvons prévoir l'existence des types analogues : électromagnétique, électrodynamique et piézoélectrique (à cristal).

Dans la pratique on emploie surtout des pick-ups électromagnétiques (fig. 82) ou à cristal (fig. 81). Il faut noter que ces deux types diffèrent souvent très peu par leur aspect extérieur. C'est ainsi que le pick-up de la figure 81 existe également en modèle électromagnétique.

Le principe d'un pick-up électromagnétique est illustré par le croquis de la figure 83. Nous y voyons un aimant permanent A, terminé par des pièces polaires B, dans l'entrefer desquelles peut osciller une palette en fer doux C, solidaire de l'aiguille F. Les mouvements de la palette C sont amortis et freinés par des cales en caoutchouc D. Enfin, une bobine E est disposée dans l'évidement des pièces polaires, de telle façon que les déplacements de la palette aient lieu également à l'intérieur de cette bobine. L'ensemble comporte presque toujours un dispositif mécanique permettant de régler la position de la palette de façon à la placer exactement au milieu de l'entrefer.

Les oscillations de l'aiguille dans le sillon d'un disque sont transmises à la palette

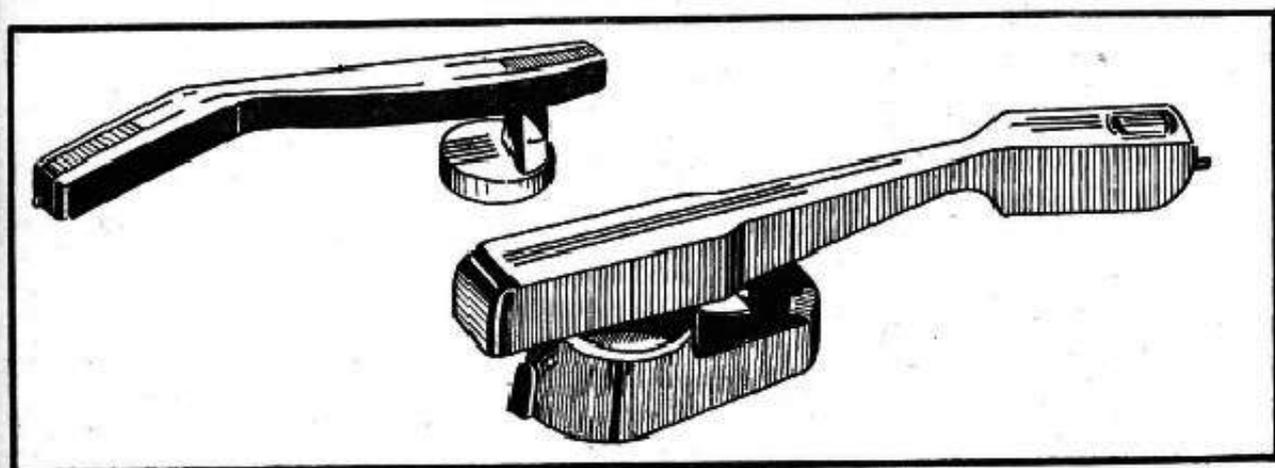


Fig. 81 (à gauche). — Pick-up à cristal (piézoélectrique). — Fig. 82 (à droite). — Pick-up électromagnétique.

qui, par ses mouvements, modifie le champ magnétique à l'intérieur de la bobine et fait naître, dans les spires de cette dernière, des courants qui reproduisent fidèlement, en fréquence et en amplitude, les mouvements de l'aiguille.

La tension que peut fournir un pick-up électromagnétique dépend du nombre de spires de la bobine E et l'on distingue, à ce point de vue, deux types de pick-ups :

A *haute impédance*, comportant une bobine importante, à nombre de spires élevé. L'impédance d'un tel pick-up peut varier, suivant le modèle et la provenance, de 3 000 à 20 000 ohms, et la tension fournie est généralement de 1 à 1,5 volt ;

A *basse impédance*, dont la bobine a beaucoup moins de spires (impédance habituellement comprise entre 50 et 200 ohms). La tension fournie par un pick-up à basse impédance est évidemment nettement plus faible et pour attaquer la grille de la lampe d'entrée d'un amplificateur on doit avoir recours à un transformateur élévateur.

Les pick-ups électromagnétiques utilisés dans les tourne-disques et installations ordinaires sont presque toujours du type à haute impédance, les modèles à basse impédance étant plus spécialement réservés aux installations professionnelles.

Dans un pick-up à cristal (piézoélectrique) ce sont les déformations mécaniques du cristal utilisé qui engendrent les courants, dont la fréquence et l'amplitude dépendent des mouvements de l'aiguille. Cette dernière est évidemment montée de façon que ses oscillations provoquent des déformations du cristal (mouvement de torsion). Le croquis de la figure 84 donne une idée suffisante sur le principe de fonctionnement d'un pick-up à cristal, les détails de fixation de l'aiguille, ainsi que la forme de la « tête » variant évidemment d'une marque à l'autre.

Pannes des pick-ups

Plusieurs défauts peuvent affecter le fonctionnement d'un pick-up électromagnétique : non-fonctionnement, manque de puissance, déformation, ronflement.

Non-fonctionnement

Le pick-up normalement branché à la prise correspondante d'un récepteur ne donne aucune reproduction. On n'entend que le bruit mécanique de l'aiguille sur le disque.

Nous supposons, bien entendu, que la partie B.F. du récepteur fonctionne normalement et que la prise P.U. est correctement commutée.

Vérifier avant tout si le pick-up n'est pas coupé, en mesurant la résistance entre les extrémités des fils de liaison. On doit, normalement, trouver une résistance comprise entre 500 et 2 000 ohms, suivant les modèles.

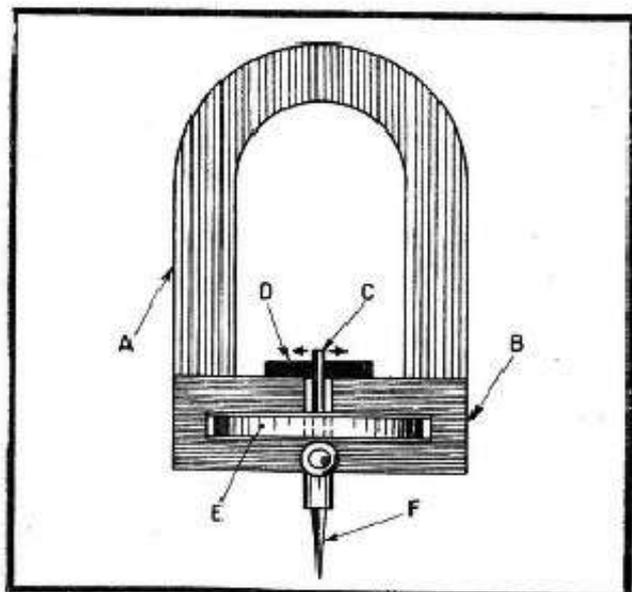


Fig. 83. — Principe d'un pick-up électromagnétique. Voir la signification des différentes lettres dans le texte.

Si cette résistance est nulle, il y a un court-circuit accidentel soit dans la tête elle-même, soit dans les fils de liaison.

Si, par contre, cette résistance est infinie, il y a une coupure. Le plus souvent cette dernière se trouve dans la bobine, réalisée en fil très fin (5/100 à 8/100), donc fragile, surtout si le pick-up fonctionne depuis longtemps dans un endroit humide.

Le rebobinage des enroulements coupés est un travail très délicat, que nous déconseillons à quelqu'un qui n'en a pas l'habitude.

Manque de puissance

On accuse bien souvent à la légère un pick-up de faiblesse, parce qu'en radio l'audition est beaucoup plus puissante qu'à l'écoute d'un disque.

Il est possible que le pick-up soit affaibli ou défectueux, mais il est aussi fréquent de voir des cas d'adaptation incorrecte, tout simplement. Nous en parlerons plus loin et ne nous occuperons ici que des défauts du pick-up lui-même.

Parmi les causes possibles d'un manque de puissance nous pouvons mentionner :

Durcissement (par vieillissement) des caoutchoucs amortisseurs. Leur remplacement est une opération relativement facile, avec un peu d'habileté, et on peut utiliser, à la rigueur, des morceaux de caoutchouc provenant des chambres à air de vélo ou d'auto, des gants, etc. ;

Palette trop serrée par le dispositif de réglage de l'entrefer ;

Entrefer trop important. Bien souvent on peut procéder à un réglage par déplacement des pièces polaires ;

Desaimantation de l'aimant ;

Aiguille trop fine. Il ne faut pas, cependant, trop exagérer dans l'autre sens, car une aiguille trop forte use rapidement les disques.

Déformation

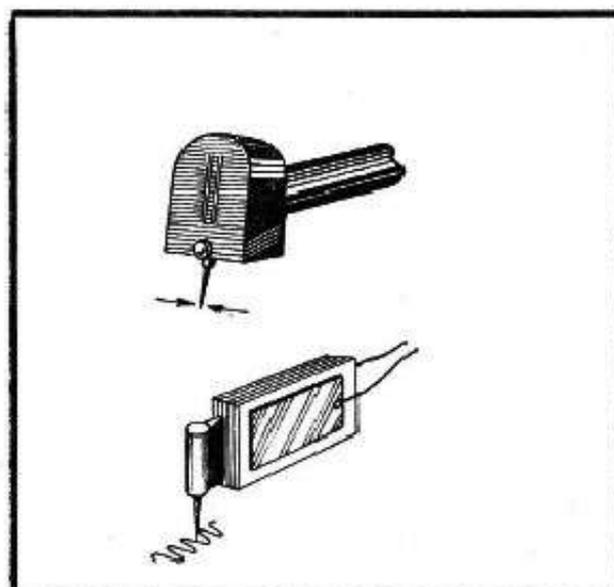
Une déformation de la musique reproduite peut également avoir pour cause une mauvaise adaptation du pick-up à l'amplificateur, mais nous pouvons assez souvent avoir affaire à un défaut mécanique.

Si la déformation a lieu uniquement pendant les passages « tonitruants » d'un disque, voir si l'entrefer n'est pas trop étroit.

Si la reproduction semble manquer de basses, voir si les caoutchoucs amortisseurs ne sont pas trop durs ou trop serrés.

Fig. 84 (en bas). — Principe d'un pick-up à cristal.

Fig. 85 (en haut). — En déplaçant l'aiguille à droite et à gauche on doit entendre du « toc » dans le H.P.



Si le pick-up déforme, en général, s'assurer que la palette n'est pas décentrée, ou « collée » d'un côté. Pour cela, le pick-up étant branché à un amplificateur, dont le potentiomètre est à mi-course, et l'aiguille fixée à sa place, on gratte légèrement l'aiguille, avec l'ongle, pour lui imprimer un faible déplacement à droite, puis à gauche, dans le sens des flèches de la figure 85.

A chacun de ces déplacements on entendra un « toc » plus ou moins intense dans le haut-parleur, mais l'intensité de ces « toc » doit être la même dans les deux sens. Lorsque le pick-up est décentré l'intensité du « toc » est nettement plus faible dans un sens que dans l'autre.

Ajoutons qu'avec un peu d'habitude et d'expérience on arrive fort bien à apprécier la puissance d'un pick-up d'après celle des « toc ».

Cependant, lorsqu'il s'agit d'amplificateurs très puissants (cinéma, sonorisation, etc.), l'essai au « toc » doit se faire avec beaucoup de précautions, car si le potentiomètre de puissance est au maximum, le choc subi par l'aiguille peut provoquer un déplacement de la membrane du H.P. tel que le « spider » casse.

Ronflement

Le ronflement que l'on entend parfois lorsque le pick-up est branché, provient, le plus souvent, d'un défaut de blindage des connexions qui relie le pick-up à la prise correspondante, défaut dû soit à une mauvaise soudure, soit à la coupure d'une connexion de mise à la masse, etc.

Parfois, le ronflement est dû tout simplement à l'inversion des fils de liaison (la gaine métallique du cordon doit être réunie, obligatoirement, à la douille « masse » de la prise P.U.).

Plus rarement, il arrive que le pick-up subit une induction en provenance du transformateur d'alimentation. Remède : éloigner ou déplacer le pick-up.



CHAPITRE VI

LOGARITHMES - DÉCIBELS TRACÉ DES COURBES A ÉCHELLES GRADUÉES EN DÉCIBELS

Quelques mots sur les logarithmes

Pour tout ce qui va suivre et qui concerne les courbes d'enregistrement et de réponse, de pick-ups ou de circuits correcteurs de tonalité, il est beaucoup plus commode de raisonner en *décibels* et il est grand temps que nous fassions connaissance avec cette façon d'évaluer les niveaux sonores et le gain. Mais auparavant il nous semble utile de dire quelques mots sur les logarithmes.

Tout le monde connaît les logarithmes, ou peut, au besoin, rafraîchir ses connaissances en feuilletant n'importe quel manuel de mathématiques élémentaires (p. ex. « Mathématiques pour Techniciens » par E. Aisberg).

Rappelons simplement que le logarithme des nombres suivants (on écrit « log ») est

log 1	=	0
log 10	=	1
log 100	=	2
log 1000	=	3
log 10 000	=	4

Les logarithmes des nombres intermédiaires se trouvent dans les tables éditées séparément ou intercalées dans les formulaires, mémentos, etc. A titre d'exemple nous donnons ci-après une table à trois décimales des logarithmes de nombres de 1 à 100 (tableau I).

Enfin, les quatre règles fondamentales du calcul logarithmique sont :

Multiplication

Pour multiplier deux nombres on additionne leurs logarithmes et on cherche le nombre dont le logarithme est égal à la somme des logarithmes.

On voit sans peine que :

$$\log 17 + \log 5 = 1,230 + 0,699 = 1,929$$

et que

$$1,929 = \log 85. \text{ Or, } 85 = 17 \times 5.$$

Division

Pour diviser un nombre a par un nombre b (tel que $b < a$), on soustrait le logarithme de b du logarithme de a et on cherche un nombre dont le logarithme est égal à la différence.

Ainsi

$$\log 72 - \log 3 = 1,857 - 0,477 = 1,380.$$

Nous voyons que $1,380 = \log 24$ et que, par conséquent

$$72/3 = 24.$$

Elévation à une puissance

Pour élever un nombre a à une puissance n on multiplie le logarithme de a par n et on cherche le nombre dont le logarithme est égal au produit.

Nous voulons, par exemple, élever 4 au cube (donc à la puissance 3 ; $n = 3$). Ecrivons

$$\log 4^3 = 0,602 \times 3 = 1,806.$$

Or, $1,806 = \log 64$. Donc

$$4^3 = 64.$$

Extraction d'une racine carrée

Pour extraire la racine carrée d'un nombre a on divise le logarithme de a par 2 et on cherche le nombre dont le logarithme est égal au quotient.

Par exemple :

$$\log \sqrt{36} = \frac{1,556}{2} = 0,778$$

Nous voyons que $0,778 = \log 6$. Par conséquent

$$\sqrt{36} = 6.$$

Tous ceux qui manipulent une règle à calcul, font, peut-être sans se rendre compte

Tableau I. — TABLE DE LOGARITHMES DES NOMBRES DE 1 A 100.

Nombre	log	Nombre	log	Nombre	log
1	0,000	36	1,556	71	1,851
2	0,301	37	1,568	72	1,857
3	0,477	38	1,580	73	1,863
4	0,602	39	1,591	74	1,869
5	0,699	40	1,602	75	1,875
6	0,778	41	1,613	76	1,881
7	0,845	42	1,623	77	1,887
8	0,903	43	1,634	78	1,892
9	0,954	44	1,644	79	1,898
10	1,000	45	1,653	80	1,903
11	1,041	46	1,663	81	1,909
12	1,079	47	1,672	82	1,914
13	1,114	48	1,681	83	1,919
14	1,146	49	1,690	84	1,924
15	1,176	50	1,699	85	1,929
16	1,204	51	1,708	86	1,935
17	1,230	52	1,716	87	1,940
18	1,255	53	1,724	88	1,945
19	1,279	54	1,732	89	1,949
20	1,301	55	1,740	90	1,954
21	1,322	56	1,748	91	1,959
22	1,342	57	1,755	92	1,964
23	1,362	58	1,763	93	1,969
24	1,380	59	1,771	94	1,973
25	1,398	60	1,778	95	1,978
26	1,415	61	1,785	96	1,982
27	1,431	62	1,792	97	1,987
28	1,447	63	1,799	98	1,991
29	1,462	64	1,806	99	1,996
30	1,477	65	1,813	100	2,000
31	1,491	66	1,820		
32	1,505	67	1,826		
33	1,519	68	1,833		
34	1,532	69	1,839		
35	1,544	70	1,845		

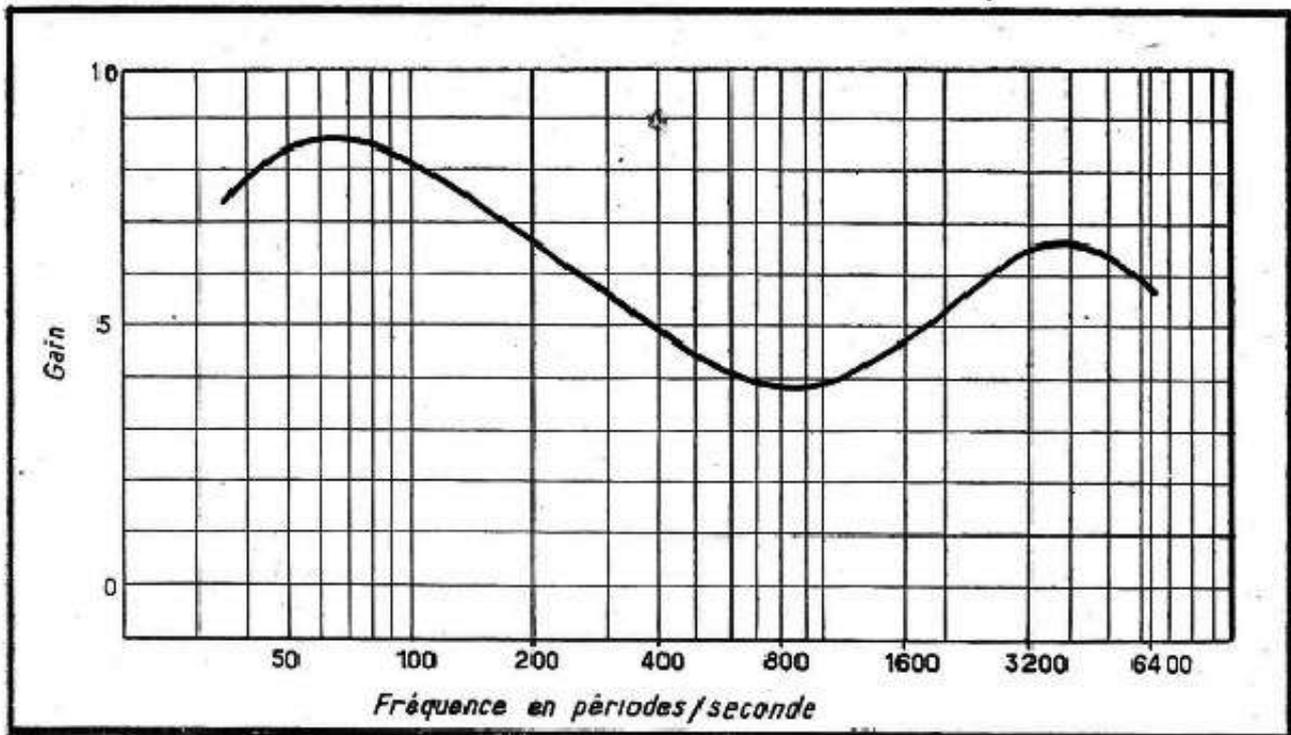


Fig. 86. — Une courbe de réponse tracée avec échelle verticale linéaire présente, généralement, beaucoup de relief.

du calcul logarithmique. Ainsi, pour multiplier deux nombres, on ajoute, bout à bout, deux longueurs proportionnelles aux logarithmes de ces nombres.

Echelles linéaires et logarithmiques

Nous avons déjà signalé, à propos du tracé des courbes de réponse B.F., qu'il était particulièrement commode (et même nécessaire) d'utiliser une division logarithmique pour l'échelle des fréquences (échelle horizontale).

Quant à l'échelle verticale, représentant, suivant le cas, les variations du gain, de la tension ou de la puissance, on peut, en principe, adopter une échelle quelconque, l'échelle logarithmique étant cependant préférable, car elle traduit mieux l'impression auditive, en quelque sorte.

Les courbes des figures 86 et 87 illustrent la différence entre les deux modes de représentation, d'une même courbe de réponse. Ainsi, dans la figure 86, dont l'axe vertical comporte une graduation linéaire, nous avons une belle courbe, présentant des basses bien relevées et des aiguës suffisamment en relief. Si nous retraçons la même courbe avec graduation verticale logarithmique (fig. 87) nous constatons que ses « bosses » deviennent beaucoup moins apparentes et que, somme toute, les graves ne sont pas tellement relevées.

Le principe d'une échelle logarithmique se comprend aisément. Si nous avons, par exemple, 10 cm (100 mm) entre les points A et B de la figure 87, c'est-à-dire entre 1 et 10, nous aurons les proportions suivantes :

$$\begin{aligned} 1 - 2 &= 30,1 \text{ mm} (\log 2 = 0,301) \\ 1 - 3 &= 47,7 \text{ mm} (\log 3 = 0,477) \\ 1 - 4 &= 60,2 \text{ mm} (\log 4 = 0,602) \\ 1 - 5 &= 69,9 \text{ mm} (\log 5 = 0,699) \end{aligned}$$

Au-dessus de 10, la graduation recommence exactement de la même façon jusqu'à 100, puis encore une fois jusqu'à 1000 et ainsi de suite.

En regardant les courbes des figures 86 et 87, qui traduisent le gain aux différentes

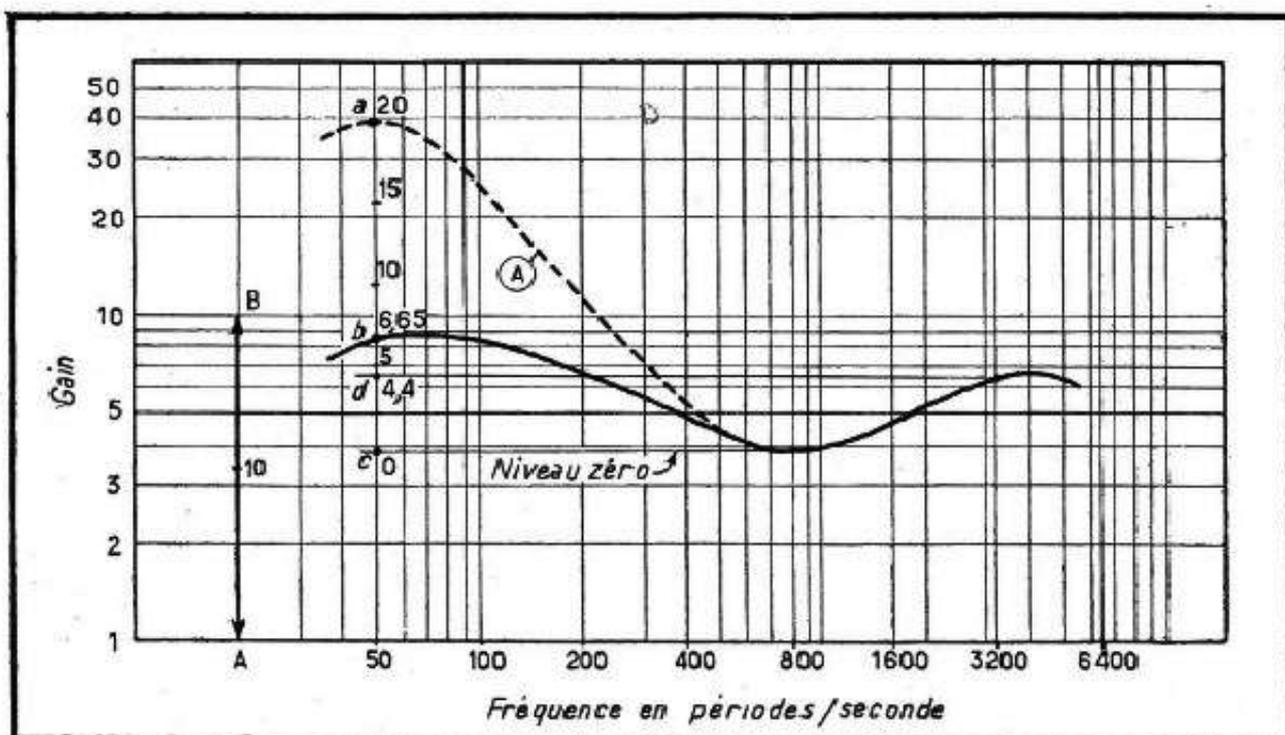


Fig. 87. — La même courbe retracée en échelle verticale logarithmique est beaucoup plus plate.

fréquences, nous pouvons noter, par exemple, que ce gain est de 8,4 à 50 p/s, de 3,9 à 800 p/s et de 6,5 à 3200 p/s. Mais nous pouvons également dire que le gain à 50 p/s est :

$$\frac{8,4}{3,9} = 2,15 \text{ fois}$$

plus élevé qu'à 800 p/s et que, de même, celui à 3200 p/s est 1,66 fois plus élevé qu'à 800 p/s. Autrement dit, nous comparons le gain aux fréquences extrêmes à celui aux fréquences moyennes, ces dernières, en l'occurrence 800 p/s, étant prises comme niveau de référence. Si maintenant nous exprimons en logarithmes les rapports ci-dessus, nous obtiendrons des valeurs qui nous permettront de graduer linéairement l'échelle verticale de la courbe de la figure 87.

A première vue, cela peut paraître obscur et nullement évident, mais l'exemple suivant dissipera, espérons-le, toute équivoque.

Supposons (fig. 87) que par un artifice quelconque nous ayons réussi à relever le niveau des basses de la courbe primitive, qui prend le trajet A (en trait interrompu). Supposons également que le niveau de cette nouvelle courbe, à 50 p/s, soit de 39. Autrement dit le gain à 50 p/s est 10 fois plus élevé qu'à 800 p/s (gain = 3,9). Partageons la distance *ac* en 20 parties égales et disons que *a* se trouve à un certain niveau 20 par rapport à *c*, c'est-à-dire par rapport à 800 p/s.

Dans ces conditions *b* se trouvera à un niveau voisin de 6,65 et *d*, correspondant à 3200 p/s, à un niveau 4,4 à peu près.

Or, pour les trois points considérés (*a*, *b*, et *d*), nous avons les rapports de gain (en tension, par exemple, peu importe) suivants :

$$a = 10; \quad b = 2,15; \quad d = 1,66,$$

dont les logarithmes sont, respectivement :

$$\begin{aligned} \log 10 &= 1 \\ \log 2,15 &= 0,332 \\ \log 1,66 &= 0,220. \end{aligned}$$

Et nous voyons que le point *a* correspond à 20 fois $\log 10$, le point *b* à 20 fois $\log 2,15$ (car $20 \times 0,332 = 6,65$), et le point *d* à 20 fois $\log 1,66$ (car $20 \times 0,220 = 4,4$).

Donc, en convenant que chaque niveau est défini par 20 fois le logarithme de son gain par rapport à un certain niveau de référence, nous avons réussi à transformer l'échelle verticale logarithmique en échelle linéaire, que nous avons, sans le savoir, gradué en *décibels* (symbole dB).

Echelles en décibels

La graduation en décibels est largement employée en radioélectricité pour toutes les courbes où il s'agit de mettre en évidence des variations de gain, de puissance, etc. : courbes de réponse B.F., courbes de sélectivité des circuits M.F., courbes d'action de l'antifading, etc.

Il est donc important, pour tout technicien, de s'habituer à traduire rapidement les décibels en gain (en volts ou watts) et inversement. On se rappellera constamment les principes suivants :

a. — Lorsqu'un gain est exprimé par un certain *rapport de tensions* *G*, son équivalent en décibels est :

$$\text{dB} = 20 \log G ;$$

b. — Lorsqu'un gain est exprimé par un certain *rapport de puissances* *P*, son équivalent en décibels est :

$$\text{dB} = 10 \log P ;$$

c. — Les affaiblissements s'expriment en *décibels négatifs*, à partir du niveau pris comme référence.

d. — Lorsqu'un affaiblissement est exprimé par un certain rapport de tensions *G* ($G < 1$), son équivalent en *décibels négatifs* est :

$$- \text{dB} = 20 \log \frac{1}{G}$$

e. — Lorsqu'un affaiblissement est exprimé par un certain rapport de puissances *P*, son équivalent en *décibels négatifs* est :

$$- \text{dB} = 10 \log \frac{1}{P}$$

f. — Les logarithmes de deux nombres qui ne diffèrent que par une puissance de 10, ne diffèrent entre eux que par leur partie entière. Autrement dit, si $\log 2 = 0,301$, nous aurons :

$$\log 20 = \log (2 \times 10) = 1,301$$

$$\log 200 = \log (2 \times 100) = 2,301$$

Par conséquent, si $\log 24 = 1,380$, nous aurons :

$$\log 2,4 = 0,380$$

Une courbe établie avec une échelle verticale linéaire, comme celle de la figure 86, ne peut être graduée linéairement en décibels, sans être redessinée à l'échelle logarithmique. Si on ne le fait pas, l'échelle des décibels ne sera pas linéaire. Pour traduire en décibels une courbe comme, par exemple, A de la figure 88, tracée avec une échelle verticale linéaire exprimant le gain en volts, nous procéderons comme suit.

1. — Adopter un niveau « zéro décibel » qui sera, dans notre cas, celui à 800 p/s.

2. — Exprimer en valeurs du rapport *G* le gain par rapport à 800 p/s pour un certain nombre de fréquences.

3. — Chercher dans les tables la valeur de $\log G$ pour les rapports supérieurs à 1 (gain), et celle de $\log \frac{1}{G}$ pour les rapports inférieurs à 1 (affaiblissement).

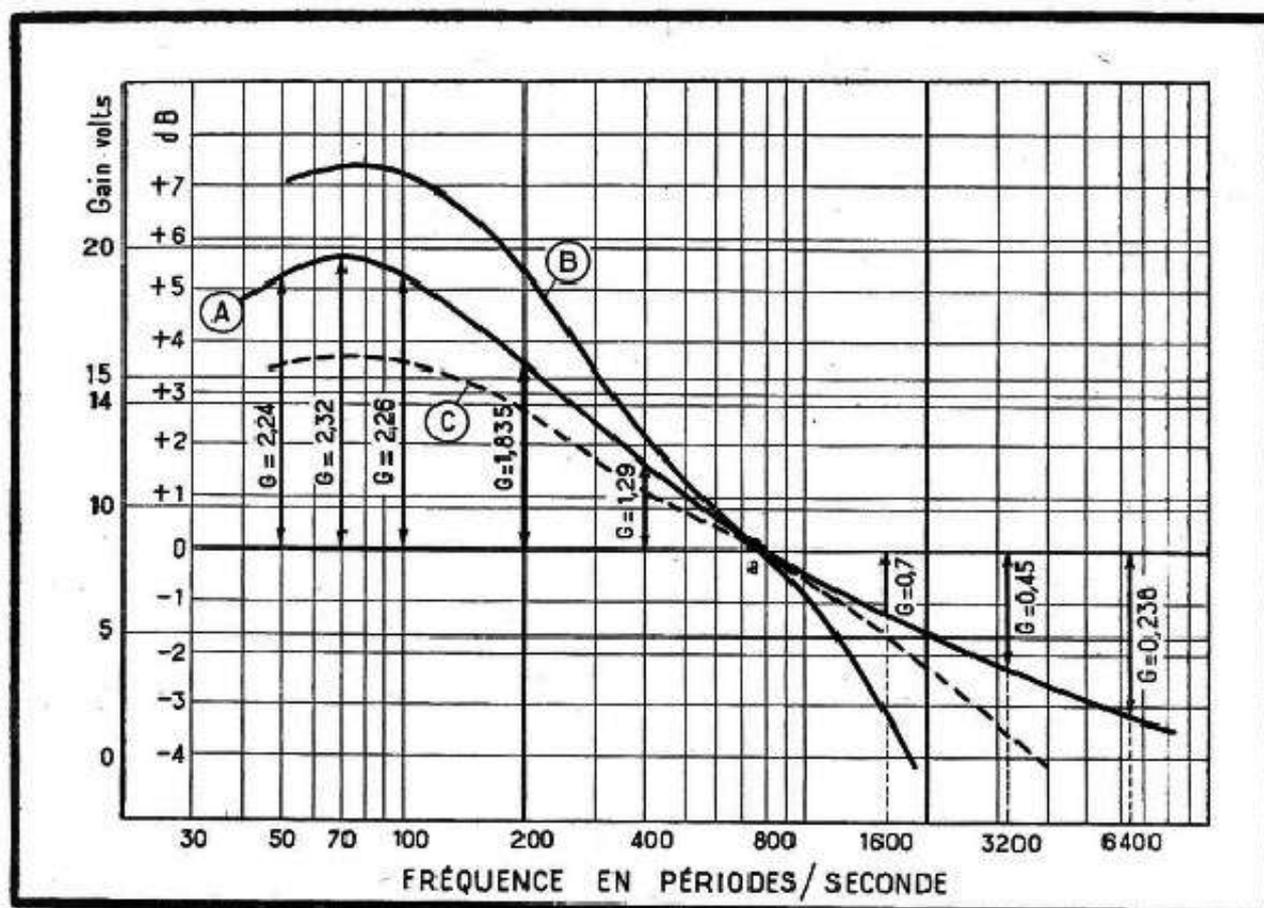


Fig. 88. — Passage d'une courbe linéaire à la courbe en décibels.

4. — Multiplier les nombres trouvés par 20 pour obtenir les décibels correspondants, en affectant du signe « moins » les décibels d'affaiblissement.

5. — Tracer une deuxième échelle verticale et la graduer linéairement en décibels, en adoptant une unité de longueur arbitraire et en portant les décibels positifs au-dessus du niveau « zéro » et les décibels négatifs au-dessous.

6. — Tracer la courbe de réponse en décibels (B, fig. 88).

Le tableau suivant (tableau II) résume les différentes valeurs que l'on doit trouver pour les courbes de la figure 88. Comme on le voit en comparant l'allure des deux cour-

Tableau II. — TRADUCTION EN DÉCIBELS D'UNE COURBE DE RÉPONSE.

(en p/s)	G	$\frac{1}{G}$	$\log G$	$\log \frac{1}{G}$	dB
50	2,24		0,350		7
70	2,32		0,366		7,3
100	2,26		0,354		7,1
200	1,84		0,265		5,3
400	1,29		0,111		2,2
800	1		0		0
1600	0,7	1,43		0,155	— 3,1
3200	0,45	2,22		0,346	— 6,9
6400	0,238	4,2		0,623	— 12,5

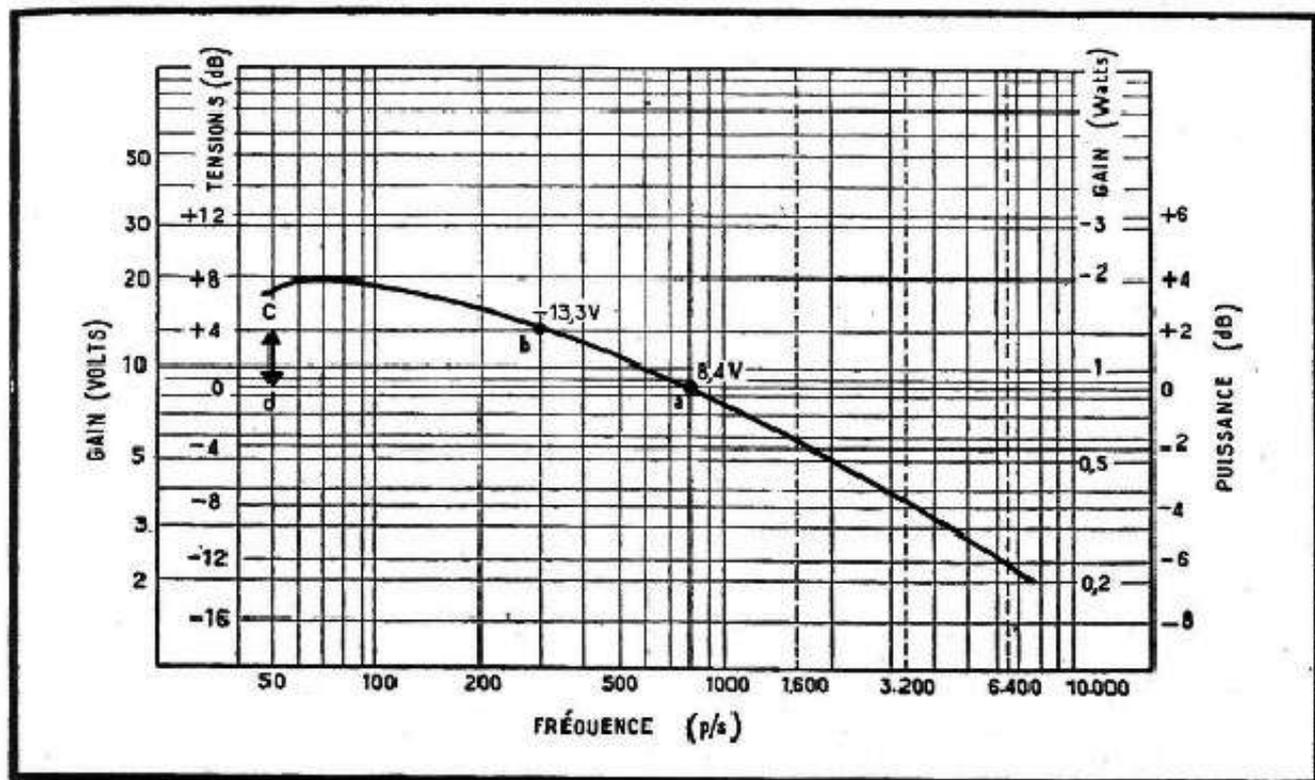


Fig. 89. — Passage d'une courbe logarithmique à une courbe en décibels.

bes, celle des décibels peut avoir plus de « relief » que la courbe « linéaire », si l'échelle des décibels est choisie assez étalée, comme c'est le cas pour la figure 88.

La courbe C (en pointillé) nous montre, à titre d'exemple, ce que nous obtenons en adoptant, pour la graduation des décibels une échelle moitié.

Si la courbe de réponse est déjà tracée avec une échelle verticale logarithmique, comme c'est le cas de la figure 89 où nous avons redessiné la courbe A de la figure 88, sa traduction en décibels est très facile.

On commence, bien entendu, par tracer le niveau « zéro décibel » qui passe, comme précédemment, par le point *a* (800 p/s). Puis on se fixe, arbitrairement, un nombre rond de décibels quelconque, par exemple 4. Il reste à voir à quel niveau *V*, en volts, correspond ce niveau en décibels. Comme le point *a* correspond à 8,4 volts, nous avons :

$$\frac{V}{8,4} = G$$

et

$$20 \log \frac{V}{8,4} = 4.$$

Puisque le logarithme d'un quotient est égal à la différence des logarithmes, nous avons :

$$\log V - \log 8,4 = \frac{4}{20} = 0,2$$

ou

$$\log V = 0,2 + 0,924 = 1,124$$

Les tables nous indiquent que 1,124 est le logarithme de 13,3 environ et, par conséquent, le point 4 décibels correspond à une tension de 13,3 volts (point *b*). Par ce point nous traçons une horizontale qui coupera l'axe des décibels en un point qui nous donnera la division 4. En reportant vers le haut et vers le bas la longueur *cd* correspondant à cette

division nous obtiendrions successivement vers le haut, 8, 12, 16 dB, etc., ou, vers le bas, — 4, — 8, — 12, etc.

Erreurs à ne pas commettre

Tout d'abord, il ne faut jamais oublier que *l'équivalent en décibels d'un rapport de puissances s'exprime par 10 fois le logarithme de ce rapport.*

Cela veut dire que si la courbe de la figure 89 traduisait un gain (ou un affaiblissement) en puissance, suivant, par exemple, l'échelle de droite, graduée en watts, le point *b* correspondrait à une puissance de 1,33 watt et à

$$10 \log \frac{1,33}{0,84} = 10 \log 1,59 = 2 \text{ dB.}$$

En d'autres termes, le repère 4 de l'échelle « dB tensions » correspondrait au repère 2 de l'échelle « dB puissances », toutes les autres divisions de cette dernière étant décalées en proportion.

Un autre point qu'il est important de préciser, c'est que toutes les courbes en décibels que nous avons examinées jusqu'à présent sont valables uniquement pour traduire les variations de tension ou de puissance aux bornes d'un circuit en fonction de la fréquence. Nous pouvons parler, à propos de la figure 89, par exemple, des basses relevées de 8 dB environ à 70 p/s et des aiguës affaiblies de près de 14 dB à 6400 p/s.

Théoriquement nous n'avons pas le droit de traduire en décibels, sans faire certaines corrections, une courbe (par exemple celle de la figure 89) qui définirait la tension de sortie d'un amplificateur pour une certaine tension à l'entrée.

L'opération n'est possible que si l'impédance d'entrée est égale à celle de sortie, ce qui est rarement le cas pour un amplificateur entier.

Pourtant, on voit couramment un amplificateur entier caractérisé par son gain en décibels ou un étage isolé défini par le nombre de décibels traduisant le rapport de sa tension de sortie à sa tension d'entrée. Il s'agit donc de s'entendre sur les choses à faire et à ne pas faire.

Lorsqu'il s'agit d'un gain en puissance d'un amplificateur, nous avons parfaitement le droit de l'exprimer en décibels, puisque, par définition, le décibel exprime un rapport de puissances. Nous n'avons pas alors à tenir compte des impédances d'entrée et de sortie, et nous nous contentons d'évaluer les puissances correspondantes.

Lorsqu'il s'agit d'un gain en tension (ou en intensité) d'un amplificateur, ou d'un étage isolé, il est nécessaire de tenir compte des impédances d'entrée et de sortie, mais on a pris l'habitude, théoriquement incorrecte, d'exprimer directement en décibels le gain d'un étage amplificateur en tension, autrement dit d'un étage préamplificateur B.F.

Toujours est-il que si l'on tient compte des impédances d'entrée (Z_1) et de sortie (Z_2), le gain en tension d'un amplificateur sera donné, en décibels, par la relation :

$$20 \log \frac{U_2}{U_1} + 10 \log \frac{Z_1}{Z_2}$$

où U_1 et U_2 désignent, respectivement, la tension appliquée à l'entrée et recueillie à la sortie.

Evaluation des puissances en décibels

Jusqu'à présent la notion du décibel était liée, pour nous, à celle d'un rapport : rapport des puissances, rapport des tensions. Cependant, il a été jugé commode d'exprimer également en décibels la puissance tout court, ce qui permet de caractériser, en particulier, un amplificateur, en disant qu'il peut, dans les conditions normales, nous fournir une puissance de sortie de 30 décibels, par exemple.

Il est évident que cette façon de s'exprimer ne signifie strictement rien tant qu'on n'a pas défini le « niveau zéro », puisque le décibel reste toujours un rapport et non une unité absolue. Mais c'est là que les choses se compliquent, car jusqu'à présent aucune entente internationale ne définit ce niveau zéro, qui varie suivant les pays, les besoins et les usages.

On en compte cinq à l'heure actuelle, à savoir : 1, 6, 10, 12,5 et 50 milliwatts. Cependant, le niveau zéro 1 mW (0,001 W) tend à s'imposer de plus en plus et c'est celui que nous allons adopter dans tout ce qui va suivre, sauf spécification contraire.

Dans ces conditions, une puissance de 1 watt, par exemple, pourra s'exprimer par :

$$10 \log \frac{1}{0,001} = 10 \log 1\,000 = 10 \times 3 = 30 \text{ dB.}$$

Les puissances inférieures à ce niveau de référence (1 mW) seront exprimées, bien entendu, en décibels négatifs. C'est ainsi qu'un pick-up qui nous fournirait, en moyenne, 0,5 volt aux bornes d'une résistance de 250 000 ohms, serait caractérisé par une puissance de

$$\frac{(0,5)^2}{250\,000} = \frac{0,25}{250\,000} = \frac{25 \cdot 10^{-2}}{25 \cdot 10^4} = 1 \cdot 10^{-6} \text{ W.}$$

Comparé à 1 mW ($1 \cdot 10^{-3}$ watt) cela nous donne un rapport de puissances de

$$\frac{1 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-6}} = 1 \cdot 10^3 = 1000,$$

et, en décibels (négatifs),

$$- 10 \log 1000 = - 10 \times 3 = - 30 \text{ dB.}$$

Nous pouvons alors dire que le pick-up en question nous fournit une puissance de - 30 dB. Voici un tableau (III) donnant la puissance en watts correspondant à un certain nombre de niveaux en décibels, le niveau zéro étant de 1 mW.

**Tableau III — CORRESPONDANCE PUISSANCE-DÉCIBELS
POUR LE NIVEAU 0 dB = 1 mW.**

Milliwatts	dB (-)	Milliwatts	dB (-)	Watts	dB (+)	Watts	dB (+)
1.10 ⁻⁵	- 50	0,001	- 30	100.	50	1.	30
1,26.10 ⁻⁵	- 49	0,0016	- 28	79,4	49	0,63	28
1,6.10 ⁻⁵	- 48	0,0025	- 26	63,1	48	0,40	26
1,9.10 ⁻⁵	- 47	0,004	- 24	50,1	47	0,25	24
2,5.10 ⁻⁵	- 46	0,006	- 22	39,8	46	0,16	22
3,16.10 ⁻⁵	- 45	0,010	- 20	31,6	45	0,10	20
3,4.10 ⁻⁵	- 44	0,016	- 18	25,1	44	0,063	18
5.10 ⁻⁵	- 43	0,025	- 16	19,9	43	0,040	16
6,3.10 ⁻⁵	- 42	0,039	- 14	15,8	42	0,025	14
7,9.10 ⁻⁵	- 41	0,063	- 12	12,6	41	0,016	12
0,0001	- 40	0,100	- 10	10.	40	0,010	10
0,00016	- 38	0,158	- 8	6,3	38	0,0063	8
0,00025	- 36	0,251	- 6	4,0	36	0,0034	6
0,0004	- 34	0,398	- 4	2,5	34	0,0025	4
0,00063	- 32	0,631	- 2	1,6	32	0,0016	2
		1.	0			0,0010	0

Tableau IV. — PASSAGE D'UN SYSTÈME DE DÉCIBELS A UN AUTRE.

Niveau zéro donné	Niveau zéro cherché				
	1 mW	6 mW	10 mW	12,5 mW	50 mW
1 mW	Sans changement	Ajouter — 7,8 dB	Ajouter — 10 dB	Ajouter — 11 dB	Ajouter — 17 dB
6 mW	Ajouter + 7,8 dB	Sans changement	Ajouter — 2,2 dB	Ajouter — 3,2 dB	Ajouter — 9,2 dB
10 mW	Ajouter + 10 dB	Ajouter + 2,2 dB	Sans changement	Ajouter — 1 dB	Ajouter — 7 dB
12,5 mW	Ajouter + 11 dB	Ajouter + 3,2 dB	Ajouter + 1 dB	Sans changement	Ajouter — 6 dB
50 mW	Ajouter + 17 dB	Ajouter + 9,2 dB	Ajouter + 7 dB	Ajouter + 6 dB	Sans changement

Ce tableau peut également servir pour définir un niveau par rapport à un niveau zéro différent de 1 mW. On procédera comme suit :

a. — S'il s'agit d'un niveau zéro de 6 mW, ajouter — 7,8 dB aux chiffres donnés par le tableau I.

Cela veut dire que si l'on choisit 6 mW comme niveau de référence, la puissance de 0,1 mW (— 10 dB ci-dessus) sera équivalente à $-10 - 7,8 = -17,3$ dB. De même, la puissance de 1,6 watt (32 dB) sera équivalente à $32 - 7,8 = 24,2$ dB.

b. — Inversement, si une puissance nous est donnée, en décibels, par rapport au niveau zéro de 6 mW, nous la ramenons au niveau de 1 mW, en ajoutant + 7,8 dB au chiffre indiqué.

Ainsi, 20 dB par rapport à 6 mW correspondent à $20 + 7,8 = 27,8$ dB par rapport à 1 mW.

Nous avons dressé d'ailleurs un tableau (IV) qui indique le nombre de décibels (positifs ou négatifs) à ajouter pour passer d'un système à l'autre.



ÉVALUATION EN DÉCIBELS DU GAIN, DE L'AFFAIBLISSEMENT ET DE LA CONTRE-RÉACTION

Rapports des tensions, des intensités et des puissances en décibels

Bien que nous ayons indiqué plus haut les relations qui permettent d'exprimer en décibels un rapport de tensions (ou d'intensités) et un rapport de puissances, nous croyons utile, pour la rapidité des différents calculs qu'un technicien peut avoir à faire, de donner ci-après deux tableaux. Le premier (V) nous fournit la correspondance d'un nombre rond de décibels avec les rapports de tensions (ou d'intensités) et de puissances. Le second (VI) indique à combien de décibels correspondent certains rapports de tensions (ou d'intensités) et de puissances.

Suivant les besoins, que les exemples donnés plus loin nous feront mieux comprendre, on utilisera l'un ou l'autre de ces tableaux. Il est d'ailleurs à remarquer que la correspondance décibels-rapports de puissances peut être facilement déduite du tableau III, particulièrement commode pour cet usage à cause du niveau zéro choisi de 1 mW.

Le tableau VI permet de trouver rapidement le nombre de décibels correspondant à n'importe quel rapport de tensions ou de puissances. La façon de procéder est la suivante.

a. — Soit un rapport quelconque n que nous ne trouvons pas dans le tableau VI et que nous voulons traduire en décibels. Nous pouvons toujours considérer n comme un produit d'un certain nombre de rapports connus, figurant dans le tableau VI. Par exemple, si le rapport donné est 15, nous pouvons dire : $15 = 3 \times 5$; s'il s'agit de 85 nous écrivons $85 = 17 \times 5 = 1,7 \times 10 \times 5$.

b. — Ayant décomposé de cette façon le rapport donné, nous cherchons dans le tableau VI le nombre de décibels correspondant à chacun des facteurs, dans la colonne « Puissance » ou « Tension », suivant le cas, et en faisons la somme.

En reprenant les exemples ci-dessus, nous aurons :

$$15 = 3 \times 5 = 4,771 + 6,990 = 11,761 \text{ dB (en puissance), ou le double, soit } 23,522 \text{ dB en tension.}$$

$$85 = 1,7 \times 10 \times 5 = 2,304 + 10 + 6,990 = 19,294 \text{ dB (en puissance), ou } 38,588 \text{ dB en tension.}$$

Évaluation du gain en décibels d'un ensemble

Lorsqu'il s'agit d'un ensemble amplificateur quelconque, attaqué par un pick-up, par exemple, nous pouvons évaluer en décibels le gain de chaque étage ainsi que la puissance délivrée par le pick-up. Le gain total de l'amplificateur, en décibels, sera la somme

Tableau V. — CORRESPONDANCE DÉCIBELS-RAPPORTS DE TENSIONS, D'INTENSITÉS OU DE PUISSANCES.

Rapport de puissances	Rapport de tensions	dB		Rapport de tensions	Rapport de puissances
		-	+		
1,000	1,000	0		1,000	1,000
0,891	0,944	0,5		1,059	1,122
0,794	0,891	1		1,122	1,259
0,631	0,794	2		1,259	1,585
0,501	0,707	3		1,413	1,995
0,398	0,631	4		1,585	2,512
0,316	0,562	5		1,778	3,162
0,251	0,501	6		1,995	3,981
0,199	0,446	7		2,239	5,012
0,158	0,398	8		2,512	6,310
0,126	0,354	9		2,818	7,943
0,100	0,316	10		3,162	10
0,079	0,281	11		3,548	12,59
0,063	0,251	12		3,981	15,85
0,050	0,224	13		4,467	19,95
0,040	0,199	14		5,012	25,12
0,032	0,178	15		5,623	31,62
0,025	0,158	16		6,310	39,81
0,020	0,141	17		7,079	50,12
0,016	0,126	18		7,943	63,10
0,013	0,112	19		8,913	79,43
0,010	0,100	20		10,000	100
0,0080	0,089	21		11,22	125,9
0,0063	0,079	22		12,59	158,5
0,0050	0,071	23		14,13	199,5
0,0040	0,063	24		15,85	251,2
0,0032	0,056	25		17,78	316,2
0,0025	0,050	26		19,95	398,1
0,0020	0,045	27		22,39	501,2
0,0016	0,040	28		25,12	631,0
0,0013	0,035	29		28,18	794,3
0,0010	0,032	30		31,62	1000
$8 \cdot 10^{-4}$	0,028	31		35,48	1259
$6,3 \cdot 10^{-4}$	0,025	32		39,81	1585
$5 \cdot 10^{-4}$	0,022	33		44,67	1995
$4 \cdot 10^{-4}$	0,020	34		50,12	2512
$3,2 \cdot 10^{-4}$	0,018	35		56,23	3162
$2,5 \cdot 10^{-4}$	0,016	36		63,10	3981
$2 \cdot 10^{-4}$	0,014	37		70,79	5012
$1,6 \cdot 10^{-4}$	0,013	38		79,43	6310
$1,3 \cdot 10^{-4}$	0,011	39		89,13	7943
$1 \cdot 10^{-4}$	0,010	40		100	10 000
$8 \cdot 10^{-5}$	0,0089	41		112,2	12 590
$6,3 \cdot 10^{-5}$	0,0079	42		125,9	15 850
$5 \cdot 10^{-5}$	0,0070	43		141,3	19 950
$4 \cdot 10^{-5}$	0,0063	44		158,5	25 120
$3,2 \cdot 10^{-5}$	0,0056	45		177,8	31 620

des gains en décibels de chaque étage, tandis que la puissance de sortie sera donnée, toujours en décibels, par la somme du gain total et de la puissance délivrée par le pick-up, en tenant compte des signes, bien entendu.

Voici un exemple qui fera mieux comprendre le mécanisme de ces différents calculs, en eux-mêmes très simples. Un amplificateur classique à deux étages (fig. 90) est attaqué par un pick-up, qui nous fournit une tension de 0,25 V aux bornes de la résistance R_1 de 1 M Ω .

Tableau VI. — CORRESPONDANCE RAPPORTS (DE TENSIONS OU DE PUISSANCES) - DÉCIBELS.

Rapport	dB (puissance)	dB (tension)	Rapport	dB (puissance)	dB (tension)
1	0	0	5,7	7,559	15,117
1,1	0,414	0,828	5,8	7,634	15,269
1,2	0,792	1,584	5,9	7,709	15,417
1,3	1,139	2,279	6	7,782	15,563
1,4	1,461	2,923	6,1	7,853	15,707
1,5	1,761	3,522	6,2	7,924	15,848
1,6	2,041	4,082	6,3	7,993	15,987
1,7	2,304	4,609	6,4	8,062	16,124
1,8	2,553	5,105	6,5	8,129	16,258
1,9	2,788	5,575	6,6	8,195	16,391
2	3,010	6,021	6,7	8,261	16,521
2,1	3,222	6,444	6,8	8,325	16,650
2,2	3,424	6,848	6,9	8,388	16,777
2,3	3,617	7,235	7	8,451	16,902
2,4	3,802	7,604	7,1	8,513	17,025
2,5	3,979	7,959	7,2	8,573	17,147
2,6	4,150	8,299	7,3	8,633	17,266
2,7	4,314	8,627	7,4	8,692	17,385
2,8	4,472	8,943	7,5	8,751	17,501
2,9	4,624	9,248	7,6	8,808	17,616
3	4,771	9,542	7,7	8,865	17,730
3,1	4,914	9,827	7,8	8,921	17,842
3,2	5,051	10,103	7,9	8,976	17,953
3,3	5,185	10,370	8	9,031	18,062
3,4	5,315	10,630	8,1	9,085	18,170
3,5	5,441	10,881	8,2	9,138	18,276
3,6	5,563	11,126	8,3	9,191	18,382
3,7	5,682	11,364	8,4	9,243	18,486
3,8	5,798	11,596	8,5	9,294	18,588
3,9	5,911	11,821	8,6	9,345	18,690
4	6,021	12,041	8,7	9,395	18,790
4,1	6,128	12,256	8,8	9,455	18,890
4,2	6,232	12,465	8,9	9,494	18,988
4,3	6,335	12,669	9	9,542	19,085
4,4	6,435	12,869	9,1	9,590	19,181
4,5	6,532	13,064	9,2	9,638	19,276
4,6	6,628	13,225	9,3	9,685	19,370
4,7	6,721	13,442	9,4	9,731	19,463
4,8	6,812	13,625	9,5	9,777	19,554
4,9	6,902	13,804	9,6	9,823	19,645
5	6,990	13,979	9,7	9,868	19,735
5,1	7,076	14,151	9,8	9,912	19,825
5,2	7,160	14,320	9,9	9,956	19,913
5,3	7,243	14,486	10	10	20
5,4	7,324	14,648	100	20	40
5,5	7,404	14,807	1 000	30	60
5,6	7,482	14,964	10 000	40	80

Ce pick-up nous délivre, par conséquent, une puissance de

$$\frac{(0,25)^2}{1.10^6} = \frac{625.10^{-4}}{1.10^6} = 625.10^{-10} = 6,25.10^{-8} \text{ watt,}$$

c'est-à-dire de $6,25.10^{-5}$ milliwatt, ce qui correspond très sensiblement, à un niveau de -42 dB (voir le tableau III).

Nous voulons, dans ces conditions, obtenir une puissance de sortie de 3 watts, ce

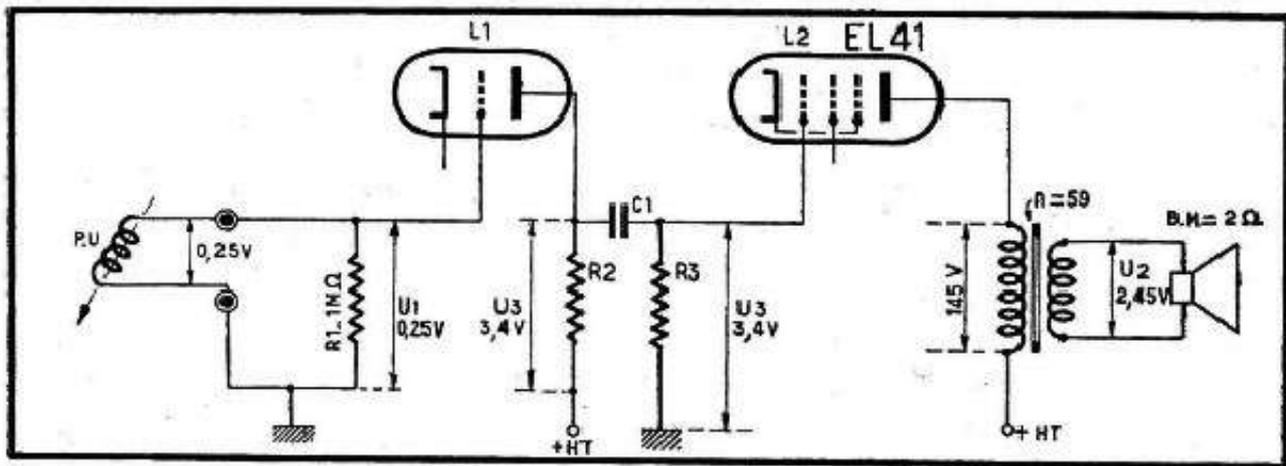


Fig. 90. — Schéma général d'un amplificateur classique à deux lampes.

qui correspond, pour une bobine mobile que nous supposons de 2 ohms, à une tension U aux bornes de cette bobine, telle que

$$\frac{U^2}{2} = 3,$$

ce qui nous donne $U = \sqrt{6} = 2,45$ volts. Par ailleurs, une puissance de 3 watts (3000 mW) correspond à un niveau de

$$10 \log \frac{3000}{1} = 10 \times 3,477 = 34,77 \text{ dB.}$$

On comprend aisément que pour passer du niveau -42 dB (pick-up) à celui de $+34,77$ dB (haut-parleur), il nous faut un gain total de

$$42 + 34,77 = 76,77 \text{ dB,}$$

soit 77 dB en chiffre rond. Nous retrouvons d'ailleurs le même chiffre en faisant le rapport des puissances à l'entrée ($6,25 \cdot 10^{-5}$ mW) et à la sortie (3000 mW) et en exprimant ce rapport en décibels. En effet

$$\frac{3000}{6,25 \cdot 10^{-5}} = 48.16^6,$$

nombre que nous décomposons en facteurs suivants

$$48.10^6 = 6 \times 8 \times 1000 \times 1000,$$

ce qui nous donne (en puissance)

$$7,782 + 9,031 + 30 + 30 = 76,8 \text{ dB,}$$

autrement dit le même gain que celui trouvé précédemment.

Ce gain total nécessaire de 77 dB sera partagé (par addition) entre les deux étages de l'amplificateur. Autrement dit, si le gain de l'étage L_1 est de 30 dB, par exemple, celui de l'étage final L_2 devra être de $77 - 30 = 47$ dB. Mais rien ne nous empêche de pousser le gain de l'étage L_1 , quitte à nous contenter d'un gain moindre pour L_2 . Il suffit que la somme des deux nous donne 77 dB.

Il est à remarquer que l'expression du gain d'un amplificateur en décibels ne dépend que du rapport « Sortie/Entrée », et reste la même lorsque ce rapport est celui des puissances ou celui des tensions, à condition de tenir compte, dans ce dernier cas, des impédances correspondantes.

En effet, en posant :

Tension d'entrée = U_1 ;

Tension de sortie = U_2 ;

Impédance d'entrée = Z_1 ;

Impédance de sortie = Z_2 ;

nous calculons le gain total en décibels par l'expression

$$20 \log \frac{U_2}{U_1} + 10 \log \frac{Z_1}{Z_2}.$$

Dans cette expression, nous avons

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{2,45}{0,25} = 9,8 \text{ et } \log 9,8 = 0,9912;$$

$$Z_1 = R_1 = 1 \text{ M}\Omega;$$

$$Z_2 = \text{impédance B.M.} = 2 \Omega;$$

$$\frac{Z_1}{Z_2} = 500\,000 \text{ et } \log 500\,000 = 5,6989.$$

Donc, finalement, le gain en décibels, en considérant le rapport des tensions, sera

$$(20 \times 0,9912) + (10 \times 5,6989) = 76,809 \text{ dB,}$$

c'est-à-dire le même gain que celui calculé en tenant compte du rapport des puissances.

Mais revenons au schéma de la figure 90. Le gain de l'étage préamplificateur L_1 étant subordonné à celui de l'étage final, nous allons voir quel est l'ordre de grandeur du gain de ce dernier pour un certain nombre de lampes finales courantes.

Les caractéristiques fournies par les fabricants de tubes nous permettent de calculer aisément le gain d'un étage final et de le traduire en décibels. Nous nous apercevons, en le faisant, que tous les tubes de puissance (pentodes ou tétrodes) peuvent être divisés, pratiquement, en trois catégories :

Gain 50 à 52 dB. — EL3N, EL6, EL41, EL84;

Gain 44 à 46 dB. — EL42, UL41, 6V6, 6AQ5, 6L6, 25L6, 50B5,

Gain 40 à 41 dB. — 6F6, 42, 25A6, etc. ;

chiffres moyens qui peuvent varier, en plus ou en moins, suivant les caractéristiques du circuit de liaison $R_2 - C_1 - R_3$.

Supposons donc que le tube L_2 de la figure 90 soit une EL41, que le gain de l'étage final soit de 51 dB et que, dans ces conditions, nous ayons environ 3,4 volts (U_3) sur la grille de la lampe finale.

Le gain de l'étage L_1 (préamplificateur) devra donc être

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{3,4}{0,25} = 13,6,$$

ce qui, si on voulait l'exprimer en décibels, ferait 22,7 dB environ. On voit immédiatement que le compte n'y est pas car

$$51 + 22,7 = 73,7 \text{ dB}$$

au lieu de 77 dB dont nous avons besoin. Cela souligne que dans un raisonnement tel que le nôtre la traduction du gain (en tension) directement en décibels, sans tenir compte des impédances, peut conduire à des erreurs.

Il faut donc, si on veut retrouver la somme de 77 dB environ, exprimer le gain de l'étage préamplificateur en introduisant la correction indiquée plus haut pour tenir compte des impédances. L'impédance d'entrée sera $R_1 = 1 \text{ M}\Omega$, tandis que celle de sortie sera la même que l'impédance d'entrée de L_2 , utilisée pour le calcul du gain de l'étage final.

Mais lorsqu'il s'agit d'une appréciation rapide, l'expression d'un gain en tension directement en décibels, sans aucune correction, peut se défendre et nous donne un ordre de grandeur.

Cependant, lorsqu'on considère non pas le gain en tension de l'étage préamplificateur, mais son accroissement ou sa diminution, exprimés par un rapport, la traduction de ce rapport en décibels donne un résultat juste et correspond à la variation du gain total de l'amplificateur.

Supposons, par exemple, que dans l'amplificateur de la figure 90 nous désirons obtenir une puissance de sortie double, soit 6 watts, la lampe finale étant une EL6. Le niveau à l'entrée étant toujours de -42 dB, celui à la sortie sera de $+37,78$ dB, d'où un gain total nécessaire de $79,78$ dB.

Pour une puissance de sortie de 3 watts, le gain total, rappelons-le, était de $76,78$ dB (que nous avons arrondi à 77 dB), donc un accroissement de gain de 3 dB.

Le gain de l'étage final est supposé être de 51 dB, ce qui fait que les 3 décibels supplémentaires doivent être gagnés par l'étage préamplificateur.

Or, pour une puissance de sortie double, la tension aux bornes de la bobine mobile sera à multiplier par $\sqrt{2} = 1,41$, et il en est de même de la tension U_3 . Cela nous fait donc

$$\text{Bobine mobile : } 2,45 \times 1,41 = 3,46 \text{ V ;}$$

$$\text{Grille } L_2 (U_3) : 3,4 \times 1,41 = 4,8 \text{ V.}$$

Le gain de l'étage préamplificateur devra donc être

$$\frac{4,8}{0,25} = 19,2,$$

rapport qui, exprimé en décibels, nous donne $25,67$, dB, c'est-à-dire exactement 3 dB de plus que le gain précédent.

Pour clore ce paragraphe, nous croyons utile de donner un tableau (VII) résumant les chiffres que l'on doit adopter ou trouver, avec un certain nombre de lampes finales courantes.

Tableau VII. — CARACTÉRISTIQUES D'UN ÉTAGE FINAL TRADUITES EN DÉCIBELS ET EN VOLTS AUX BORNES DE LA BOBINE MOBILE.

Tube	Gain max. dB	Niveau sortie max. dB	Tension bobine mobile pour niveau sortie max. et impédance B.M. de :				Tension bobine mobile pour 1 volt d'entrée et impédance B.M. de :			
			2	2,5	3	3,5	2	2,5	3	3,5
ECL80	47,4	31,9	1,76	1,97	2,16	2,33	0,49	0,55	0,60	0,65
ECL82- PCL82	48,9	35,4	2,64	2,96	3,24	3,54	1,18	1,32	1,45	1,57
EL3N	51	36,5	3,02	3,32	3,66	3,9	0,72	0,79	0,87	0,93
EL6	52,6	39	4,6	5,15	5,65	6,05	0,96	1,07	1,18	1,26
EL34	51,5	40,4	4,7	5,25	5,75	6,2	0,89	1	1,1	1,18
EL41	51,3	35,9	2,8	3,12	3,32	3,68	0,74	0,82	0,9	0,97
EL42	43,4	34,5	2,4	2,64	2,88	3,12	0,30	0,33	0,36	0,39
EL82-PL82.	49,3	36,2	2,9	3,2	3,55	3,84	0,71	0,79	0,87	0,94
EL84	51,9	37,5	3,44	3,87	4,22	4,5	0,8	0,9	0,96	1,05
UL41	46,4	32,3	1,85	2,02	2,24	2,42	0,42	0,46	0,51	0,55
UL84	50,6	37,5	3,34	3,74	4,1	4,42	0,71	0,79	0,87	0,94
6V6-6AQ5 .	44,5	36,3	3	3,26	3,5	3,87	0,34	0,37	0,40	0,44
6L6	45,2	38	3,7	4,1	4,5	4,8	0,37	0,41	0,45	0,48
25L6-50B5..	45,8	33,4	2,1	2,38	2,6	2,76	0,39	0,44	0,48	0,51
6F6	40,5	34,7	2,42	2,65	3	3,22	0,21	0,23	0,26	0,28
25A6	36	29,5	1,38	1,47	1,7	1,8	0,13	0,14	0,16	0,17

Nous avons indiqué, pour chaque tube, le gain maximum possible, en dB, ainsi que le niveau de sortie maximum, en décibels également, ce qui rend particulièrement commode l'appréciation du gain total nécessaire et du gain de l'étage (ou des étages) préamplificateur dans chaque cas donné, lorsqu'on connaît le niveau fourni par l'appareil attaquant l'amplificateur : microphone, pick-up, etc...

Si nous voulons, par exemple, utiliser au maximum un tube EL84, avec un pick-up dont le niveau de sortie est de -47 dB, nous devons disposer d'un gain total de $47 + 37,5 = 84,5$ dB. Par ailleurs, l'étage final nous donnant un gain de $51,9$ dB, le gain de l'étage préamplificateur devra être de $84,5 - 51,9 = 32,6$ dB, ce qui, en première approximation, correspond (voir tableau VI) à un gain en tension de 43. Il faut noter que les chiffres indiquant le niveau de sortie maximum dans le tableau VII constituent une limite pour laquelle les constructeurs des tubes indiquent une distorsion de l'ordre de 10 %. Par conséquent, il est prudent de se tenir constamment au-dessous de cette limite.

Contre-réaction ou correction de tonalité = décibels négatifs

Le schéma de la figure 90 nous a montré un amplificateur en quelque sorte idéal, en ce sens qu'il ne procurait que de l'amplification. En réalité, tout amplificateur comporte des éléments affaiblisseurs, soit agissant sur la totalité de la bande des fréquences amplifiées, soit atténuant certaines fréquences seulement.

Nous avons déjà vu que tout système de contre-réaction, ou de correction de tonalité en général, équivalait à une atténuation, et l'idée vient naturellement d'exprimer cette atténuation en décibels, négatifs évidemment.

Le gain total réel d'un amplificateur sera alors constitué par la somme algébrique (c'est-à-dire en tenant compte des signes) du gain des différents étages et de l'atténuation, exprimée en dB, bien entendu.

Supposons, pour fixer les idées, que nous ayons besoin d'un amplificateur de 80 dB de gain total effectif. Or, nous y avons introduit un dispositif de contre-réaction équivalant à une atténuation de -5 dB. Il nous faudra donc prévoir notre amplificateur pour un gain total de 85 dB, ce qui nous donnera bien, en tenant compte de la contre-réaction, $85 - 5 = 80$ dB, gain nécessaire.

Dans le cas général, celui d'une correction de tonalité ou de contre-réaction, agissant sur certaines fréquences seulement, le travail est plus compliqué, puisque nous devons calculer l'affaiblissement pour un certain nombre de fréquences et le déduire du gain total pour pouvoir tracer une courbe de réponse, par exemple.

Comment exprimer en décibels l'atténuation introduite par une contre-réaction ? Le raisonnement est très simple et découle directement de ce que nous savons déjà sur la contre-réaction.

Supposons un amplificateur quelconque, à un ou plusieurs étages, peu importe, dont le gain total, en tension, soit exprimé par un rapport G . En introduisant une contre-réaction au taux t , nous obtenons un nouveau gain G_1 , inférieur à G , et donné par la formule bien connue

$$G_1 = \frac{G}{1 + tG}$$

Nous avons donc fait varier le gain en tension de l'amplificateur dans le rapport G_1/G ; or nous avons vu plus haut qu'une telle variation, exprimée en décibels, se répercutait, par addition ou soustraction, sur le gain total.

Le rapport G_1/G étant égal, d'après la formule ci-dessus à

$$\frac{G_1}{G} = \frac{G}{G(1 + tG)} = \frac{1}{1 + tG}$$

il nous reste à exprimer ce dernier en décibels (rapport de tensions) que nous retranche-

rons du gain total sans contre-réaction, également en décibels, pour avoir le gain réel.

Pour plus de commodité on peut calculer non pas G_1/G , qui est inférieur à 1, mais son inverse $G/G_1 = 1 + t G$, ce qui nous donne les décibels positifs dont nous n'avons plus qu'à changer le signe.

Voyons l'application de tout cela sur un cas simple (fig. 91) où une contre-réaction en tension agit sur l'étage final seulement. Le circuit de contre-réaction ne comportant pratiquement aucune réactance, l'action s'exerce uniformément sur toutes les fréquences et le taux t est pratiquement constant.

La tension de contre-réaction se trouve appliquée aux bornes du circuit composé de la résistance R_2 avec, en parallèle, C_1 en série avec R_1 . Pour simplifier nous admettons que l'impédance résultante de ce circuit est égale à 200 000 ohms, ce qui nous donne un taux de contre-réaction

$$t = \frac{200\,000}{200\,000 + R_2} = 0,167 \text{ soit } 16,7 \%$$

Le gain final en tension G de l'étage final est $74/5,4 = 13,7$ et le rapport G/G_1 s'écrira

$$1 + 0,167 \cdot 13,7 = 1 + 2,3 = 3,3$$

valeur à laquelle correspond (tableau VI) 10,37 dB (tension).

Le gain de notre étage final qui était primitivement de 45,8 dB (tableau VII) tombe à 35,4 dB environ, tandis que le niveau de sortie, en admettant que la tension d'attaque U_1 reste de 5,4 volts, n'est plus que de $33,4 - 10,37 = 23$ dB, ce qui nous fait 0,2 watts environ.

Pour retrouver la même puissance de sortie que sans contre-réaction nous devons regagner les 10,4 dB perdus, par l'étage préamplificateur, de façon que la tension U_1 augmente dans le rapport 3,3.

Un cas plus compliqué est celui de la figure 92, où le circuit de contre-réaction comporte un condensateur série C_2 , ce qui détermine un taux d'autant plus important que la fréquence est plus élevée.

Pour analyser ce cas, nous allons refaire le même calcul que ci-dessus, mais pour quatre fréquences : 100, 400, 1600 et 6400 Hz, ce qui est suffisant pour un système aussi simple, et nous permettra d'avoir l'allure de la courbe de réponse. On suppose, bien entendu, que le gain G de l'étage final (sans contre-réaction) reste constant à ces quatre fréquences, ce qui est d'ailleurs à peu près exact dans la pratique.

Commençons par déterminer l'impédance du circuit $R_2 - R_3 - C_2$ pour les quatre fréquences ci-dessus. Nous trouvons

100 Hz	32 M Ω ;
400 Hz	8,1 M Ω ;
1600 Hz	2,34 M Ω ;
6400 Hz	1,3 M Ω .

Par conséquent, le taux de contre-réaction sera, pour ces fréquences :

$$100 \text{ Hz} : \frac{0,2}{3,2} = 0,00625 = 0,625 \%$$

$$400 \text{ Hz} : \frac{0,2}{8,1} = 0,025 = 2,5 \%$$

$$1600 \text{ Hz} : \frac{0,2}{2,34} = 0,085 = 8,5 \%$$

$$6400 \text{ Hz} : \frac{0,2}{1,3} = 0,154 = 15,4 \%$$

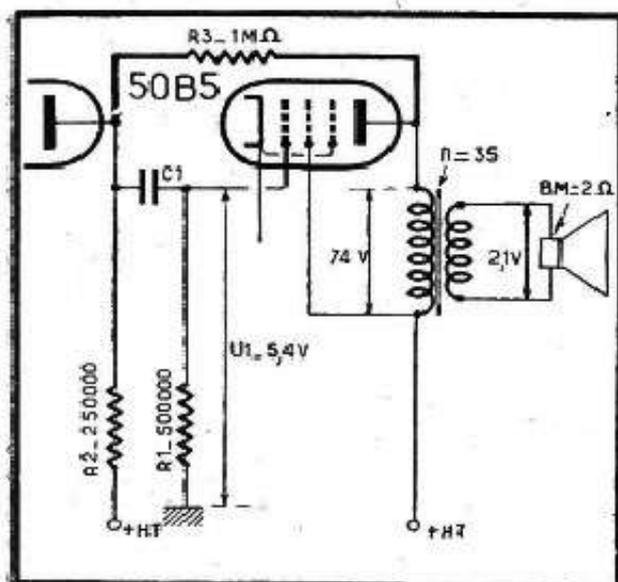


Fig. 91. — Contre-réaction simple sur l'étage final.

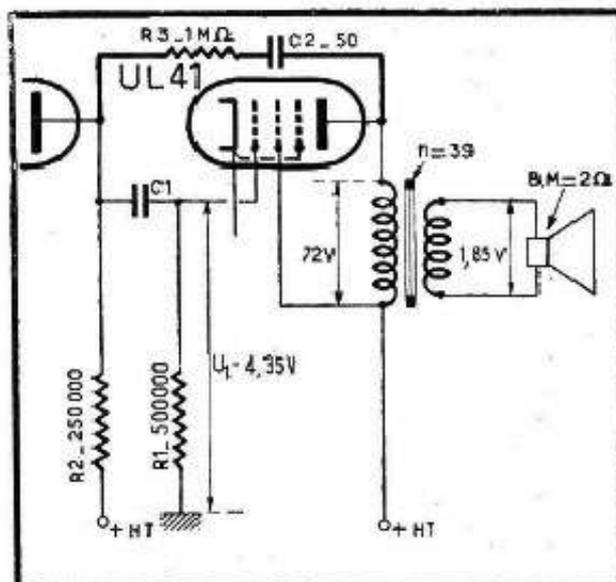


Fig. 92. — Contre-réaction atténuant les aigus.

Le gain de l'étage final de la figure 92, sans contre-réaction est de $72/4,35 = 16,5 = G$. Nous calculons alors le gain G_1 pour les quatre fréquences choisies, puis la valeur du rapport G/G_1 pour les mêmes fréquences, enfin la traduction de ces quatre rapports en décibels. Le tableau ci-dessous nous donne les chiffres obtenus.

f (Hz)	G_1	G/G_1	dB
100	15	1,1	0,828
400	11,7	1,41	2,98
1600	6,9	2,4	7,60
6400	4,65	3,55	11

Le niveau de sortie normal de l'étage final de la figure 92, dans les conditions précisées par le schéma, est de 32,3 dB, ce qui nous donne les niveaux suivants avec contre-réaction

100 Hz	32,3 — 0,83 = 31,5 dB
400 Hz	32,3 — 2,98 = 29,3 dB
1600 Hz	32,3 — 7,6 = 24,7 dB
6400 Hz	32,3 — 11 = 21,3 dB

Il suffit alors de prendre une feuille de papier, logarithmique horizontalement et linéaire verticalement, choisir pour les décibels une échelle arbitraire, adopter un niveau zéro quelconque, par exemple celui à 400 Hz, et tracer la courbe correspondante (fig. 93).

Evaluation du gain en décibels d'un ensemble

Prenons encore un exemple, d'un amplificateur où la contre-réaction agit sur deux étages, la tension de réinjection étant prélevée aux bornes de la bobine mobile (fig. 94).

Le niveau à l'entrée étant de -45 dB et le niveau de sortie, à puissance maximum, de $+36,3$ dB, nous devons disposer d'un gain total de 81,3 dB pour atteindre cette puissance.

Nous voulons introduire une contre-réaction de -5 dB, suivant le schéma de la figure 94 et prévoyons donc un gain supérieur de 5 dB à celui nécessaire sans contre-

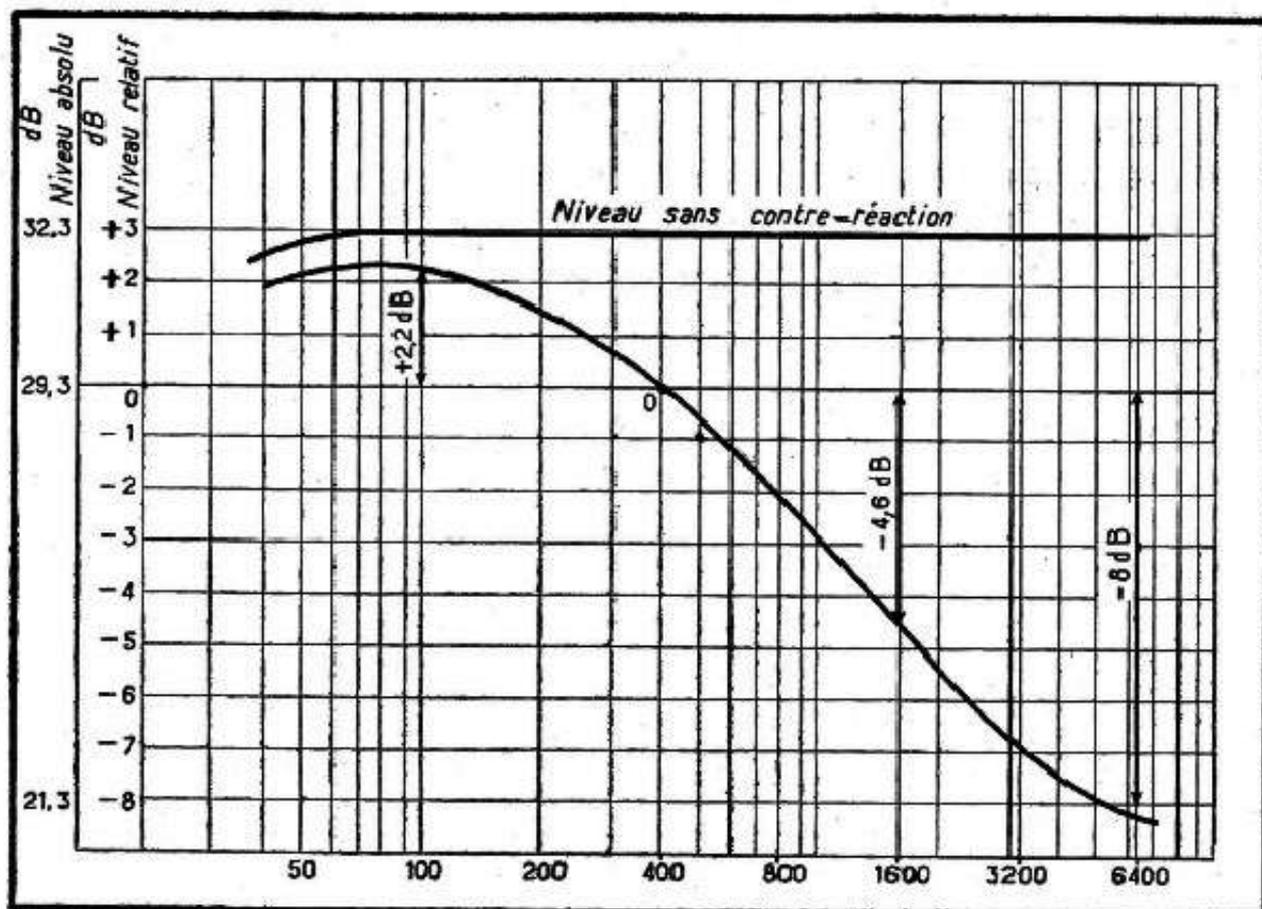


Fig. 93. — Courbe montrant l'atténuation des aiguës procurée par la contre-réaction de la figure 92.

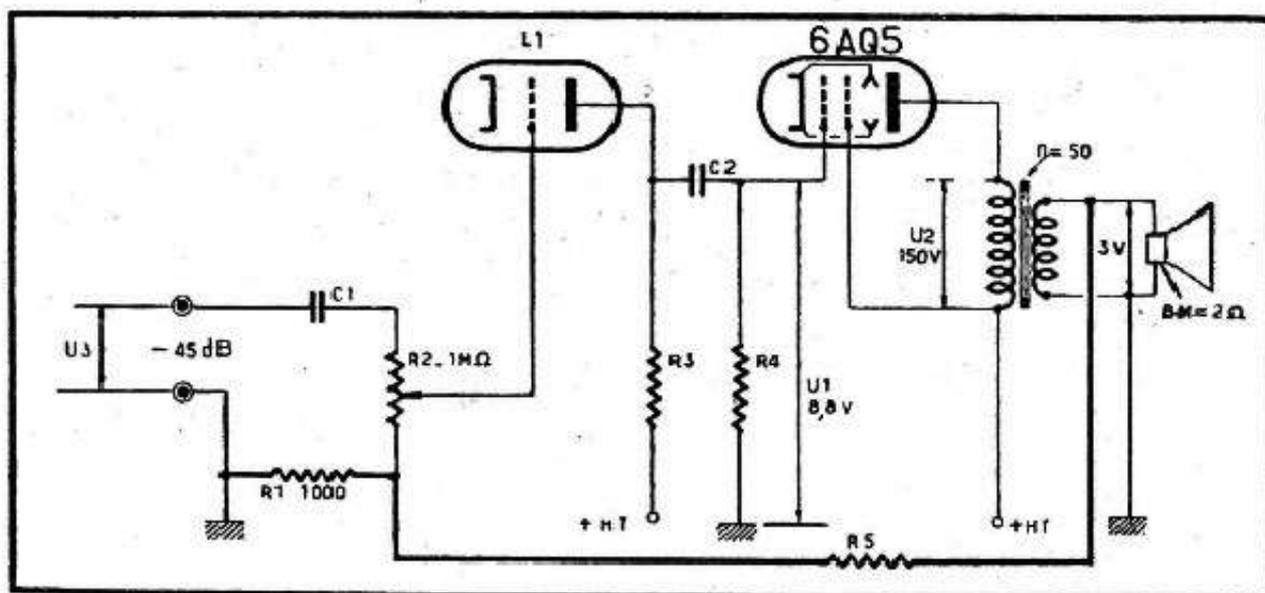


Fig. 94. — Un amplificateur B.F. classique comportant un dispositif de contre-réaction agissant sur deux étages.

réaction, ce qui nous fait, au total, 86,3 dB. L'étage final nous donnant un gain de 44,5 dB, l'étage préamplificateur devra nous fournir 41,8 dB. Or, cela correspond à un gain en tension de l'ordre de 120, irréalisable avec une triode et même difficilement obtenu avec une penthode. La solution, que nous indiquons en passant, consisterait à remplacer la lampe finale 6AQ5 par une autre, donnant un gain supérieur. En adoptant une EL84, par exemple (51,9 dB), nous ramenons le gain de l'étage préamplificateur à 34,4 dB, niveau beaucoup plus raisonnable et qui correspond à un gain en tension de l'ordre de

52-53. A peu près n'importe quelle penthode nous le donnera facilement. Mais revenons au schéma de la figure 94 et supposons réalisée la condition : gain en tension de l'étage préamplificateur = 120.

Puisque nous nous sommes fixé — 5 dB pour la contre-réaction, il nous faut calculer le taux t de cette dernière, en tenant compte du fait que le taux réel doit être considéré par rapport au secondaire du transformateur de sortie, que l'on divise par le rapport n de ce dernier, soit 50. En somme, l'expression du taux sera

$$t = \frac{R_1}{50 (R_1 + R_5)} = \frac{1000}{50 (1000 + R_5)}$$

Le gain en tension total, G , de l'amplificateur, jusqu'au primaire du transformateur de sortie, est $120 \times 17 = 2040$. Ce gain, après introduction de la contre-réaction, devient G_1 tel que

$$\frac{G}{G_1} = 5 \text{ dB} = 1,778$$

d'où :

$$1,778 = 1 + tG.$$

Par conséquent

$$1 + \frac{1000 \cdot 2040}{50 (1000 + R_5)} = 1,778,$$

expression dont nous devons tirer la valeur de R_5 pour calculer le taux t . En simplifiant et en résolvant cette équation nous trouvons : $R_5 = 51\,000$ ohms, soit 50 000 ohms en chiffre rond. Le taux de contre-réaction t devient alors

$$t = \frac{20}{51\,000} = \frac{1}{2550} = 0,0004 \text{ environ,}$$

c'est-à-dire très faible, 0,04 % environ.

Pour faciliter l'évaluation en décibels d'une contre-réaction nous donnons ci-après deux tableaux. Le premier (VIII) servira surtout lorsqu'on cherche à calculer le gain d'un étage final, avec contre-réaction, suivant les schémas analogues à ceux des figures 91 et 92, tandis que le second (IX) nous sera davantage utile lorsqu'il s'agira d'une contre-réaction sur deux étages, genre figure 94.

La façon d'utiliser ces deux tableaux ne demande aucune explication, mais il peut être utile, pour employer le second (IX) avec profit, de connaître l'ordre de grandeur du gain en tension de deux étages tels que ceux de la figure 94, pour certaines combinaisons classiques. Ce gain est compté entre l'entrée de l'amplificateur (prise P.U., par exemple) et le circuit plaque de la lampe finale. Autrement dit, il est représenté par le rapport U_2/U_1 (fig. 94). Voici donc quelques ordres de grandeur de ce rapport :

L_1	L_2	Gain en tension
EF41 ou EAF42	EL41	3000
EF41 (en triode)	EL41	500
EBC41	EL41	1500
EABC80	EL84	1800
EBC81	EL84	1800
EBF80	EL84	4000
UF41 ou UAF42	UL41	1000
UBC41	UL41	500
UBC81	UL84	450
6AY6	6AQ5	800
6AT6	6AQ5	400
12AV6	50B5	500
12AT6	50B5	400

Tableau VIII. — CALCUL EN DÉCIBELS DE LA CONTRE-RÉACTION SUR L'ÉTAGE FINAL.

	Gain en tension	Décibels contre-réaction pour un taux de % :							
		1	2	3	5	10	20	30	50
EL3N.....	42,5	3	5,3	7,1	9,9	14,4	19,5	22,7	27
EL6.....	40	2,9	5,1	6,8	9,5	13,9	19,1	22,3	26,8
EL41.....	42,5	3	5,3	7,1	9,9	14,4	19,5	22,7	27
EL42.....	20	1,6	2,9	4,1	6	9,5	13,9	16,9	20,8
EL84.....	41	3	5,3	7,1	9,9	14,4	19,5	22,7	27
UL41-UL84.....	16,5	1,3	2,5	3,5	5,2	8,5	12,7	15,5	19,3
6V6-6AQ5.....	17	1,4	2,54	3,6	5,35	8,6	12,9	15,7	19,5
6L6.....	13	1,1	2	2,8	4,3	7,2	11,1	13,8	17,5
25L6-50B5.....	13,6	1,1	2,1	3	4,5	7,45	11,4	14,2	17,8
6F6.....	12,4	1	1,94	2,74	4,2	7	10,8	13,5	17,1
25A6.....	6,2	0,5	1	1,5	2,35	4,2	7	9,1	12,2

Tableau IX. — CALCUL EN DÉCIBELS DE LA CONTRE-RÉACTION SUR DEUX ÉTAGES.

Gain (tension)	Décibels contre-réaction pour un taux de % :											
	0,05	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,75	1	1,5	2	3	5
100	0,4	0,8	1,6	2,3	2,9	3,5	4,9	6,4	7,9	9,5	12	15,6
150	0,6	1,2	2,3	3,2	4	4,9	6,5	7,9	10,2	12	14,8	18,6
200	0,8	1,6	2,9	4	5,1	6	7,9	9,5	12	13,9	16,9	20,8
250	1	1,9	3,5	4,8	6	7	9,2	10,9	15,5	15,5	17,5	22,6
300	1,2	2,3	4,1	5,6	6,8	7,9	10,2	12	14,8	16,9	20	24,1
350	1,4	2,6	4,6	6,2	7,6	8,8	11,2	13	15,9	18	21,2	25,3
400	1,6	2,9	5,1	6,8	8,3	9,5	12,3	13,9	16,9	19	22,3	26,4
450	1,8	3,2	5,6	7,4	8,9	10,2	12,8	14,8	17,8	20	23,2	27,4
500	1,9	3,5	6	7,9	9,5	10,8	13,5	15,6	18,6	20,8	24	28,3
600	2,3	4	6,8	8,9	10,6	12	14,8	16,9	20	22,3	25,6	29,8
700	2,6	4,6	7,6	9,8	11,6	13	15,9	18	21,2	23,5	26,8	31,1
800	2,9	5,1	8,3	10,6	12,5	13,9	16,9	19	22,3	24,6	27,9	32,3
900	3,2	5,6	8,9	11,4	13,2	14,8	17,8	20	23,2	25,6	28,9	33,2
1000	3,5	6	9,5	12	13,9	15,6	18,6	20,8	24	26,4	29,8	34,1
1200	4	6,8	10,6	13,2	15,3	16,9	20	22,3	25,6	27,9	31,4	35,7
1500	4,9	7,9	12	14,8	16,9	18,6	21,6	24	27,4	29,8	33,2	37,6
1700	5,3	8,6	12,9	15,7	17,8	19,5	22,8	25,1	28,5	30,9	34,3	38,7
2000	6	9,5	13,9	16,9	19	20,8	24	26,4	29,8	32,3	35,7	40
2500	7	10,9	15,6	18,6	20,8	22,6	25,9	28,3	31,7	34,2	37,6	42
3000	7,9	12	16,9	20	22,3	24	27,4	29,8	33,2	35,7	39,2	43,6
3500	8,8	13	18	21,2	23,5	25,3	28,7	31,1	34,6	37	40,5	44,9
4000	9,5	13,9	19	22,3	24,6	26,4	29,8	32,3	35,7	38,2	41,7	46
5000	10,9	15,6	20,8	24	26,4	28,3	31,7	34,2	37,6	40	43,6	48

Lorsqu'il s'agit d'un étage de sortie push-pull, le gain en tension indiqué ci-dessus doit être, pratiquement, multiplié par 2, mais il ne faut pas oublier que certains systèmes de déphasage, et notamment tous les « cathodynes » et dérivés, introduisent une légère atténuation, puisque ce sont des étages amplificateurs à contre-réaction en intensité à taux élevé (fig. 95). En général, lorsque le tube déphaseur est une triode quelconque (EBC41 ou un élément d'une ECC40 par exemple), l'atténuation reste faible, de l'ordre de $-0,7$ à -1 dB. Autrement dit, dans le cas de la figure 95, et en supposant $R_1 = R_2$, ce qui est toujours réalisé, nous aurons $U_2 = U_3 = 0,9 U_1$ environ.

Fig. 95 (ci-dessous). — Répartition des tensions dans un étage déphaseur du type « cathodyne ».

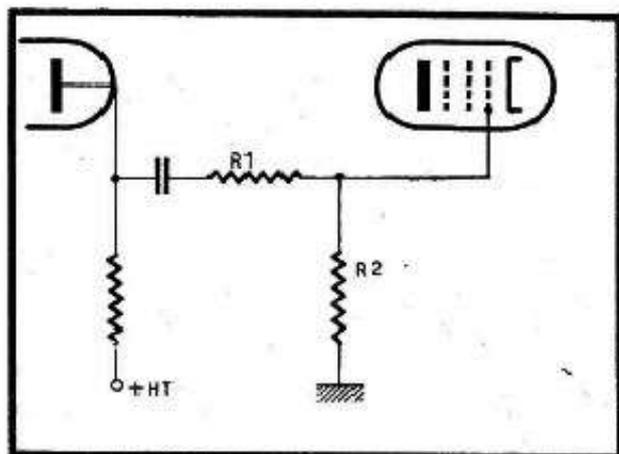
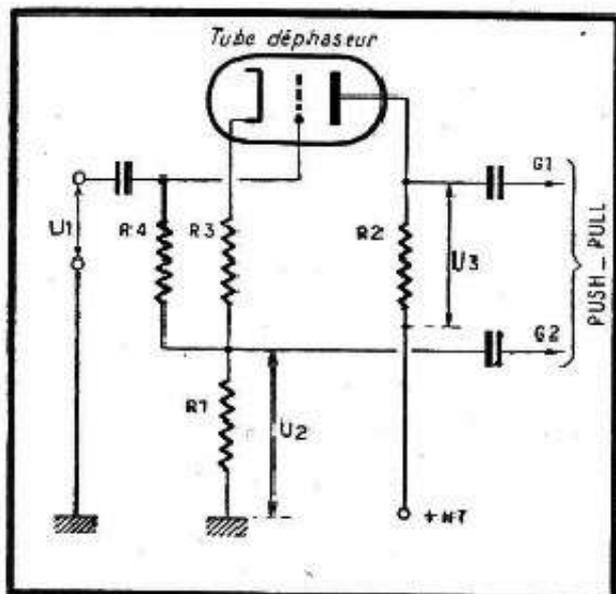


Fig. 96 (ci-dessus). — Une résistance (R_1) en série avec le condensateur de liaison introduit un affaiblissement.

Cependant, lorsqu'on emploie en tant que déphaseur un tube de puissance (EL41, 6V6, 6AQ5, etc.) monté en triode, avec des résistances R_1 et R_2 , assez faibles (2000 à 4000 ohms), l'atténuation peut atteindre -2 à -3 dB ($U_2 = U_3 = 0,8 U_1$ à $0,7 U_1$).

En dehors de la contre-réaction, tout circuit correcteur de tonalité introduit une atténuation, variable suivant la fréquence et suivant la conception de la correction. L'évaluation de cette atténuation en décibels doit se faire, évidemment, pour plusieurs fréquences. Si, en plus de cela, nous avons un dispositif de contre-réaction, le gain obtenu pour chaque fréquence sera corrigé en tenant compte du taux de contre-réaction à cette fréquence.

Enfin, assez souvent, on voit, dans les circuits de liaison, des résistances de limitation (R_1 , fig. 96) qui, évidemment, introduisent une atténuation, puisque R_1 constitue un diviseur de tension avec R_2 . Par exemple, si $R_1 = 200\ 000$ ohms et $R_2 = 500\ 000$ ohms, l'atténuation est

$$\frac{500\ 000}{200\ 000 + 500\ 000} = \frac{5}{7} = -2,9\text{ dB.}$$

Ainsi, en tenant compte de toutes les atténuations possibles, même en n'admettant qu'un taux de contre-réaction relativement faible, nous voyons à quel point il est facile de perdre 5 à 10 dB sur un ensemble.

Utilisation des triodes-pentodes ECL80, ECL82 et PCL82

Nous allons examiner séparément le cas des triodes-pentodes ECL80, ECL82 et PCL82, chacun des tubes de ce type constituant à lui seul un amplificateur complet. Le schéma de la figure 97A nous montre le montage classique d'une ECL 80, tandis que celui de la figure 97 B se rapporte aux tubes ECL82/PCL82. Les différents chiffres indiqués sur les deux schémas se rapportent à une utilisation « à pleine puissance », c'est-à-dire environ 1,4 W pour la ECL80 et 3,5 W pour la ECL82 (ou PCL82).

Le tableau ci-après (X) donne les différents chiffres relatifs à ces amplificateurs, pour les valeurs de la haute tension de 100, 170 et 200 V.

La tension B.F. à l'entrée (U_1) de chaque ensemble est celle indiquée sur les schémas (0,4 V et 0,12 V) lorsque l'amplificateur ne possède aucun dispositif de contre-réaction, mais il est évident que suivant le taux de cette dernière, la tension U_1 pourrait être nettement plus élevée.

Tableau X. — GAIN, EN TENSION ET EN DÉCIBELS, DE CHAQUE ÉTAGE D'UNE ECL80 OU D'UNE ECL82-PCL82, AINSI QUE LE GAIN TOTAL.

H.T. volts	Gain penthode dB	Niveau sortie dB	Gain tension penthode (U_2/U_1)	Gain tension triode (U_3/U_1)	Gain total dB	Gain total tension (U_3/U_1)
ECL80						
170	47	30	28,4	11	68	310
200	47,6	31,5	30	11	69,6	330
E/PCL82						
180	45,6	30,2	16,8	46	78,8	775
170	46,65	35,2	18,9	53	81,1	1000
200	46	35,4	21,2	55	80,8	1160

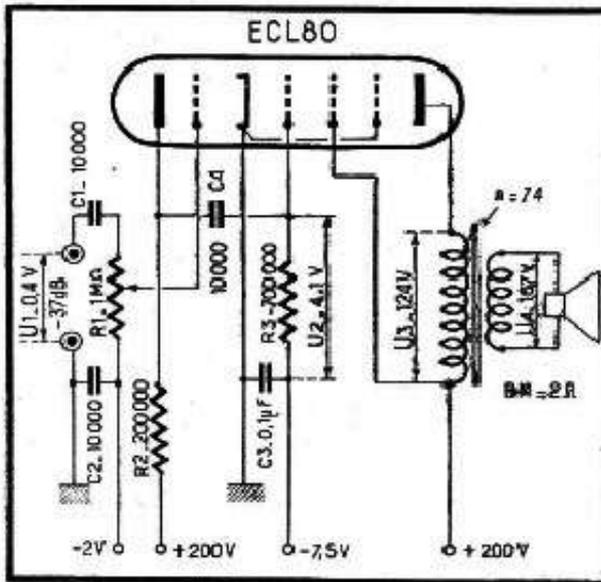
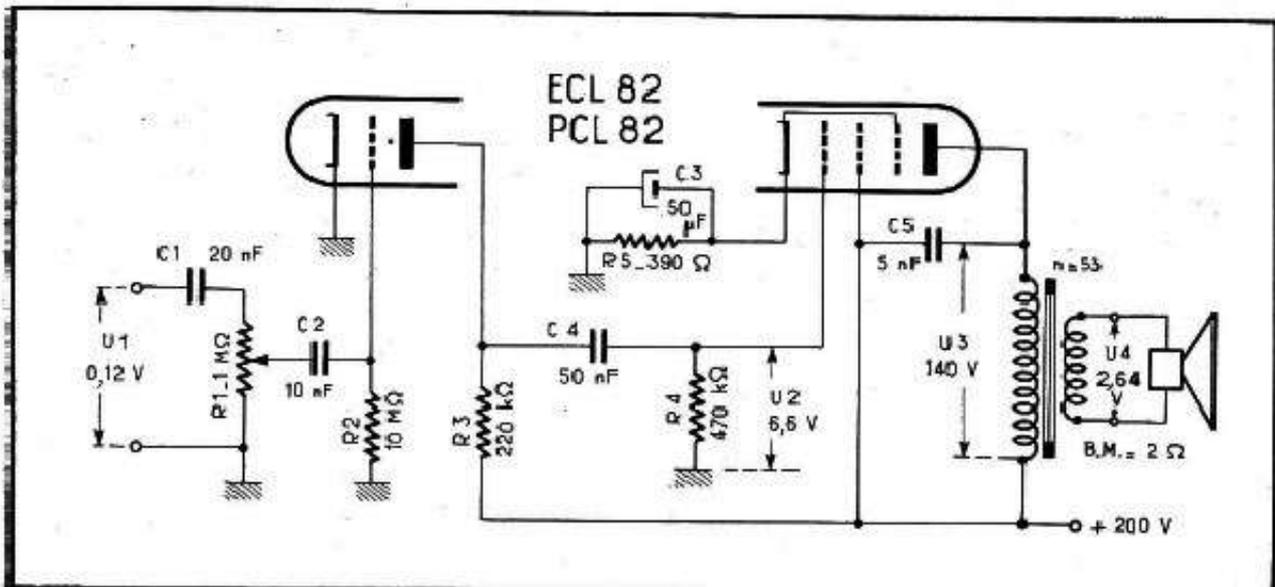


Fig. 97 A (ci-contre). — Schéma normal d'utilisation d'une ECL 80.

Fig. 97 B (ci-dessous). — Schéma normal d'utilisation d'une ECL 82/PCL 82.



D'ailleurs, dans le cas d'une ECL80, on se rend facilement compte que si la contre-réaction appliquée est de -5 dB, par exemple, la tension U_1 devra être augmentée de 5 dB (rapport 1,78, soit $0,4 \times 1,78 = 0,71$ volt) pour conserver le niveau à la sortie.

Le gain relativement modeste d'une ECL80 considérée dans son ensemble ne nous permet guère d'envisager l'introduction d'une correction énergétique. En revanche, les tubes ECL82/PCL82 sont beaucoup plus intéressants à ce point de vue.

CHAPITRE VIII

MESURE DES DÉCIBELS

Mesurer les décibels est un terme impropre puisque le décibel par lui-même n'est pas une unité, mais un rapport. Néanmoins, on voit fréquemment les cadrans de certains contrôleurs universels comporter une échelle de décibels et il est bon que nous sachions à quoi nous en tenir.

Si nous voulons apprécier en décibels les variations de la tension ou de la puissance à la sortie d'un amplificateur, par exemple, rien n'est plus facile, puisque le nombre de décibels sera le même qu'il s'agisse d'une tension ou d'une puissance. On pourra même généraliser et dire simplement que l'on mesure des variations du niveau de sortie.

Prenons, en effet, le cas très simple, celui d'un étage final classique (fig. 98). L'impédance de la bobine mobile étant de 2 ohms, la puissance de sortie sera de 0,5 watt si la tension U_2 est de 1 volt.

Supposons maintenant que U_2 augmente et passe à 1,5 volt. La puissance correspondante sera

$$\frac{(1,5)^2}{2} = \frac{2,25}{2} = 1,125 \text{ watt.}$$

D'augmentation de la tension se traduit par le rapport

$$\frac{1,5}{1} = 1,5,$$

équivalent à $20 \log 1,5 = 20 \times 0,1761 = 3,5 \text{ dB environ.}$

L'augmentation de la puissance se traduit par le rapport

$$\frac{1,125}{0,5} = 2,25,$$

équivalent à $10 \log 2,25 = 10 \times 0,3522 = 3,5 \text{ dB environ.}$

C'est donc bien le même nombre de décibels que nous obtenons dans les deux cas.

Dès lors, il suffit de prendre une sensibilité convenable (en volts alternatifs) d'un contrôleur universel quelconque, se fixer un niveau de référence arbitraire, et de recalculer en décibels, les tensions inférieures à ce niveau (décibels négatifs = affaiblissement) et les tensions supérieures (décibels positifs = gain).

Le niveau de référence peut-être, répétons-le, absolument quelconque, mais restera, bien entendu, dans les limites des tensions normalement développées aux bornes de la bobine mobile : 0,5 à 3 volts. L'impédance de la bobine mobile n'a aucune influence sur les variations du niveau de sortie en décibels, puisque, par définition, nous attaquons notre amplificateur à l'aide d'un générateur B.F. dont il nous est possible de faire varier

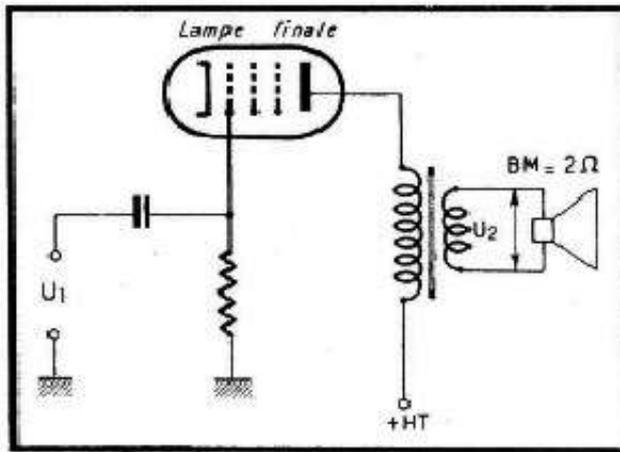


Fig. 98. — La puissance de sortie peut se déduire de la tension aux bornes de la bobine mobile.

la tension (U_1 , fig. 98), de façon à avoir toujours $U_2 = 1$ volt à une certaine fréquence, qui correspondra au niveau « zéro décibel ».

Lorsqu'il s'agit de relever la courbe de réponse d'un récepteur (ou d'un amplificateur) normal, il est assez commode de prendre la sensibilité 1,5 V (en alternatif) d'un contrôleur et d'adopter comme niveau « zéro décibel » la graduation 0,75 V.

L'étalonnage en décibels se fera alors en prenant dans le tableau V les valeurs du rapport de tensions correspondant à un certain nombre de décibels, positifs et négatifs, en multipliant ces valeurs par la tension choisie comme niveau zéro (ici 0,75 V) et en portant sur le cadran de l'appareil de mesure les produits ainsi obtenus. Soit, par exemple (fig. 99), le cadran d'un contrôleur universel classique (volts alternatifs), sur lequel, pour une meilleure compréhension de ce qui va suivre, nous avons porté les graduations supplémentaires de 1,5 volt et de 7,5 volts.

Marquons déjà le point « 0 décibel » correspondant à 0,75 (soit 75 V sur la graduation 150). Ensuite, nous dressons le tableau suivant (XI) en nous aidant du tableau V.

Il reste à reporter sur notre cadran les chiffres donnés par les deux colonnes extrêmes : à gauche pour les décibels négatifs ; à droite pour les décibels positifs. Nous obtenons alors une graduation qui aura l'aspect de l'échelle « dB (1) » de la figure 99, s'étendant jusqu'à -14 dB à gauche et jusqu'à $+6$ dB à droite.

A cause de l'allure très resserrée de l'échelle alternative vers son début, la lecture

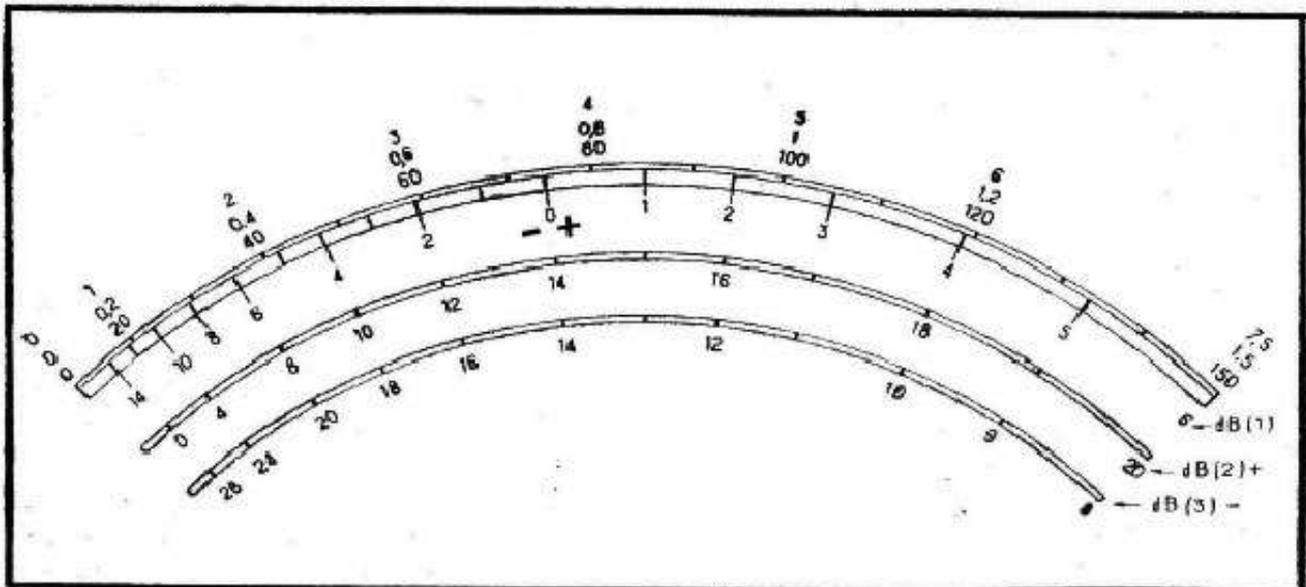


Fig. 99. — Exemple de trois graduations différentes en décibels sur le cadran d'un contrôleur universel classique.

Tableau XI. — GRADUATION D'UN CADRAN DE VOLTMÈTRE EN DÉCIBELS.

Multiplié par 0,75	Rapport tensions	dB		Rapport tensions	Multiplié par 0,75
		-	+		
0,67	0,89	1		1,12	0,84
0,59	0,79	2		1,26	0,95
0,53	0,71	3		1,41	1,06
0,47	0,63	4		1,59	1,19
0,42	0,56	5		1,79	1,34
0,375	0,50	6		2	1,5
0,34	0,45	7		2,24	1,68
0,30	0,40	8		2,5	1,88
0,26	0,35	9		2,82	2,12
0,24	0,32	10		3,16	2,37
0,19	0,25	12		4	3
0,15	0,2	14		5	3,75
	0,16	16		6,3	4,72
	0,13	18		7,9	5,92
	0,10	20		10	7,5

des décibels négatifs manque de précision à partir de -8 dB. Si l'on veut avoir un peu plus de marge à gauche, rien ne nous empêche d'avancer le niveau zéro et le mettre sur la graduation 1 volt. Dans ce cas, ce sont les deux colonnes du milieu (« Rapports tensions ») qui nous donneront la correspondance volts-décibels, et nous voyons que la graduation -14 dB correspondra à 0,2 volt. Par contre, du côté des décibels positifs, nous ne pourrions aller au-delà de $+3$ dB, correspondant à 1,41 volt.

Indépendamment du niveau zéro choisi, nous étendons automatiquement notre échelle des décibels vers les valeurs positives en changeant la sensibilité de notre contrôleur. La graduation « Décibels » reste la même pour toutes les sensibilités, mais chaque chiffre devra être augmenté, en tenant compte des signes, d'un certain nombre de décibels correspondant au rapport des sensibilités, c'est-à-dire au rapport des tensions.

Expliquons-nous. Supposons que la déviation de l'aiguille dépasse les limites du cadran et nous oblige de passer sur la sensibilité suivante, 7,5 volts le plus souvent. Le rapport des deux sensibilités est $7,5/1,5 = 5$, ce qui correspond (voir le tableau ci-dessus) à $+14$ dB. Par conséquent, pour lire les décibels sur la sensibilité 7,5 volts nous ajouterons $+14$ dB à chaque chiffre de l'échelle « dB (1) ».

Autrement dit, la graduation -8 dB correspondra à $-8 + 14 = +6$ dB, la graduation « zéro » correspondra à $+14$ dB, et la graduation $+6$ dB correspondra à $+6 + 14 = +20$ dB.

Si nous changeons encore de sensibilité et si nous commutons, par exemple, sur « 30 volts », le rapport sera de $30/1,5 = 20$, correspondant très sensiblement à 26 dB, qu'il faudra ajouter, dans les mêmes conditions que ci-dessus, aux chiffres lus sur le cadran.

Deux choses sont à retenir :

1. — Suivant nos besoins, suivant la tension mesurée qui peut être plus ou moins élevée, nous pouvons placer le point « zéro décibel » où nous voulons et faire le décompte des décibels négatifs à gauche de ce point et positifs à droite, suivant les mêmes repères.

C'est ainsi que rien ne nous empêche, pour les besoins d'une mesure déterminée, de fixer notre niveau zéro sur la graduation $+6$ de l'échelle « dB (1) » (fig. 99). Nous pourrions de cette façon lire les décibels négatifs jusqu'à -20 . Si nous passons sur la sensibilité 7,5 volts, nous ajouterons toujours $+14$ dB à tous les chiffres, c'est-à-dire $14 - 6 = +8$ dB à tous les chiffres lus sur l'échelle « dB (1) ».

2. — Comme conséquence de ce qui précède, rien ne nous empêche, si la tension mesurée est très élevée, de choisir la sensibilité en volts convenable, par exemple 150 volts, l'échelle « dB (1) » gardant toute sa valeur, et le point « zéro décibel » correspondant alors à une tension de 75 volts, choisie conventionnellement.

Le cas peut se présenter, par exemple, lorsqu'au lieu de mesurer la tension aux bornes de la bobine mobile nous connectons notre voltmètre aux bornes du primaire du transformateur de sortie (fig. 100). Il est évident que, dans ces conditions, si nous sommes obligés de passer sur une sensibilité « au-dessous » par exemple 75 V, nous ajouterons à chaque valeur lue les décibels *negatifs* correspondant au rapport $150/75 = 2$, soit -6 dB.

A titre d'illustration de tout ce que nous avons dit, nous avons tracé deux échelles supplémentaires de décibels sur le cadran de la figure 99. L'échelle « dB (2) » nous indique ce que nous devons lire lorsque nous passons de la sensibilité 1,5 volt à la sensibilité 7,5 volts, l'échelle « dB (1) » étant établie pour l'échelle 1,5 volt.

Inversement, si l'échelle « dB (1) » a été tracée pour la sensibilité 7,5 volts, et que nous passons sur la sensibilité 1,5 volt, nous lirons les décibels négatifs sur l'échelle « dB (3) ».

La mesure des décibels peut être envisagée encore autrement, sous forme de la mesure du niveau de sortie comparé au niveau standard communément adopté, soit 1 mW. Cela revient donc à mesurer la puissance de sortie et à l'exprimer en décibels, soit par conversion des watts en décibels à l'aide d'une table, soit par lecture directe sur le cadran de l'appareil de mesure, spécialement gradué.

Le principe de la mesure des watts, et partant de là des décibels-puissance est très simple et se trouve résumé par le croquis de la figure 101.

L'amplificateur (nous n'avons fait figurer, pour simplifier, que la lampe finale) est attaqué par une tension B.F. (U) connue, à 400 ou 800 Hz. La bobine mobile est déconnectée du secondaire du transformateur de sortie T et remplacée par une résistance R dont la valeur est égale à l'impédance de la bobine mobile. On mesure la tension alternative qui se développe aux bornes de R, et on trouve, par exemple, U_1 volts. La puissance de sortie, en watts, sera donnée par la relation bien connue

$$\frac{U_1^2 \text{ (volts)}}{R \text{ (ohms)}} = P \text{ (watts)}.$$

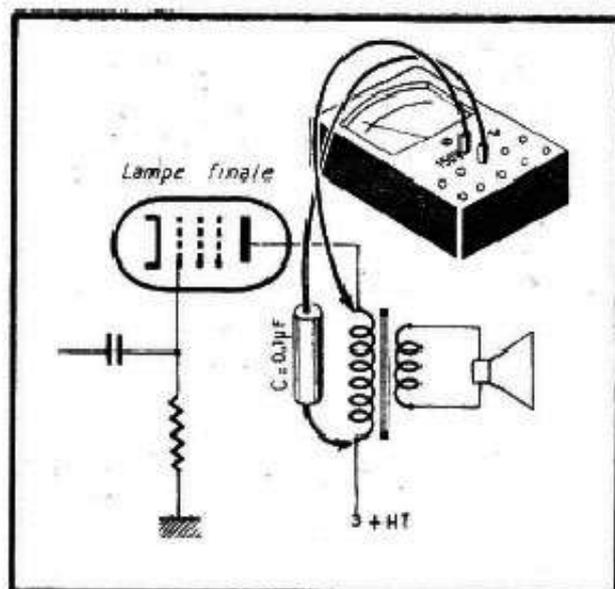


Fig. 100. — On peut mesurer la tension de sortie B.F. aux bornes du primaire du transformateur de sortie.

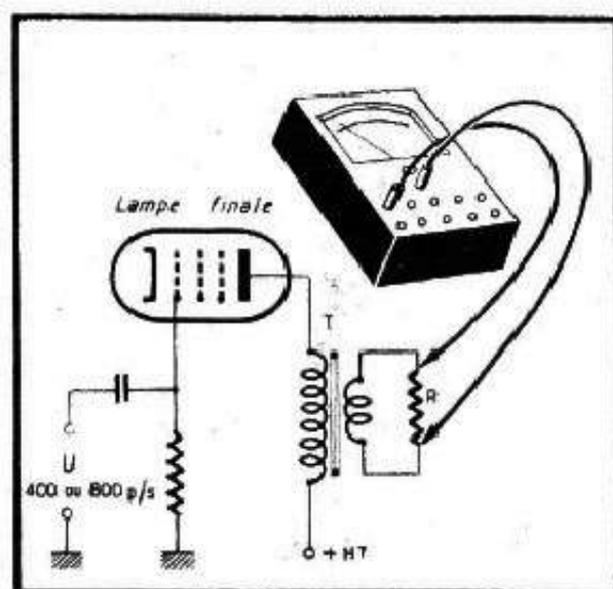
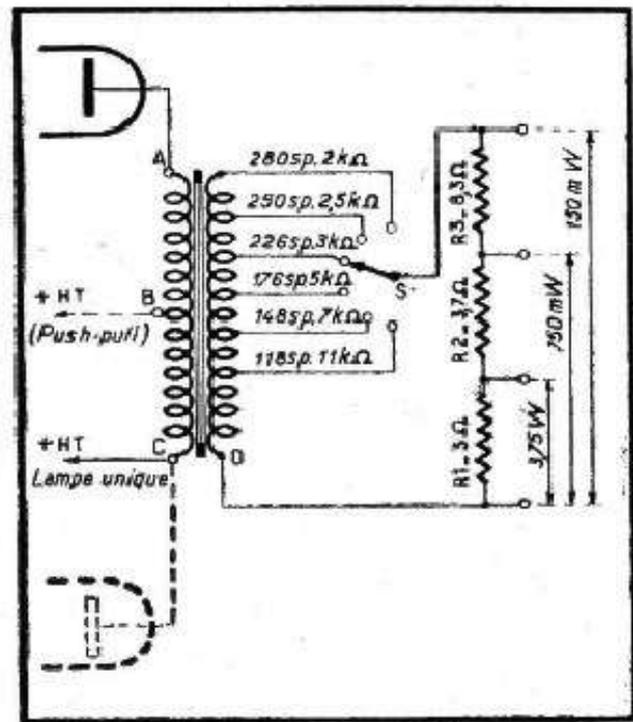


Fig. 101. — La mesure de la puissance de sortie se réduit à celle de la tension aux bornes de R.

Fig. 102. — Constitution d'un wattmètre universel, à trois sensibilités et s'adaptant à n'importe quelle lampe finale.



Si le principe est simple, son application à n'importe quel tube final est un peu plus compliquée du fait qu'il est nécessaire que le tube en question soit chargé correctement. Autrement dit, si Z est l'impédance de charge normale de la lampe finale, nous devons avoir toujours la relation

$$Z = \frac{n^2}{R}$$

dans laquelle n est le rapport du transformateur de sortie. Il est donc nécessaire, si l'on veut avoir un appareil de mesure universel, de disposer d'un transformateur à impédances multiples.

La figure 102, montrant la réalisation d'un wattmètre complet à trois sensibilités, indique le nombre de spires à prévoir au primaire et au secondaire d'un tel transformateur, pour la confection duquel on s'inspirera de ce qui a été dit dans le tome I des « Bases du Dépannage », pages 204 et 205.

On utilisera, pour le primaire, du fil émaillé de 16/100 à 18/100 et pour le secondaire du fil de 40/100 à 50/100. Le nombre de spires total au secondaire est de 280, avec prises à 250, 226, etc., spires. Par le jeu du commutateur S on choisit l'impédance désirée.

Si la mesure est faite sur un étage final à lampe unique, la plaque de cette dernière se branchera en A et la haute tension en C. S'il s'agit d'un push-pull, la deuxième plaque sera branchée en C, tandis que la haute tension arrivera par le point milieu B.

Le wattmètre de la figure 102 est prévu pour fonctionner avec la sensibilité 1,5 V (en alternatif) d'un contrôleur universel quelconque, que l'on connectera, suivant la puissance mesurée à deux des quatre bornes de sortie, d'après les indications de la figure 102. Les résistances R_1 , R_2 et R_3 seront du type bobiné, de 5 à 10 watts. Le tableau suivant indique la correspondance entre les divisions de l'échelle 1,5 volt et la puissance développée, pour les trois sensibilités. De plus pour chacune de ces sensibilités, nous indiquons également le niveau correspondant en décibels, par rapport à 50 mW, niveau souvent utilisé dans les mesures relatives aux récepteurs. Si l'on désire avoir les niveaux en décibels par rapport à 1 mW, il faut ajouter + 17 dB à tous les chiffres indiqués dans le tableau.

Ce tableau mettant en jeu les tensions, les puissances et les décibels, nous pouvons faire plusieurs remarques utiles.

1. — La puissance varie comme le carré de la tension. Cela nous permet de trouver

Tableau XII. — MESURE EN DÉCIBELS DE LA PUISSANCE DE SORTIE.

Volts	Sensibilité 150 mW		Sensibilité 750 mW		Sensibilité 3,75 W	
	mW	dB (50 mW)	mW	dB (50 mW)	W	dB (50 mW)
0,20	2,7	— 12,7	13,3	— 5,7	0,067	+ 1,3
0,25	4,2	10,7	21	3,7	0,104	3,3
0,30	6	9,2	30	2,2	0,150	4,8
0,35	8,2	7,8	41	— 0,8	0,204	6,2
0,40	10,7	6,7	53	+ 0,3	0,267	7,3
0,45	13,5	5,7	68	1,3	0,338	8,3
0,50	16,7	4,8	84	2,2	0,416	9,2
0,55	20,2	4	101	3	0,500	10
0,60	24	3,2	120	3,8	0,600	10,8
0,65	28	2,5	141	4,5	0,705	11,5
0,70	33	1,8	164	5,2	0,816	12,2
0,75	38	1,4	188	5,6	0,940	12,6
0,80	43	0,6	213	6,3	1,07	13,3
0,85	48	— 0,2	242	6,9	1,22	13,9
0,90	54	+ 0,3	270	7,3	1,35	14,3
0,95	60	0,8	302	7,8	1,50	14,8
1	67	1,3	333	8,2	1,67	15,2
1,1	81	2,1	404	9,1	2,02	16,1
1,2	96	2,8	480	9,8	2,4	16,8
1,3	113	3,5	564	10,5	2,82	17,5
1,4	131	4,2	654	11,2	3,27	18,2
1,5	150	+ 4,8	750	+ 11,8	3,75	+ 18,7

à quelle graduation en volts correspondent les chiffres « ronds » des puissances.

Puisque la puissance de 150 mW correspond à 1,5 volt, la puissance 120 mW, par exemple, correspondra à 1,5 divisé par la racine carré du rapport 150/120, c'est-à-dire à

$$\frac{1,5 \sqrt{120}}{\sqrt{150}} = \frac{1,5 \times 2}{\sqrt{5}} = 1,34 \text{ volt.}$$

En particulier, la puissance de 50 mW (0 décibel) correspond à

$$\frac{1,5 \sqrt{50}}{\sqrt{150}} = \frac{1,5}{\sqrt{3}} = 0,87 \text{ volt.}$$

2. — Les puissances mesurées en un point quelconque du cadran se trouvent, pour les trois sensibilités, dans le rapport suivant :

$$\begin{aligned} \text{Sensibilité 150 mW} & - 1 \\ \text{Sensibilité 750 mW} & - 5 \\ \text{Sensibilité 3,75 W} & - 25 \end{aligned}$$

Autrement dit, une seule graduation peut suffire, établie, par exemple, pour la sensibilité 750 mW. On lira alors les puissances de la sensibilité 150 mW en divisant par 5 les chiffres du cadran, et les puissances de la sensibilité 3,75 W en multipliant par 5.

3. — Etant donné le rapport des sensibilités indiqué ci-dessus, les décibels de chaque sensibilité se déduisent de ceux de la sensibilité voisine par addition de + 7 dB ou — 7 dB, ce nombre correspondant au rapport 5.

Par exemple, si la puissance 60 mW correspond à + 0,8 dB dans la sensibilité 150 mW, nous avons les correspondances suivantes pour les deux autres sensibilités

$$\begin{aligned} 300 \text{ mW} : 0,8 + 7 & = 7,8 \text{ dB;} \\ 3,75 \text{ W} : 7,8 + 7 & = 14,8 \text{ dB.} \end{aligned}$$

Par conséquent, une seule échelle des décibels peut être tracée, pour la sensibilité

750 mW, par exemple. Les décibels de la sensibilité 150 mW seront obtenus en ajoutant $- 7$ dB aux chiffres lus ; les décibels de la sensibilité 3,75 W en ajoutant $+ 7$ dB.

4. — Pour établir l'échelle des décibels en chiffres ronds, il faut partir de la tension 0,87 volt qui définit le point $+ 7$ dB dans la sensibilité 750 mW. En s'aidant du tableau XII on formera alors des rapports de tensions correspondant à 1, 2, 3, etc. décibels de part et d'autre de ce point.

Par exemple, pour avoir le point $+ 8$ dB, on prend le rapport 1,12, correspondant à $+ 1$ dB, et on écrit

$$\frac{x}{0,87} = 1,12$$

d'où

$$x = 0,87 \times 1,12 = 0,975 \text{ volt.}$$

De même, pour avoir le point $+ 6$ dB, on prend le rapport 0,89, correspondant à $- 1$ dB, et on écrit

$$\frac{x}{0,87} = 0,89$$

d'où

$$x = 0,87 \times 0,89 = 0,775 \text{ volt.}$$

Ces mêmes points correspondront, respectivement, à $+ 1$ et $- 1$ dB dans la sensibilité 150 mW et à $+ 13$ et $+ 15$ dB dans la sensibilité 3,75 watts.



CHAPITRE IX

DISQUES - ENREGISTREMENT PICK-UPS LEURS COURBES DE RÉPONSE ET LEUR ADAPTATION

En quoi consiste le problème ?

Nous avons signalé plus haut que des résultats décevants obtenus en utilisant un pick-up avec, comme amplificateur, la partie B.F. d'un récepteur quelconque, étaient dus très souvent à l'adaptation incorrecte de l'un à l'autre.

Il est en effet nécessaire de tenir compte, dans un tel ensemble, de trois facteurs :

- a. — Ce que donne le disque ;
- b. — Ce que donne le pick-up qui le « lit » ;
- c. — Ce que donne l'amplificateur attaqué par ce pick-up.

On se rend très bien compte que si le disque utilisé est riche en aiguës, le pick-up anémique aux fréquences basses et l'amplificateur brillant surtout dans le médium (comme c'est souvent le cas), l'association des trois ne donnera rien de bon.

Par ailleurs, la correction de tonalité appropriée, toujours possible théoriquement, s'avère souvent pratiquement irréalisable à cause de l'affaiblissement qu'elle introduit et du manque de puissance qui en résulte.

La solution d'un étage préamplificateur supplémentaire pour pick-up ne peut guère être retenue lorsqu'il s'agit d'un récepteur ordinaire.

Le disque

Lorsqu'on enregistre un disque, le graveur trace dans la cire des sillons qui reproduisent, par leur forme et par leur amplitude, les courants envoyés vers le graveur par l'amplificateur et le microphone qui le précèdent.

Donc, l'aspect général de ces sillons serait, à peu près, celui que nous pourrions voir sur l'écran d'un oscilloscope, en connectant ce dernier à la bobine mobile d'un récepteur accordé sur une émission quelconque (fig. 103).

Cependant, pour des raisons que nous n'avons pas à voir ici, les sons ainsi enregistrés subissent deux compressions : en amplitude et en fréquence.

La compression en amplitude, à laquelle on ne cherche pas, généralement, à apporter une correction à la réception ou à la reproduction, consiste à réduire volontairement la différence de niveaux entre les *pianissimi* et les *fortissimi* d'un enregistrement. Par exemple, si cette différence est de 60 à 70 dB en réalité, c'est-à-dire lorsqu'on écoute directement un orchestre symphonique, le disque ne fera apparaître, suivant la qualité d'enregistrement, qu'une différence de 35 à 50 dB.

Fig. 103 (ci-dessous). — Trace à l'oscilloscope d'un son complexe.

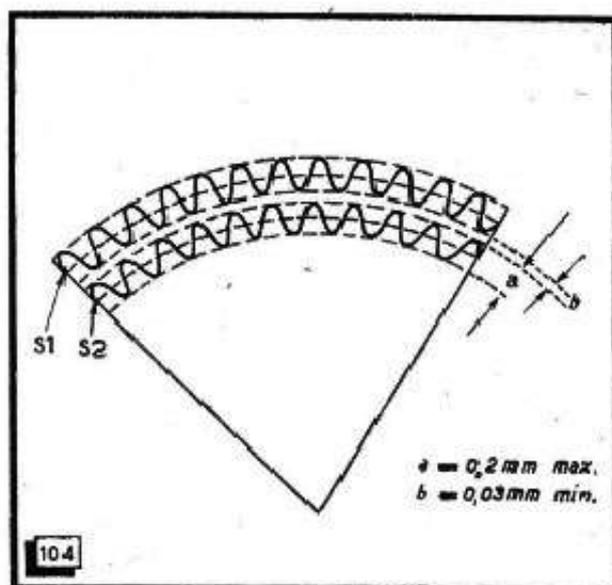
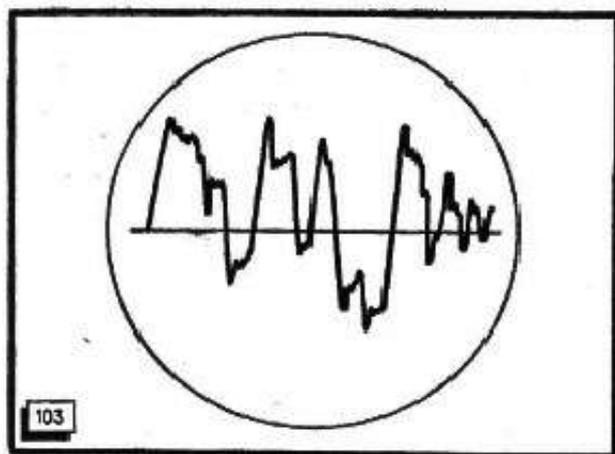


Fig. 104. (ci-dessous). — Deux sillons voisins d'un disque.

La compression en fréquence consiste à modifier, suivant une certaine loi, l'amplitude des sillons correspondant aux différentes fréquences, mais pour bien comprendre la portée et les conséquences de cette modification, il nous faut dire quelques mots sur le principe même de l'enregistrement.

Il est évident que pour un disque de caractéristiques données, par exemple 250 mm de diamètre et 78 tr/mn, le nombre maximum de sillons qu'il est possible de tracer est limité par les considérations suivantes :

a. — Il faut que l'amplitude maximum a d'un sillon tel que S_2 (fig. 104), soit très différente de l'amplitude minimum « lisible » (correspondant aux *planissimi*).

b. — Il faut que cette amplitude a soit aussi faible que possible pour pouvoir loger sur le disque le plus grand nombre de sillons possible (durée).

c. — Il faut que la marge b entre les amplitudes maxima de deux sillons voisins S_1 et S_2 soit suffisante pour que l'aiguille ne puisse en aucun cas sauter d'un sillon à l'autre.

Pratiquement, et pour un disque classique de 78 tr/mn, l'ordre de grandeur des différentes « dimensions » est le suivant :

Amplitude ou, plus exactement, largeur d'un sillon (a), 0,2 mm ; distance minimum entre deux sillons (b), 0,03 mm ; nombre de sillons par cm. 40.

Dans ces conditions, un disque de 25 cm assure une durée d'audition maximum de 3,5 minutes et un disque de 30 cm à peu près 5 minutes, chiffres valables pour la vitesse de 78 tr/mn, bien entendu, et pour une seule face.

Dans un disque microsillon on arrive à placer 14 sillons par millimètre, soit 140 par cm. On comprend facilement que la durée d'audition que peut procurer un tel disque est très sensiblement 4 fois supérieure à celle d'un disque 78 tr/mn : 20 minutes environ pour un 30 cm et 12 à 14 minutes pour un 25 cm.

Supposons maintenant un disque terminé et l'aiguille d'un pick-up qui suit ses sillons. Quelle est la relation entre l'amplitude de ces sillons, la fréquence enregistrée et la tension délivrée par le pick-up ?

S'il s'agit d'un pick-up électromagnétique, cette tension est pratiquement proportionnelle à la vitesse de déplacement de l'aiguille.

S'il s'agit d'un pick-up piézoélectrique, cette tension est, au contraire, proportionnelle à l'amplitude de déplacement de l'aiguille.

Prenons un sillon quelconque de fréquence sinusoïdale f et d'amplitude a_1 (fig. 105 A). L'aiguille d'un pick-up met un certain temps t_1 pour parcourir le tracé correspondant.

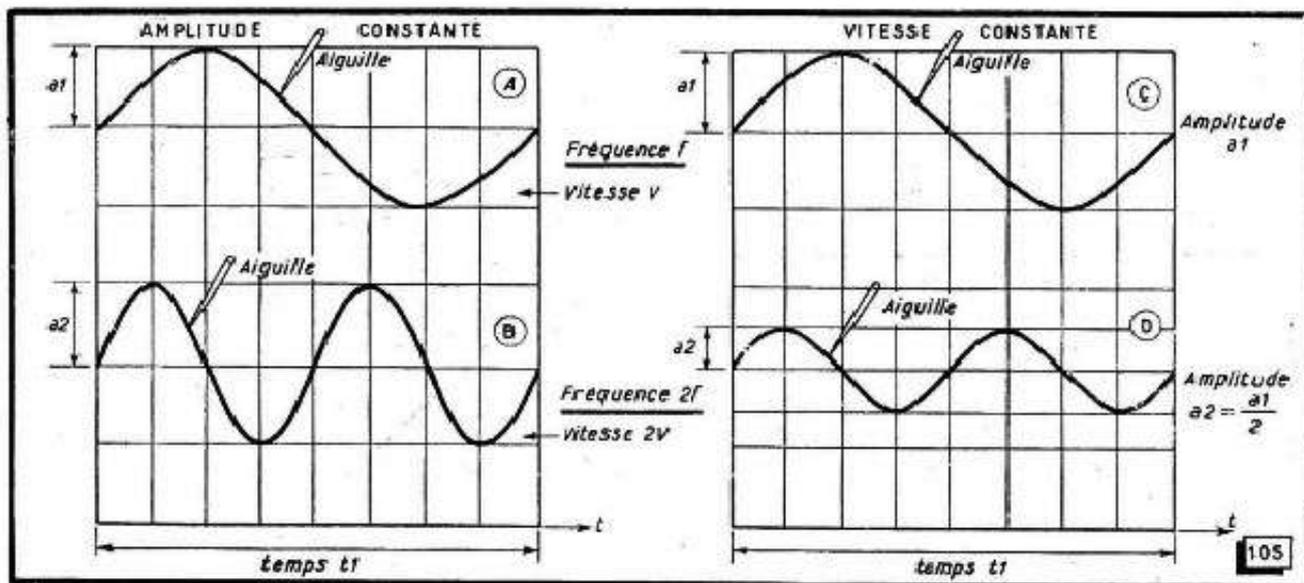


Fig. 105. — Principe de l'enregistrement à amplitude constante ou à vitesse constante.

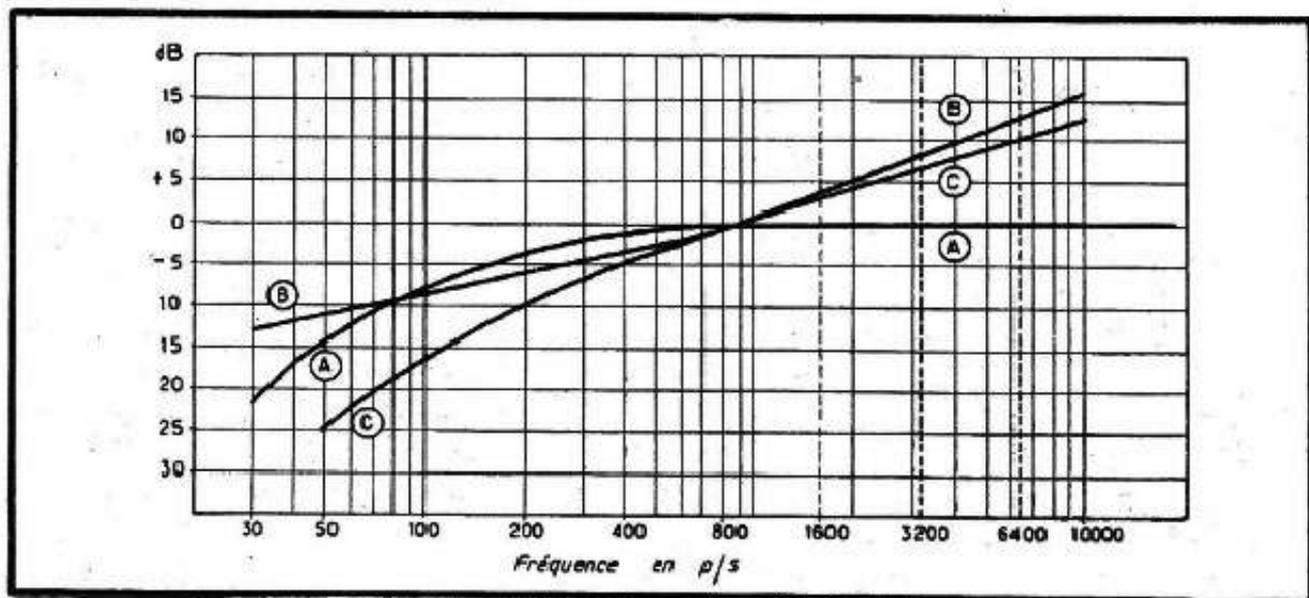


Fig. 106 A. — Principales courbes d'enregistrement utilisées il y a quelques années.

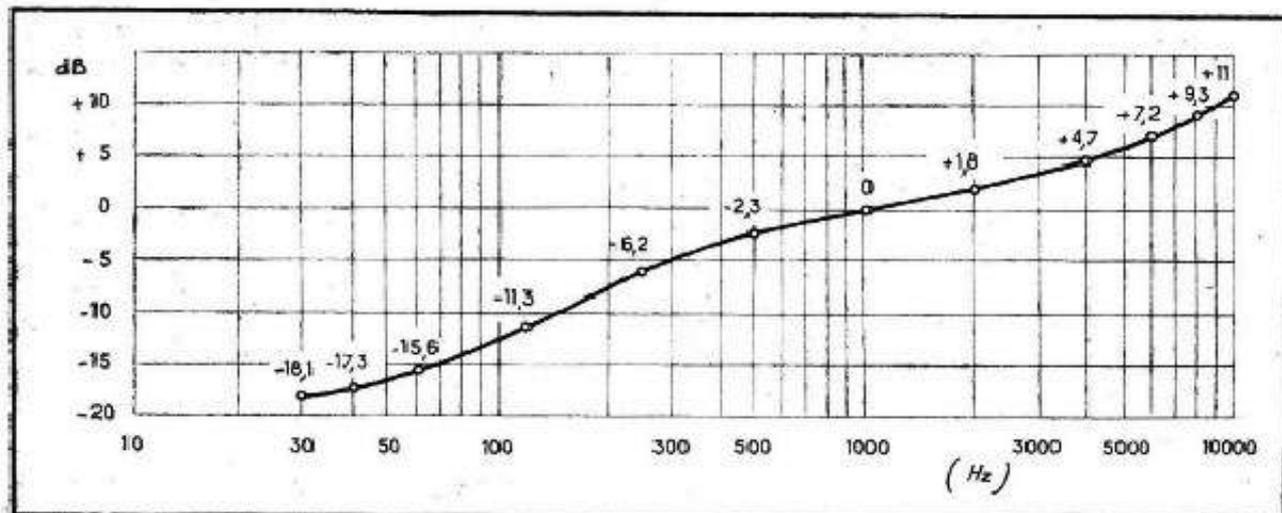


Fig. 106 B. — Courbe d'enregistrement adoptée actuellement par la plupart des fabricants européens.

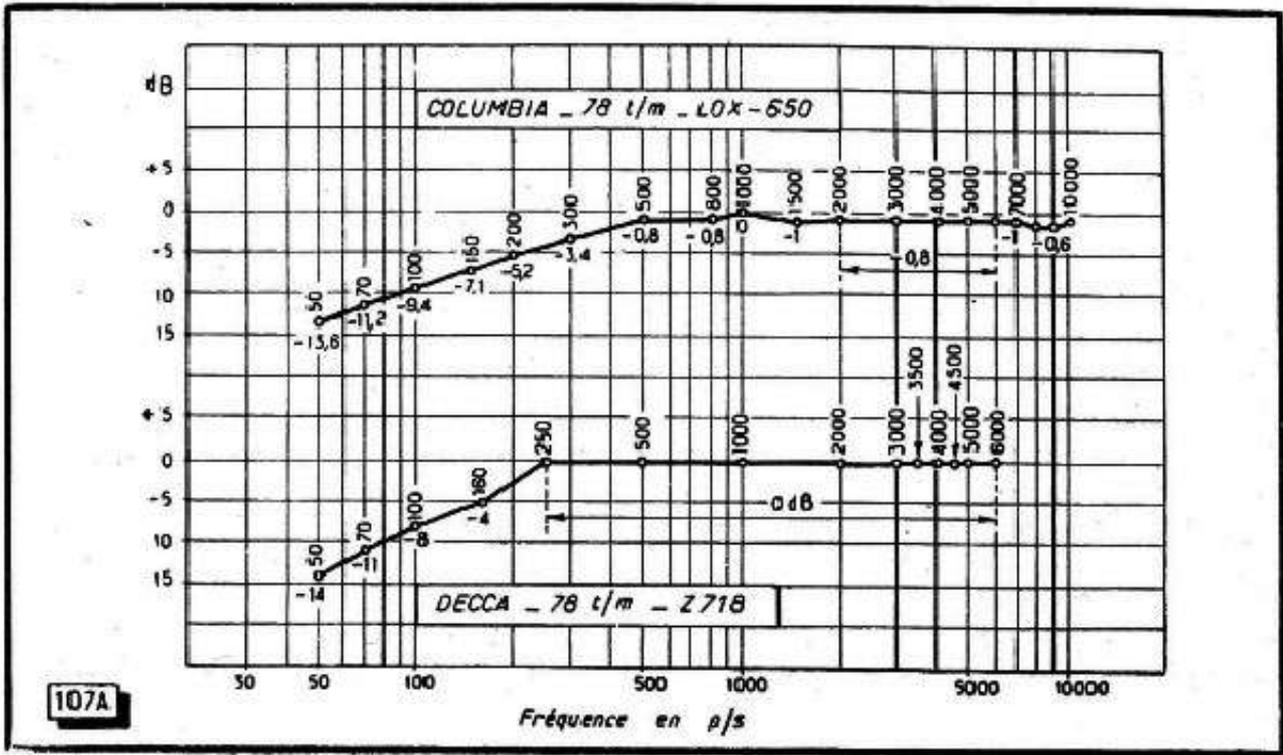


Fig. 107 A. — Courbes d'enregistrement de quelques disques de fréquences.

Si la fréquence double et devient $2f$, l'aiguille aura à parcourir 2 sinusoides complètes pendant le même temps t_1 (fig. 105 B). On conçoit facilement que sa vitesse ou, plus exactement, la vitesse de ses oscillations, sera plus grande, et on peut démontrer que cette vitesse est proportionnelle à la fréquence. Autrement dit elle sera double.

Nous pouvons aussi concevoir un enregistrement où l'on recherche non plus la constance de l'amplitude, comme dans les figures 105 A et B, mais la constance de la

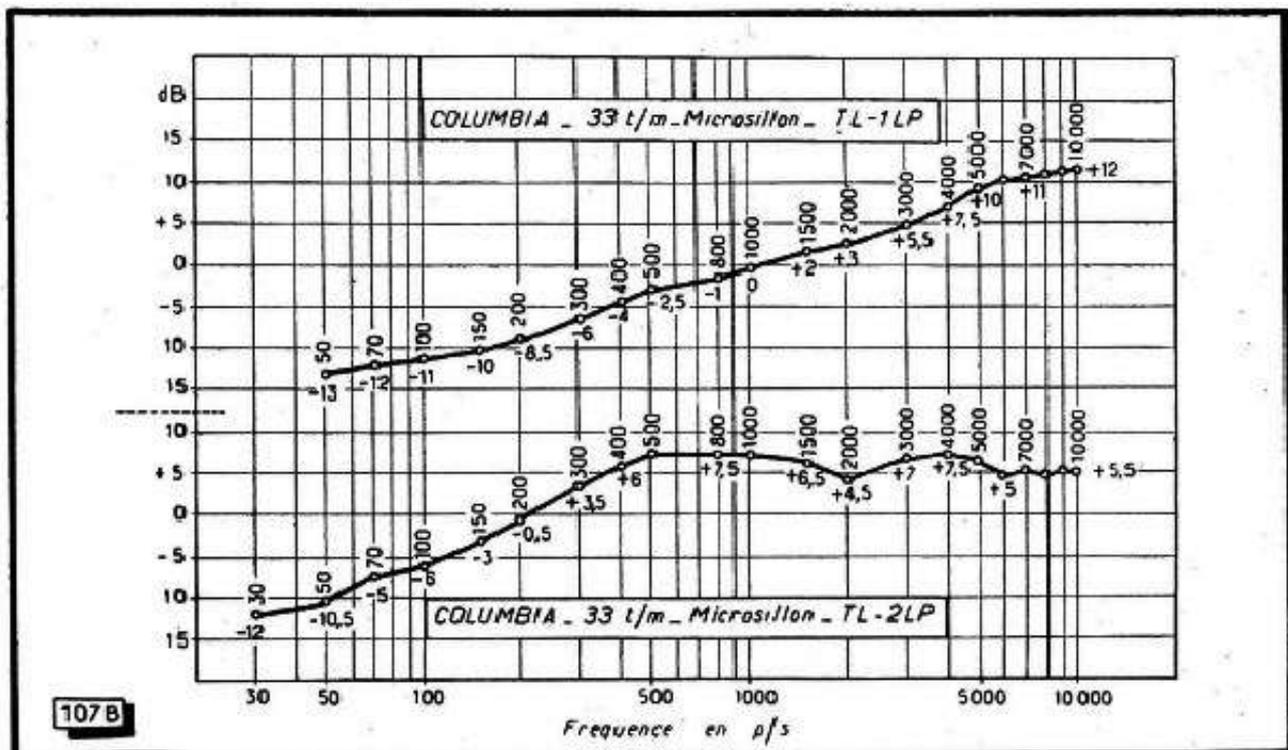


Fig. 107 B. — Autres courbes d'enregistrement de quelques disques de fréquences.

vitesse des oscillations. On démontre alors, comme ci-dessus, que l'amplitude doit être alors inversement proportionnelle à la fréquence, ce qui est concrétisé par les figures 105 C et D.

Par conséquent, un pick-up électromagnétique, supposé linéaire, donnant une certaine tension de sortie U dans le cas des figures 105 A et 105 C, donnerait :

Une tension $2 U$ dans le cas de la figure 105 B ;

Une tension U dans le cas de la figure 105 D.

Par contre, un pick-up piézoélectrique, dans les mêmes conditions, donnerait :

Une tension U dans le cas de la figure 105 B ;

Une tension $U/2$ dans le cas de la figure 105 D.

La technique moderne d'enregistrement des disques fait appel, simultanément, aux deux procédés : amplitude constante et vitesse constante, pour des raisons qui seraient trop longues à exposer, mais le « dosage » de ces deux procédés n'est pas le même suivant qu'il s'agit d'un disque à 78 tr/mn, ou d'un microsillon à 33 tr/mn. De plus, ce « dosage » peut être légèrement différent d'une marque à l'autre.

Les résultats sont concrétisés par ce que l'on appelle les courbes d'enregistrement qui traduisent les variations de la vitesse d'oscillation du graveur en fonction de la fréquence.

La figure 106 A nous montre les principales courbes « standard » utilisées il y a quelques années (avant 1955) par les différents fabricants :

Courbe A, en quelque sorte standard, est celle qui a été employée par la plupart des fabricants européens, y compris les britanniques, pour les disques 78 tr/mn. Nous voyons qu'aux fréquences basses, et jusqu'à environ 600 Hz, l'enregistrement se fait à vitesse croissante presque linéairement, c'est-à-dire à amplitude presque constante. Entre 600 et 10 000 Hz environ nous avons un palier, donc vitesse constante, mais amplitude décroissante.

Courbe B, utilisée par *Columbia* (U.S.A.) pour ses disques microsillons à 33 tr/mn. Aux fréquences comprises entre 30 et 900 Hz environ, la vitesse croît, mais moins vite que la courbe A. En effet, dans cette dernière la vitesse varie, très sensiblement de 6 dB (c'est-à-dire double) lorsque la fréquence double. Par contre, dans la courbe B, la variation de la vitesse n'est que de 3 dB par octave (fréquence double) environ. Donc l'amplitude n'est pas constante, mais diminue légèrement. A partir de 900 Hz, la vitesse continue à varier, mais plus vite et l'amplitude devient pratiquement constante.

Courbe C, adoptée par *R.C.A.* pour tous ses disques (78, 45 et 33 tr/mn) est, comme on le voit, à amplitude pratiquement constante entre 30 et 900 Hz et lentement décroissante entre 900 et 10 000 Hz.

La courbe de la figure 106 B est celle qui est adoptée actuellement par la plupart des constructeurs européens pour l'enregistrement de leurs disques 33, 45 ou 78 tr/mn.

La courbe *R.C.A.* actuelle, dite « New Orthophonic », ressemble beaucoup à celle de la figure 106 B, mais présente un relèvement un peu plus prononcé des fréquences élevées : + 6,6 dB à 4 000 Hz ; + 11,9 dB à 8 000 Hz ; + 13,8 dB à 10 000 Hz.

Disques de fréquences

Pour relever les caractéristiques d'un pick-up et mettre au point la correction de tonalité s'il y a lieu, il est nécessaire d'avoir un disque de fréquences, c'est-à-dire un disque sur lequel il a été enregistré un certain nombre de fréquences sinusoïdales.

Bien entendu, on choisira, dans la multitude de modèles existant dans le commerce, un disque de fréquences dont la courbe d'enregistrement correspond à celle des disques courants.

Nous manquons malheureusement de renseignements sur les disques de fabrication française, mais pensons qu'il est possible de se procurer des disques anglais ou américains dont les courbes de la figure 107 nous donnent les caractéristiques.

On remarquera, en particulier, sur le disque *Decca Z 718*, la multiplication des points entre 3 000 et 5 000 Hz, afin de pouvoir mettre en évidence la résonance du pick-up qui se produit très souvent à cet endroit.

Remarque importante : les disques de fréquences commencent très souvent, presque toujours, au centre.

La courbe de reproduction

Une courbe de réponse standard a été établie pour la reproduction des disques (fig. 108), et nous voyons qu'elle est, en somme, l'inverse de la courbe d'enregistrement, ce qui est logique.

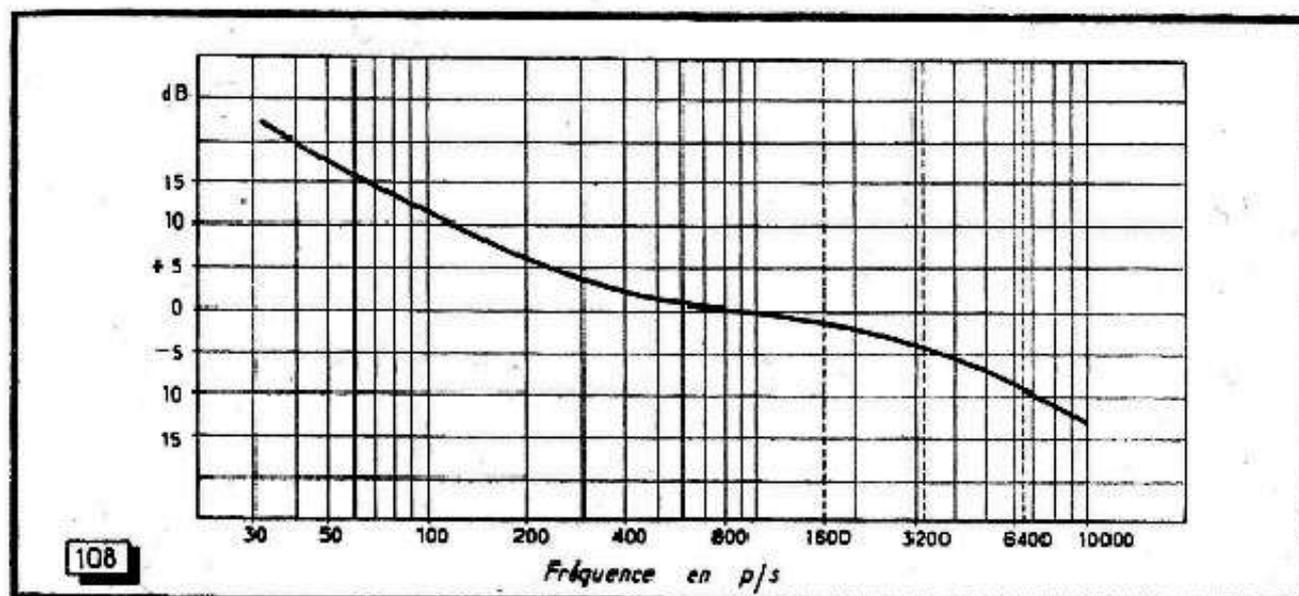


Fig. 108. — Courbe de reproduction standard pour les disques.

Autrement dit, le pick-up et l'amplificateur qui le suit doivent nous fournir une courbe analogue à celle de la figure 108, pour qu'en fin de compte la reproduction d'un disque conduise à une courbe sensiblement horizontale.

Ensuite seulement on appliquera les corrections, suivant les besoins et le goût de chacun : relever les basses, atténuer les aigus, corriger une résonance fortuite quelconque, diminuer le bruit d'aiguille, etc.

Le pick-up

Nous avons déjà parlé du branchement d'un pick-up, de sa commutation et de son dépannage dans quelques cas simples. Mais ce qui est très important pour le résultat final, c'est-à-dire pour une reproduction « riche », c'est de connaître la courbe de réponse du pick-up employé.

La plupart des ouvrages, où il est plus ou moins question des pick-ups, généralisent en affirmant qu'un pick-up électromagnétique est un peu déficient aux fréquences basses, tandis que son concurrent piézoélectrique y est, au contraire, particulièrement vigoureux. En réalité, un pick-up fournit une tension de sortie propre à son type (c'est-à-dire proportionnelle à la vitesse pour un électromagnétique et à l'amplitude pour un piézoélectrique) et qui est fonction, bien entendu, de la courbe d'enregistrement du dis-

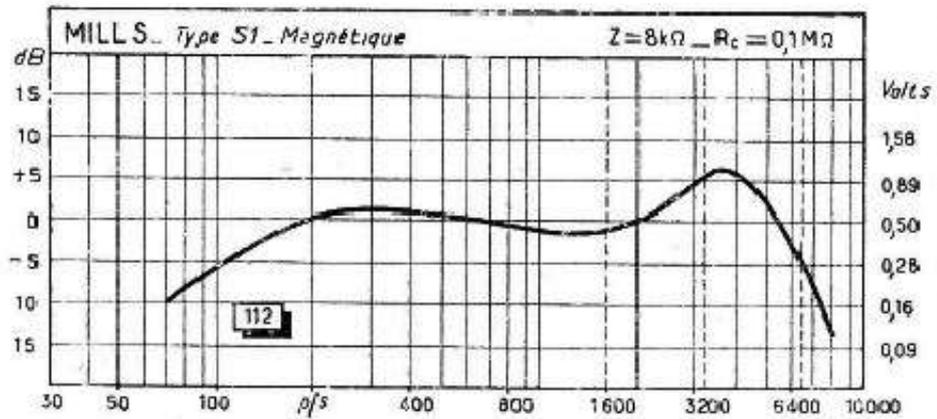
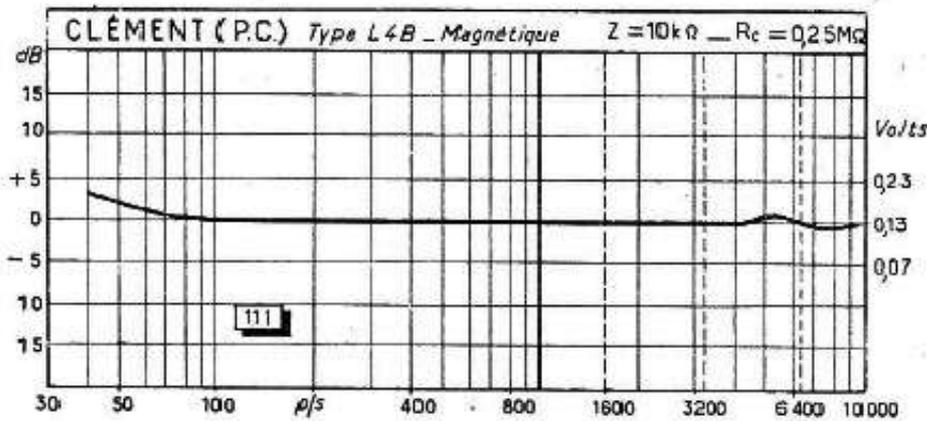
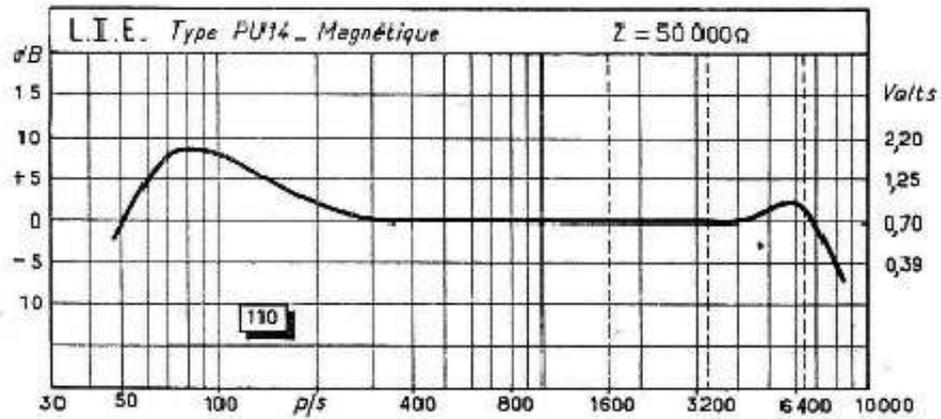
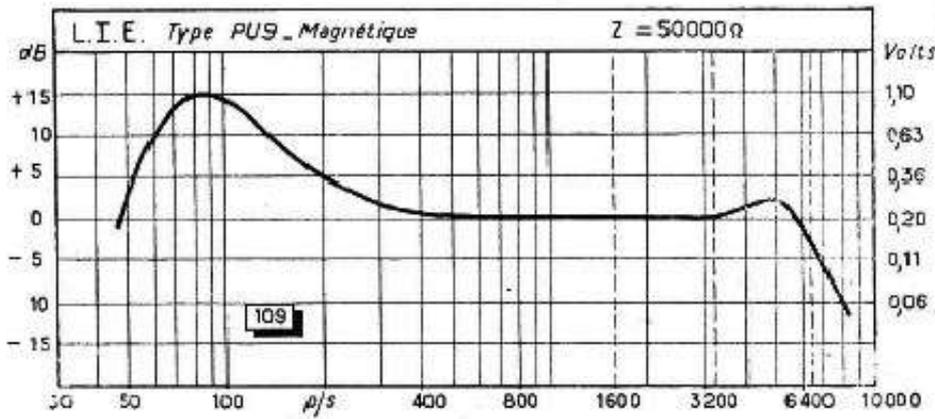


Fig. 109 à 112. — Courbes de réponse de quelques pick-ups.

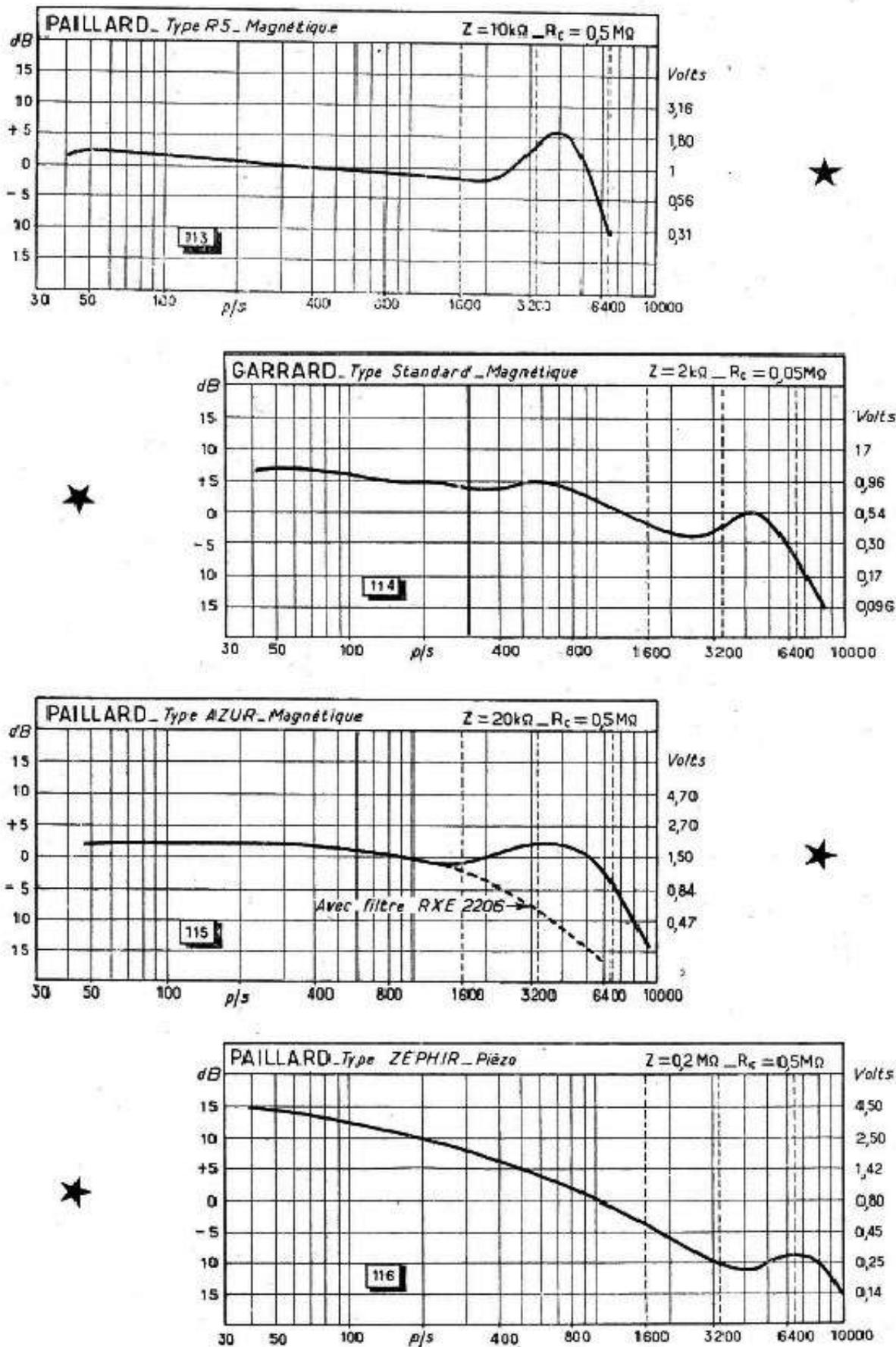


Fig. 113 à 116. — Courbes de réponse de quelques pick-ups.

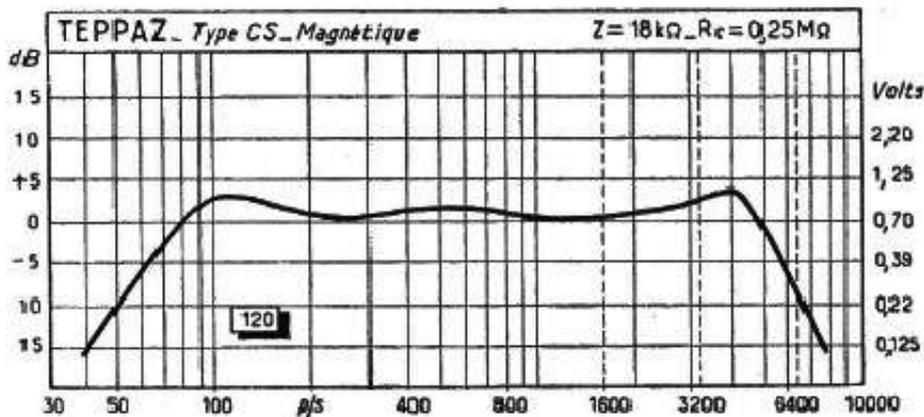
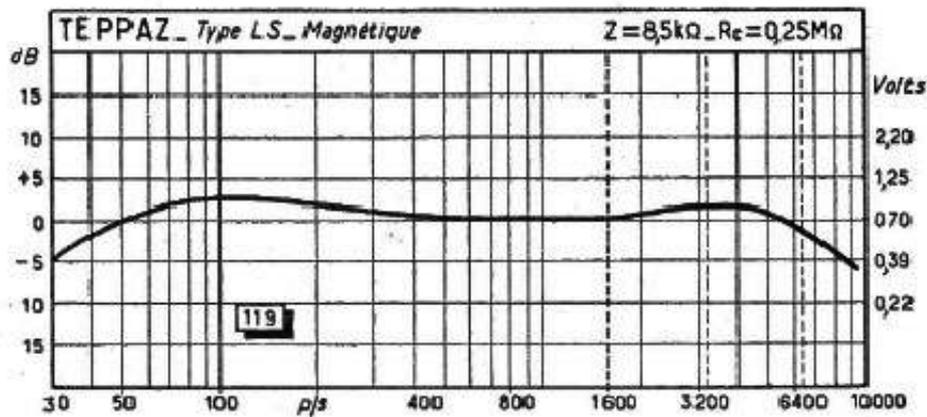
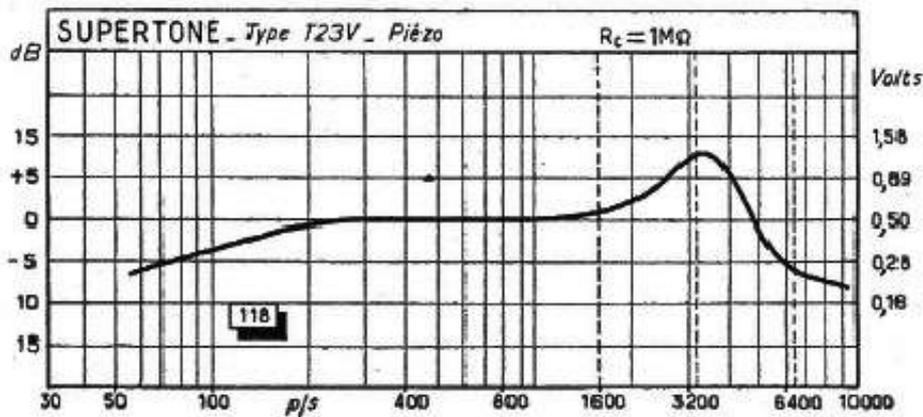
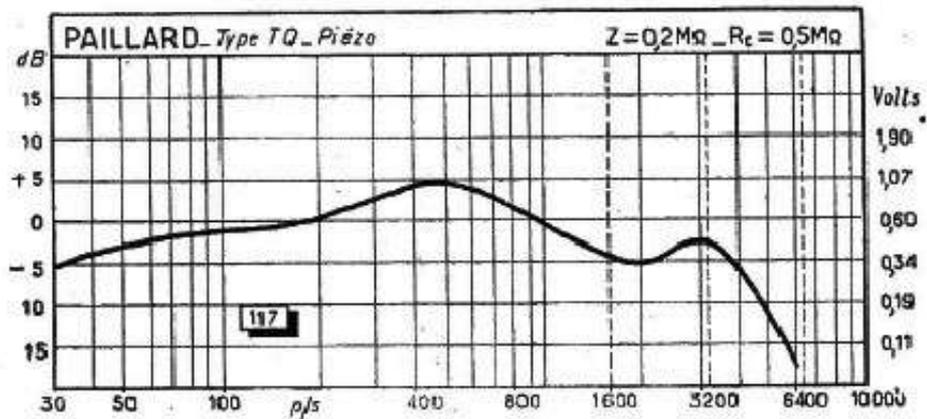


Fig. 117 à 120. — Courbes de réponse de quelques pick-ups.

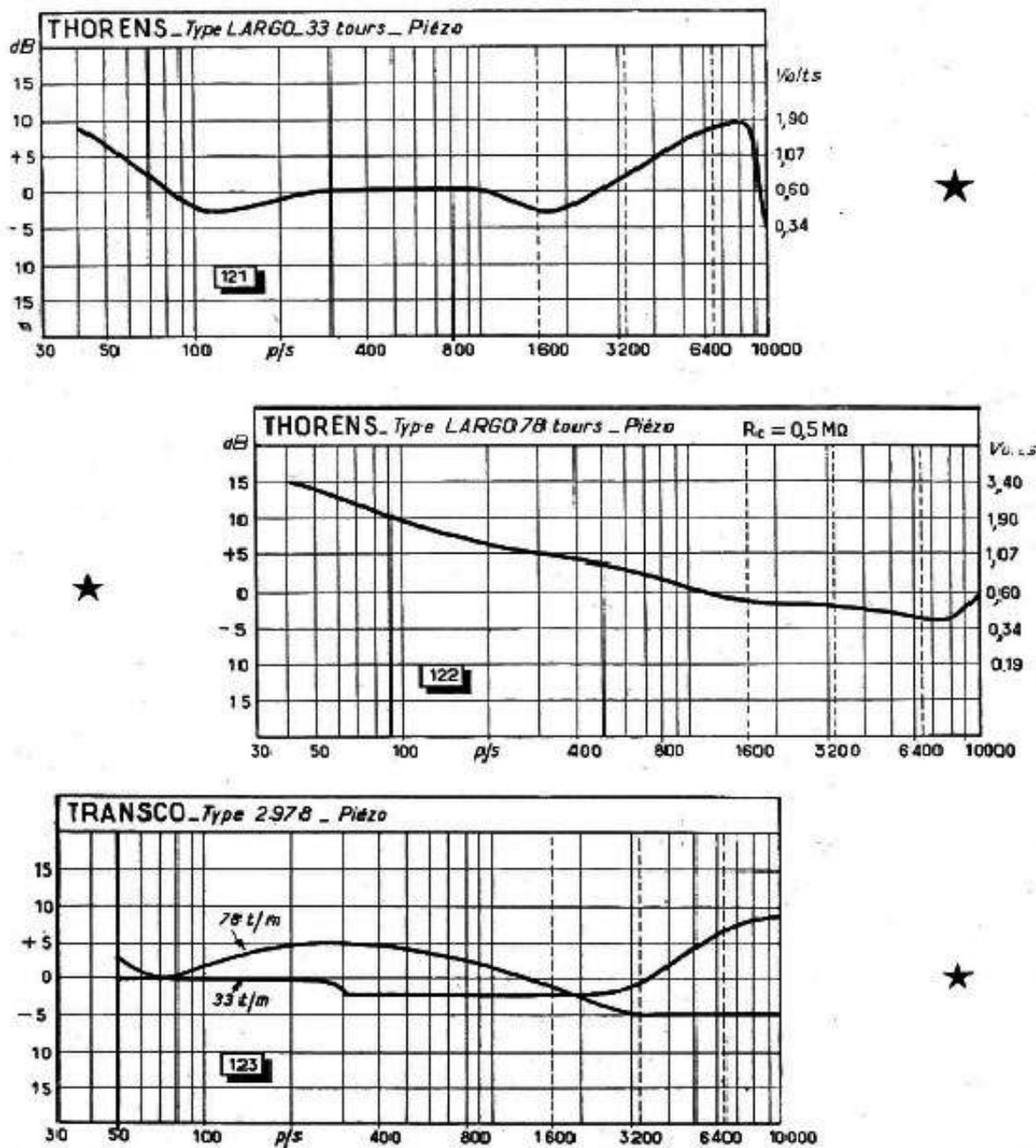


Fig. 121 à 123. — Courbes de réponse de quelques pick-ups.

que qu'il « lit ». Ainsi la courbe de réponse d'un pick-up piézoélectrique sera totalement différente suivant qu'elle est relevée avec le disque de fréquence *Decca Z 718* ou *Columbia TL-1 LP*.

De plus, la plupart des constructeurs corrigent leurs pick-ups, en particulier pour remédier à la déficience des basses, de sorte que les courbes que nous pouvons contempler ont, en général, une allure très engageante.

Les courbes des figures 109 à 123 se rapportent à quelques pick-ups courants sur le marché français et nous ferons, à leur propos, quelques remarques utiles.

1. — Ces courbes traduisent la tension de sortie en fonction de la fréquence, mesurée à vide (voltmètre à lampes connecté directement à la sortie du P.U.) ou aux bornes d'une résistance de charge R_c lorsque cette dernière est indiquée.

2. — On ignore la courbe d'enregistrement des disques de fréquences qui ont servi à relever toutes ces courbes.

3. — Il est visible que la plupart des pick-ups, surtout électromagnétiques, ont été énergiquement corrigés, ce qui explique le niveau moyen relativement bas de la tension de sortie.

4. — La tension de sortie moyenne diminue évidemment lorsque la valeur de la résistance de charge R_c est inférieure à celle indiquée, mais la courbe devient plus régulière, et les différents « accidents », bosses ou creux, sont légèrement nivelés.

5. — Il est évident que la modification de la résistance de charge R_c a très peu d'influence tant que cette résistance reste plusieurs fois supérieure à l'impédance propre Z_i du pick-up.

6. — Toutes les courbes ont été représentées à la même échelle, mais cela ne permet guère de les comparer entre elles puisque, répétons-le, elles n'ont pas été relevées avec un même disque de fréquences.

7. — La courbe du pick-up *Paillard* type RB 5 est pratiquement la même que celle de la figure 113.

8. — Les pick-ups *Garrard*, types « Miniature » et « Haute Fidélité », possèdent une courbe de réponse beaucoup plus régulière que celle de la figure 114, mais la tension de sortie moyenne, à 0 dB, est plus faible : 0,35 à 0,3 V.

9. — La courbe en pointillé de la figure 115 est celle obtenue après adjonction d'un filtre (RXE 2 206).

10. — La courbe du P.U. *Teppaz* type LA est pratiquement la même que celle de la figure 119.

Les aiguilles et les saphirs

La quasi-totalité des pick-ups modernes, surtout des modèles à cristal, très légers, possèdent, à la place de l'aiguille, une pointe en saphir d'une très longue durée, mais on rencontre encore des appareils à aiguille que l'on doit changer plus ou moins souvent.

L'influence d'une aiguille sur la reproduction peut être résumée par les points suivants :

1. — Une *aiguille fine*, donc souple, donne moins de puissance puisque ses oscillations sont moins bien transmises au système électromagnétique du pick-up. Cette aiguille reproduit aussi moins bien les fréquences élevées. Son avantage : usure moindre du disque.

2. — Une *aiguille forte* donne une puissance plus élevée, mais use davantage le disque.

3. — En principe, une aiguille en acier ne peut servir que pour la reproduction d'une seule face d'un disque. Il existe cependant des aiguilles spéciales pour la reproduction d'un certain nombre de faces.

4. — Une aiguille usée reproduit moins bien les fréquences élevées et, de plus, introduit des distorsions, particulièrement perceptibles vers la fin du disque.

En ce qui concerne les saphirs, il ne faut surtout pas croire qu'ils sont éternels : leur aptitude à assurer un service correct se limite à quelque 50 à 150 heures, suivant qu'il s'agit de disques 78 tr/mn (usure plus rapide) ou de microsillons (usure moindre). Au-delà, les distorsions augmentent rapidement, surtout aux fréquences élevées, sans parler des dommages subis par le disque, dont les sillons se trouvent en quelque sorte rabotés par les arêtes d'un saphir usé.

Il existe des têtes de lecture à pointe de diamant, dont la durée de vie est généralement d'au moins 1 000 heures. Leur inconvénient est de coûter à peu près 10 fois plus cher qu'une tête à pointe de saphir.

COMMENT APPRÉCIER RAPIDEMENT LE GAIN, EN TENSION OU EN DÉCIBELS, D'UN AMPLIFICATEUR B. F.

Ce que donne la partie B.F. d'un récepteur :

Nous avons vu, dans le chapitre précédent, quelques courbes de pick-ups, qui nous renseignent sur la réponse en fréquence et sur le niveau de sortie moyen.

Pour associer correctement un pick-up à un récepteur ou, en général, à un amplificateur quelconque, il nous faut également savoir ce que donne cet amplificateur, aussi bien en tant que gain qu'en tant que courbe de réponse.

Le moyen le plus simple consiste, évidemment, à utiliser un générateur B.F. en injectant une certaine tension, relativement faible (0,2 à 0,25 volt), à différentes fréquences, à la prise P.U. Un voltmètre alternatif, connecté aux bornes de la bobine mobile, nous permettra alors, si la tension d'entrée est maintenue à un niveau constant, de relever la courbe de réponse de l'amplificateur.

Cette méthode est rapide et sûre, d'autant plus qu'elle nous permet de déterminer également le gain total de l'amplificateur. Mais tout le monde ne possède pas un générateur B.F. et le plus souvent nous serons obligés de procéder par tâtonnements.

D'ailleurs, nous avons suffisamment insisté sur les différents systèmes correcteurs de tonalité pour que nos lecteurs puissent prédéterminer approximativement la courbe de réponse d'un amplificateur, uniquement par l'examen de son schéma.

C'est également l'examen du schéma qui nous renseignera sur le gain total d'un amplificateur, compte tenu des différents dispositifs de correction de tonalité et de contre-réaction.

Le tableau suivant (XIII), indique le gain en tension que peut procurer un étage préamplificateur équipé de tubes courants, et cela dans les différentes conditions de fonctionnement.

Etage préamplificateur

En somme, les chiffres du tableau XIII représentent le rapport U_2/U_1 de la figure 124, mais il est bon de noter que le gain indiqué est le maximum de ce qu'on peut obtenir en ajustant au mieux tous les éléments dont il dépend. C'est en somme le gain théorique possible avec une lampe donnée et il est prudent, dans la pratique, de le diminuer de 20 %, ce qui, le plus souvent, donnera un chiffre proche de la réalité.

Le tableau XIII indique également, pour certaines penthodes, le gain obtenu lorsque ces lampes sont utilisées en triodes, c'est-à-dire l'écran réuni à la plaque, suivant le croquis de la figure 125 a (suppresseur relié à la cathode) ou 125 b (suppresseur réuni à l'écran et à la plaque).

Tableau XIII. — GAIN EN TENSION D'UN ÉTAGE PRÉAMPLIFICATEUR, SUIVANT LA LAMPE, LA HAUTE TENSION ET LA RÉSISTANCE DE CHARGE EMPLOYÉE.

Lampes	H. T. = 90 à 100 V			H. T. = 180 à 250 V		
	$R_a = 0,05 \text{ M}\Omega$	$R_a = 0,1 \text{ M}\Omega$	$R_a = 0,25 \text{ M}\Omega$	$R_a = 0,05 \text{ M}\Omega$	$R_a = 0,1 \text{ M}\Omega$	$R_a = 0,25 \text{ M}\Omega$
EABC80 - 6 AK 8	26	35	44	36	47	54
EAF 41 - EAF 42 (penthode)					80	100
EAF 41 - EAF 42 (triode)				14	15	
EBC 3	18	20		22	25	
EBC 41				32	43	55
EBC81					43	52
EBF 2		50	70		80	100
EBF 80 - 6 N 8 (penthode)					80	100
EBF 80 - 6 N 8 (triode)				13	14	
ECC 40 (chaque élément)	24	25	26	25	26	28
ECC 81 - 12 AT 7 (ch. élém.)	45	52		49	54	
ECC 82 - 12 AU 7	11	11	11	12	12	12
ECC 83 - 12 AX 7		35	45	37	54	66
ECF 1 (triode)	18	19		20	22	
EF 6 (penthode)		80	100		110	140
EF 6 (triode)	10	11	12	11	12	13
EF 9 (penthode)		60	75		85	105
EF 9 (triode)	10	11	12	11	12	13
EF 40 (penthode)			120			180
EF 40 (triode)		26	27		29	31
EF 41 (penthode)					80	100
EF 41 (triode)				15	15	
EF 86 (penthode)		90	125		105	160
EF 86 (triode)				23	27	30
UAF 41 - UAF 42 (penthode)		65	70		70	80
UAF 41 - UAF 42 (triode)		12	12	12	12	
UBC 41		34	42		37	44
UBC 81		34	41		38	45
UF 41 (penthode)			80			84
UF 41 (triode)	12	12		15	15	
6 AT 6		30	34		38	44
6 AU 6 (penthode)		80	95		150	200
6 AU 6 (triode)		32	32		32	32
6 AV 6		35	45		46	60
6 B 8		37	55		50	75
6 C 5	10	12	12	11	13	14
6 C 8 (chaque élément)		21	23		24	26
6 F 5		35	43		48	58
6 F 8 (chaque élément)	13	13	13	14	14	14
6 H 8 (penthode)		50	70		80	100
6 J 5	13	13	13	14	14	14
6 J 7 (penthode)		65	85		87	125
6 J 7 (triode)	10	12	12	11	13	14
6 M 7 (penthode)		60	75		85	105
6 M 7 (triode)	10	11	12	11	12	13
6 Q 7		30	34		38	44
6 R 7	10	11	11	11	12	12
6 SC 7 (chaque élément)		25	30		35	40
6 SF 5		35	43		48	58
6 SJ 7 (penthode)		70	90		95	145
6 SJ 7 (triode)	10	12	12	11	13	14
6 SL 7 (chaque élément)		30	34		38	44
6 SN 7 (chaque élément)	13	13	13	14	14	14
6 SQ 7		31	40		40	50
12 AT 6		30	34		38	44
12 AU 6		80	95		150	200
12 AV 6		35	45		46	60

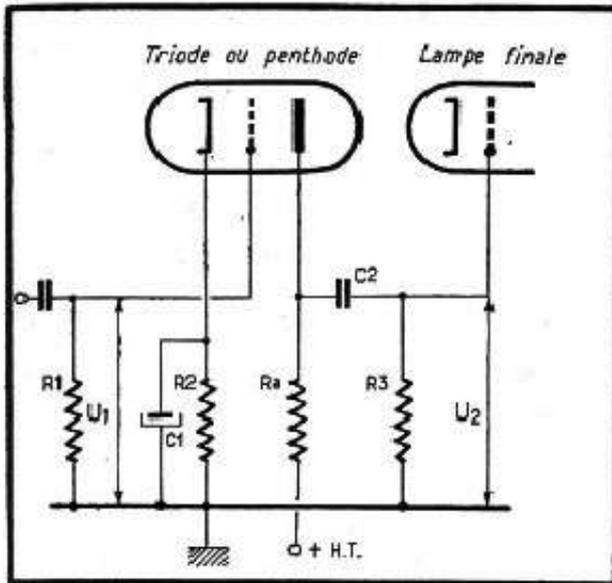


Fig. 124. — Etage préamplificateur B.F. classique.

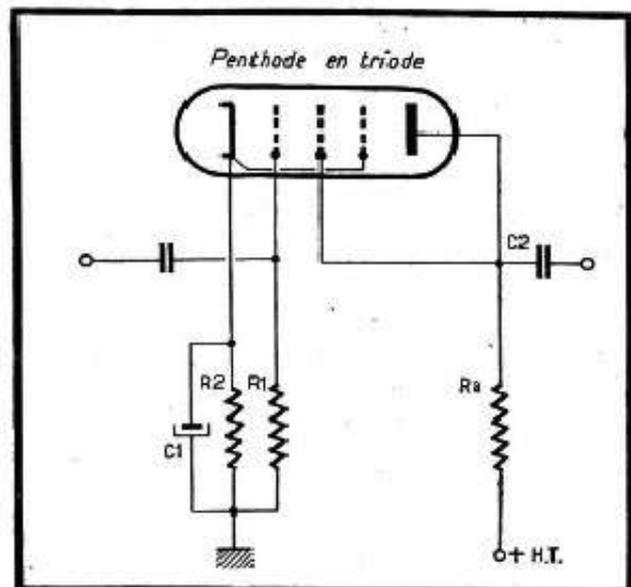


Fig. 125 a. — Montage d'une penthode en triode.

Le gain obtenu avec une haute tension de 90 à 100 volts est valable lorsqu'il s'agit d'un appareil tous-courants, tandis qu'avec une haute tension de 180 à 250 volts nous nous plaçons dans les conditions de fonctionnement d'un « alternatif ».

Ce gain reste pratiquement sans changement quel que soit le mode de polarisation : par la cathode (fig. 124), par la grille (fig. 126) ou par le courant inverse de grille (fig. 127), à condition, bien entendu, que cette polarisation soit ajustée au mieux.

Si l'on veut exprimer en décibels le gain d'un étage tel que celui de la figure 124, on procède de la façon suivante :

1. — Le gain en tension (U_2/U_1) étant désigné par G , le gain en décibels, A , sera

$$A = 20 \log G + 10 \log \frac{R_1}{R_a} \quad (1)$$

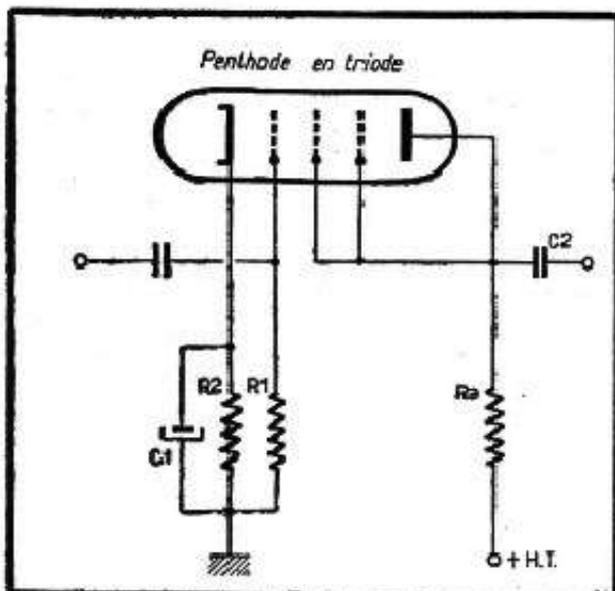


Fig. 125 b. — Autre possibilité de montage d'une penthode en triode.

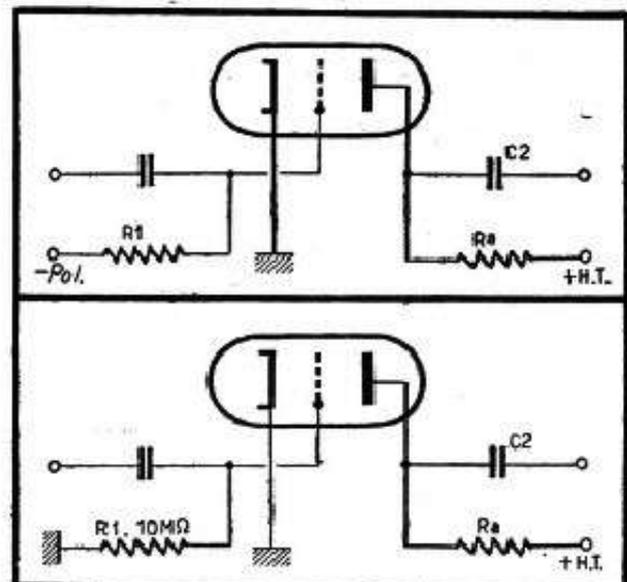


Fig. 126 et 127. — Deux façons de polariser la grille d'une lampe.

2. — Il est évident que si $R_1 = R_a$, le gain en décibels A sera simplement,

$$A = 20 \log G. \quad (2)$$

3. — En première approximation, lorsque R_1 n'est pas très différent de R_a , on peut considérer la relation (2) comme valable.

4. — Le tableau XIV nous donne directement le nombre de décibels à ajouter à $20 \log G$, suivant la valeur des résistances R_1 et R_a . Quelques exemples feront mieux comprendre tout ce que nous venons de dire.

Un étage préamplificateur B.F. est équipé d'une EBC 41, la résistance de charge R_a étant de 100 000 ohms et la haute tension de 250 volts. Le gain G indiqué par le tableau XIII est théoriquement, $G = 43$, chiffre que nous diminuons de 20 % pour avoir le gain approximatif réel. Donc, $G = 34$ à peu près (fig. 128).

Pour exprimer ce gain en décibels, nous calculons d'abord

$$20 \log 34 = 20 \times 1,53 = 30,6,$$

chiffre auquel nous ajoutons

$$10 \log \frac{R_1}{R_a} = 10 \log 5 = 10 \times 0,7 = 7$$

Ce dernier nombre nous est d'ailleurs directement fourni par le tableau XIV.

Au total nous obtenons, pour le gain de l'étage en décibels (A),

$$A = 30,6 + 7 = 37,6 \text{ dB.}$$

Il faut noter qu'en réalité le rapport R_1/R_a est celui des impédances d'entrée et de sortie, et que c'est par approximation seulement que l'on assimile ces impédances aux résistances de grille et de plaque. Dans le cas où la résistance R_1 a une valeur très élevée (fig. 127) on admet que l'impédance résultante n'est pas supérieure à $1 \text{ M}\Omega$ et on fait le calcul en conséquence.

On voit, par ailleurs, que le gain théorique maximum qu'il est possible d'obtenir avec une préamplificatrice B.F. est de l'ordre de 200, c'est-à-dire 160 environ en réalité. Avec une résistance d'entrée $R_1 = 1 \text{ M}\Omega$ et une résistance de charge $R_a = 250 \text{ 000 ohms}$ cela nous fait un gain en décibels

$$A = 20 \log 160 + 6 = (20 \times 2,2) + 6 = 50 \text{ dB.}$$

C'est l'ordre de grandeur du gain maximum que peut donner un étage préamplificateur B.F. Si nous avons besoin d'un gain plus élevé, il devient nécessaire de prévoir deux étages en cascade.

Il est nécessaire d'ajouter que les chiffres donnés par le tableau XIII s'entendent pour les fréquences moyennes (entre 300 et 800 Hz) et sans aucune contre-réaction.

Etage final simple

La première partie du tableau XV nous donne tous les renseignements utiles pour calculer rapidement le gain procuré par un étage final équipé d'une lampe unique, dont le

Tableau XIV. — DÉCIBELS A AJOUTER AU GAIN DU TABLEAU XIII, EXPRIMÉ EN DÉCIBELS, POUR TENIR COMPTE DES IMPÉDANCES D'ENTRÉE ET DE SORTIE.

R_1	R_a				
	50 000	100 000	150 000	200 000	250 000
100 000	+ 3	0	- 1,7	- 3	- 4
250 000	+ 7	+ 4	+ 2,2	+ 1	0
500 000	+ 10	+ 7	+ 5,2	+ 4	+ 3
1 $\text{M}\Omega$	+ 13	+ 10	+ 8,2	+ 7	+ 6

Tableau XV. — CARACTÉRISTIQUES D'UN ÉTAGE FINAL SIMPLE OU PUSH-PULL: IMPÉDANCE DE CHARGÉ, TENSION D'ATTAQUE MAXIMUM, GAIN EN TENSION ET EN DÉCIBELS, NIVEAU DE SORTIE.

Lampe finale	Impéd. de charge (ohms)	Tension alt. max. sur G ₁ (volts)	Gain en tension	Gain max. en dB	Niveau de sortie max. en dB (0dB = 1 mW)	Push-Pull				
						Impédance de charge	Tension altern. max. d'attaque	Gain en tension	Gain max. en dB	Niveau de sortie max. en dB (0dB = 1 mW)
CBL6-CL6	2 000	5,6	11,5	45,4	33,2	10 000	6,7	43	49	39,1
EBL1-EL3N	7 000	4,2	42,5	50,5	36	8 000	17	15	41	39
EL2	8 000	10	17	41	35,5	4 500	12,5	24	48	43
EL5	3 500	9,1	17,7	47	38,8	5 000	7,3	37	51,5	41,6
EL6	3 500	4,8	35	52,5	39,1	7 000	5,6	46	51,8	39,7
EL41	7 000	3,8	42,5	51,3	35,9	15 000	12,5	26	43,4	38,5
EL42	9 000	8	20	43,4	34,5	8 000	8	37	49,3	40,4
EL84	5 200	4,3	41	52	37,5					
UL41	3 000	4	16,5	46	32,3					
UL 84	2 500	7	16,6	50,6	37,5					
6AQ5-6V6	5 000	8,8	17	44,6	36,3	10 000	10,6	30	46,5	40
6F6	7 000	11,5	12,4	40,6	34,7	10 000	20	16	41	40,5
6G6	10 000	6,4	16,3	40	30,4					
6K6	7 000	12,8	12,5	40	35,3	12 000	18	17,5	41,8	39,9
6L6	2 500	9,9	13	45,2	38	5 000	14	22	46,7	42,7
6M6	7 000	4,2	42,5	50,5	36	10 000	6,7	43	49	39,1
6P9-6BM5	7 000	4,2	42,5	50	35,4					
25A6	4 500	10,6	6,2	36	29,5					
25L6-50L6	2 000	5,3	13,6	45,7	33,2					
50B5	2 500	5,3	13,6	45,7	32,8					

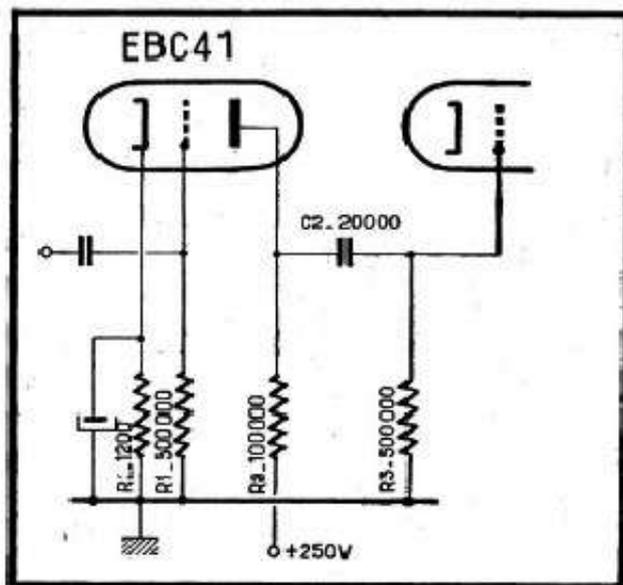


Fig. 128. — Etage préamplificateur normal équipé d'une EBC 41.

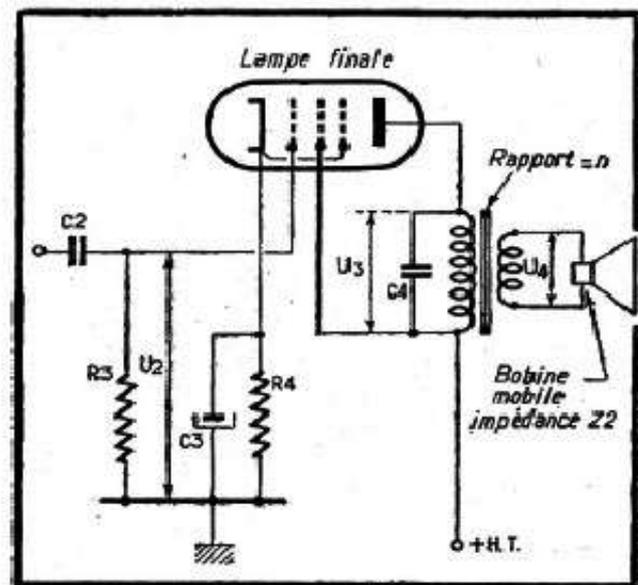


Fig. 129. — Schéma classique d'un étage final à penthode.

schéma général est donné par la figure 129.

Nous y voyons :

1. — Impédance de charge qui nous permet, si nous connaissons l'impédance Z_2 de la bobine mobile, de calculer le rapport du transformateur n , rapport dont la connaissance peut nous être utile.

Par exemple, si le haut-parleur utilisé est équipé d'une bobine mobile faisant 3 ohms ($Z_2 = 3$) et si la lampe finale est une EL 84 (impédance de charge $Z_1 = 5\,200$ ohms), le rapport n sera

$$n = \sqrt{\frac{5\,200}{3}} = \sqrt{1\,735} = 42 \text{ environ.}$$

2. — Tension alternative maximum admissible sur la grille de commande G_1 . Ce chiffre (U_2 de la figure 129) correspond à la puissance maximum délivrée par la lampe. Il est exprimé, bien entendu, en volts efficaces, et permet, en particulier, de déduire immédiatement, la polarisation normale de la lampe, qui est égale à $U_2 \times 1,41$ à peu près, sauf pour quelques lampes « poussées » telles que EL 41 et EL 84, dont la polarisation est un peu plus élevée (à peu près $U_2 \times 1,65$).

3. — Gain en tension. Ce chiffre exprime la valeur du rapport U_3/U_2 de la figure 129 et nous permet, par conséquent, non seulement de calculer la tension U_3 , aux bornes du primaire du transformateur de sortie, mais encore, lorsque nous connaissons le rapport n de ce transformateur, de prévoir la tension U_4 aux bornes de la bobine mobile.

En reprenant l'exemple de la EL 84, ci-dessus, nous avons $U_2 = 4,3$ volts et, par conséquent,

$$U_3 = 4,3 \times 41 = 176 \text{ volts.}$$

Le rapport du transformateur de sortie étant $n = 42$, la tension U_4 sera, à la puissance maximum,

$$U_4 = \frac{176}{n} = \frac{176}{42} = 4,2 \text{ volts.}$$

On voit que, dans ce cas particulier, le rapport U_4/U_2 est très sensiblement égal à 1.

D'une façon générale, lorsque la tension grille diminue, la tension U_4 diminue dans le même rapport.

4. — Gain maximum en décibels. Additionné avec le gain, également exprimé en décibels, de l'étage préamplificateur, ce chiffre nous permettra de déterminer le gain total de l'amplificateur.

5. — Niveau de sortie maximum en décibels. Le niveau 0 dB étant celui de 1 mW, nous pouvons facilement déduire de cette colonne la puissance de sortie en watts, en nous aidant soit du tableau III (page 65), soit des tableaux V et VI (pages 68 et 69). Bien entendu, il est facile également de calculer directement. Par exemple, toujours dans le cas d'une EL 84, dont le niveau de sortie est de 37,5 dB, nous avons

$$37,5 = 10 \log 1\,000 P$$

si P est la puissance de sortie en watts.

Cela donne

$$\begin{aligned} 3,75 &= \log 1\,000 + \log P \\ &= 3 + \log P. \end{aligned}$$

Donc

$$\begin{aligned} \log P &= 0,75 \\ P &= 5,6 \text{ à } 5,7 \text{ watts.} \end{aligned}$$

Etage final push-pull

La deuxième partie du tableau XV donne tous les renseignements utiles concernant un étage final push-pull équipé de lampes courantes. Nous y voyons :

1. — Impédance de charge. Cette impédance est considérée « plaque à plaque », comme on dit. Autrement dit, elle tient compte de la totalité du primaire. Généralement, une même lampe offre plusieurs possibilités d'utilisation en push-pull, avec des impédances de charge différentes, des valeurs de haute tension plus ou moins élevées, etc.

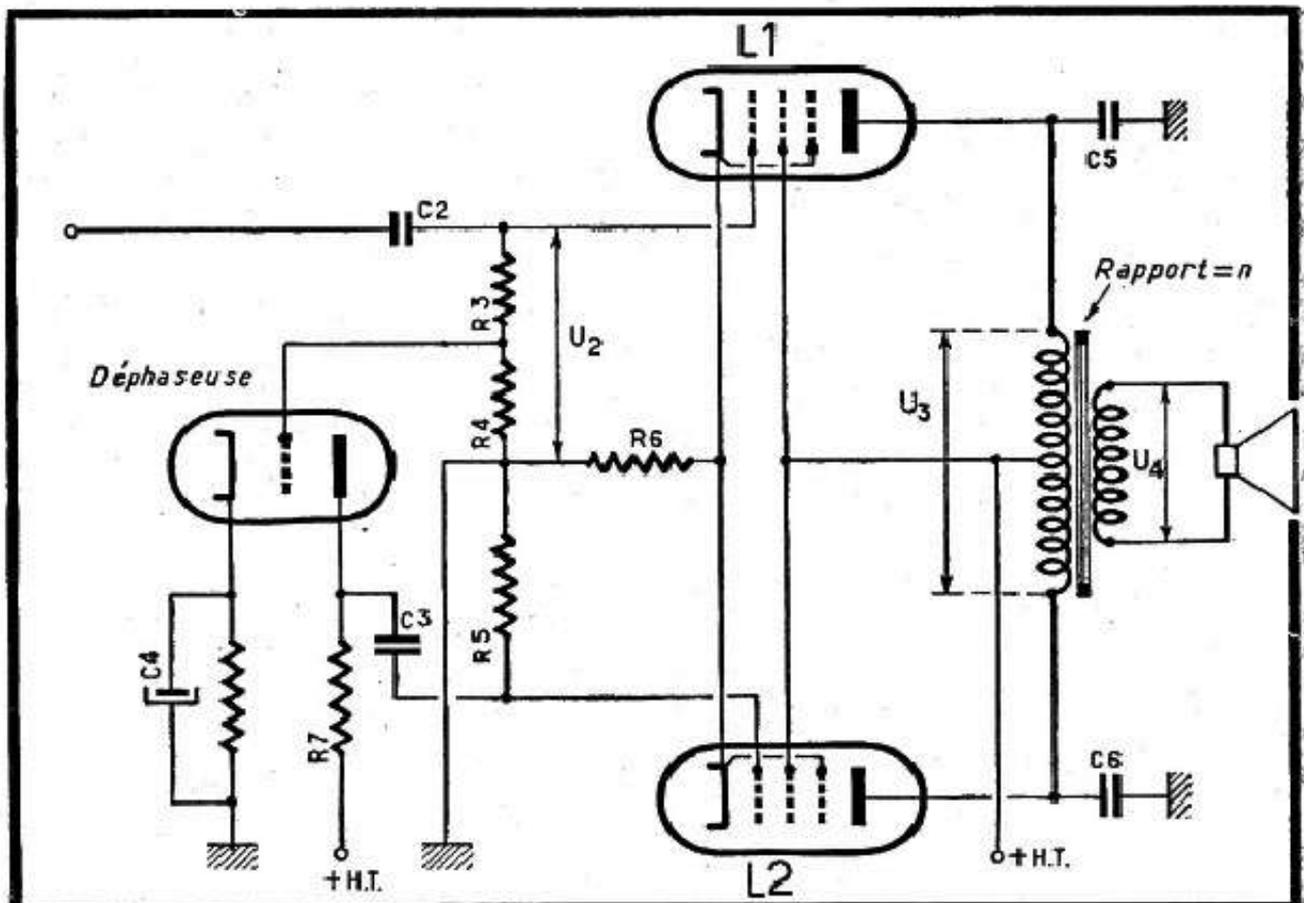


Fig. 130. — Schéma d'un étage push-pull avec son déphaseur.

Nous indiquons, dans la colonne correspondante, des impédances se rapportant aux montages le plus souvent employés, la tension plaque et écran de chaque lampe étant de l'ordre de 240 à 260 volts.

Comme dans le cas de la lampe unique, le rapport n du transformateur de sortie se déduit facilement de l'impédance de charge lorsqu'on connaît l'impédance Z_2 de la bobine mobile.

Par exemple, lorsqu'il s'agit d'un push-pull de deux 6 AQ 5 et d'un haut-parleur à la bobine mobile de 3 ohms, le rapport n sera

$$n = \sqrt{\frac{10\,000}{3}} = \frac{100}{1,73} = 58.$$

2. — Tension alternative maximum d'attaque. C'est, en somme, la tension U_2 des figures 130 et 131, et elle correspond à la puissance maximum de sortie.

On remarquera que cette tension, exprimée toujours en volts efficaces, est, pour toutes les lampes utilisées, nettement plus élevée que dans le cas d'une lampe unique.

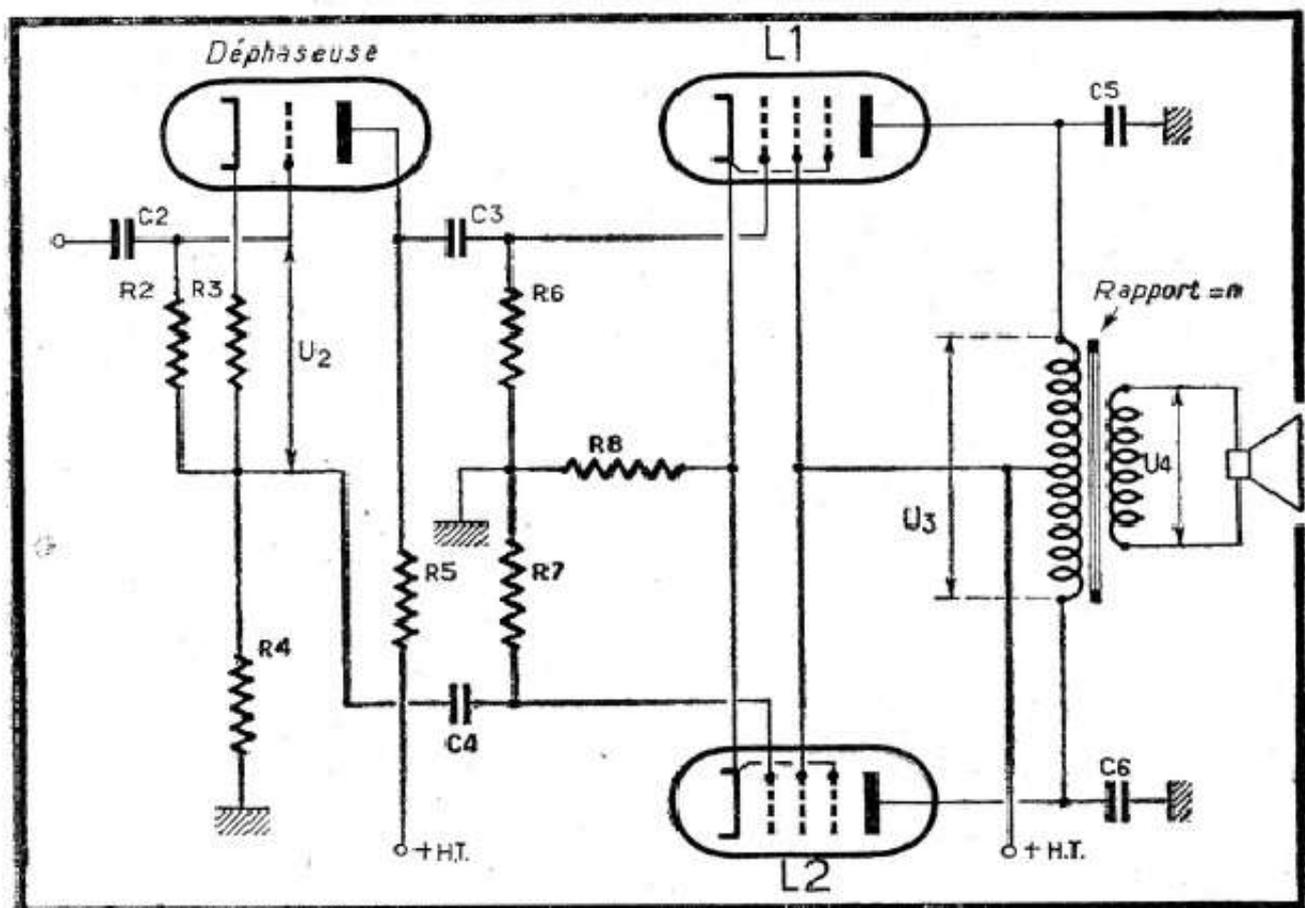


Fig. 131. — Etage final push-pull avec déphaseur cathodyne.

Cela vient du fait que tous les montages push-pull dont les caractéristiques sont indiquées fonctionnent en classe AB, qui est caractérisée par une légère surpolarisation de chaque lampe.

Quant à la polarisation elle-même, nous pouvons l'obtenir à partir de la tension efficace sur la grille, pour chaque lampe, par la même relation que pour une lampe unique. A titre d'indication nous donnons ci-après la valeur de la résistance commune de cathode (R_4 de la figure 130 et R_8 de la figure 131) indiquée par les fabricants des lampes pour les montages push-pull répondant aux caractéristiques du tableau XV.

Push-pull de :	Valeur de R_1 ou R_2
EBL1-EL3N	140
EL2	300
EL5	120
EL6	90
EL41	85
EL42	310
EL84	130
6AQ5-6V6	160
6F6	320
6K6	400
6L6	125
6M6	140

3. — Gain en tension. Ce chiffre exprime la valeur du rapport U_3/U_2 des figures 130 et 131. Comme on voit, ce gain est du même ordre de grandeur que celui d'un étage final à lampe unique. En réalité, le gain en tension d'un étage final push-pull est encore bien moindre si l'on considère les deux lampes finales seulement, sans étage déphaseur, car alors la tension d'attaque totale est évidemment $2 U_2$, puisque chaque grille reçoit une tension égale à U_2 .

4. — Gain maximum en décibels. On peut être étonné de voir que ce gain reste, encore une fois, du même ordre de grandeur que dans le cas d'un étage final simple. Mais il ne faut pas oublier, d'abord, que l'augmentation de la puissance de sortie (en watts), du simple au double à peu près, se traduit par un accroissement du niveau de sortie de 3 dB seulement et que, d'autre part, la tension d'attaque U_2 des montages push-pull considérés est déjà supérieure, d'un certain nombre de dB, à celle d'une lampe unique, ce qui est pratiquement suffisant pour élever le niveau de sortie à la valeur voulue.

5. — Niveau de sortie maximum en décibels. Tout ce que nous avons dit, à ce sujet, à propos d'un étage final à lampe unique, est valable ici.

Tension d'entrée minimum d'un amplificateur

Tout ce que nous avons vu plus haut nous permet, en quelques minutes, de déterminer la tension alternative minimum que l'on doit appliquer à l'entrée d'un amplificateur pour obtenir la puissance de sortie maximum.

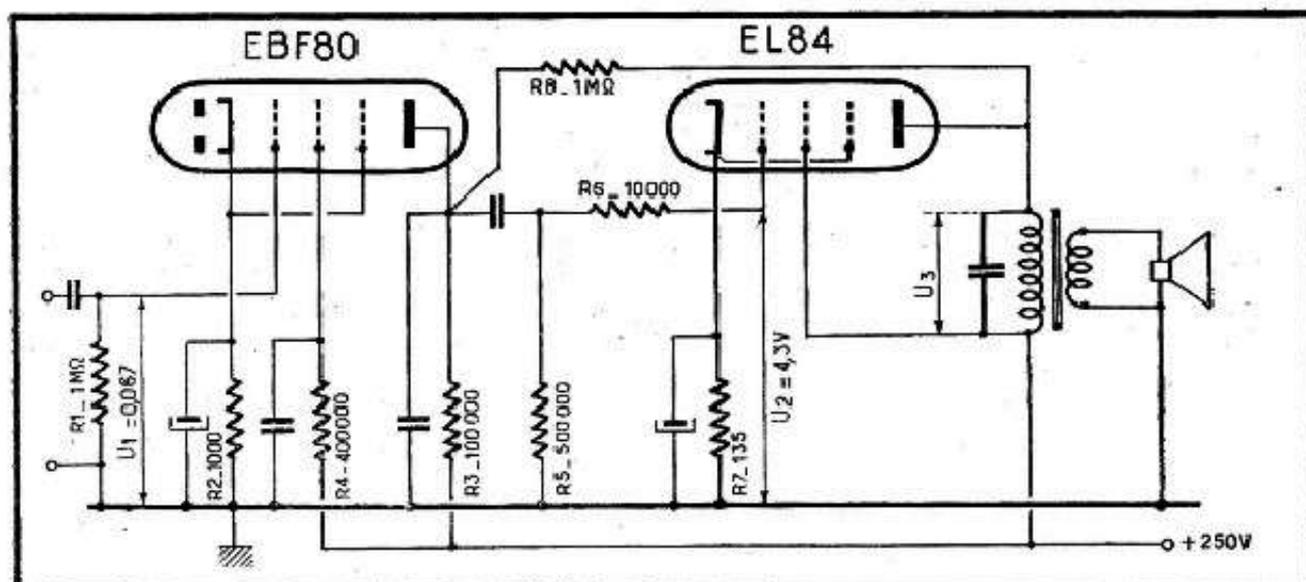


Fig. 132. — Partie B.F. utilisant les lampes EBF 80 et EL 84.

Voyons d'abord le cas d'un amplificateur classique, à lampe finale unique, équipé de tubes EBF80 et EL84 (fig. 132). Le tableau XIII nous donne, pour l'étage préamplificateur, un gain théorique de 80 que nous estimons à 64 en réalité (20 % en moins). Par conséquent, pour avoir 4,3 volts efficaces sur la grille de la lampe finale (U_2 , correspondant à la puissance de sortie maximum), nous devons attaquer la grille de la EBF80 avec une tension U_1 telle que

$$U_1 = \frac{4,3}{64} = 0,067 \text{ volt,}$$

soit 67 mV.

Cela s'applique à un amplificateur ne comportant aucun dispositif correcteur de tonalité ni aucune contre-réaction.

Si, par exemple, nous avons une contre-réaction en tension très simple, agissant uniquement sur l'étage final, et consistant en une résistance telle que R_4 , le taux de cette contre-réaction serait, approximativement, de 8 à 10 % et le gain en tension de l'étage final ne serait plus que 8 à 9,5.

Par conséquent, pour avoir une tension de sortie U_2 inchangée, donc la même puissance de sortie, il faudrait appliquer à la grille de la EL84 une tension U_2 telle que

$$U_2 = 4,3 \times \frac{\text{gain sans C.R.}}{\text{gain avec C.R.}} = 22 \text{ à } 18,5 \text{ volts.}$$

Etant donné le gain inchangé de l'étage préamplificateur, la tension d'entrée U_1 devra être augmentée et portée à

$$U_1 = \frac{U_2}{64} = 0,34 \text{ à } 0,29 \text{ volt.}$$

De toute façon, il faudra voir aussi si la lampe préamplificatrice peut admettre, dans les conditions d'utilisation, une tension de cette importance sur sa grille et si elle peut donner une tension de sortie suffisante.

Il peut y avoir aussi une contre-réaction englobant les deux étages et appliquée, par exemple, de la bobine mobile à la base de la résistance R_1 . Si le taux de cette contre-réaction est de 0,1 % par exemple, le gain résultant, en tension, de l'amplificateur tout entier sera de 730 environ au lieu de 2 624 sans contre-réaction. Par conséquent, la tension d'entrée U_1 devrait être pour avoir la même puissance de sortie

$$U_1 = 0,067 \times \frac{2\,624}{730} = 0,24 \text{ volt.}$$

Le calcul reste exactement le même lorsqu'il s'agit d'un étage push-pull, monté suivant l'un des schémas des figures 130 ou 131.

Niveau d'entrée minimum d'un amplificateur

Le niveau de sortie d'un pick-up ou d'un microphone est fréquemment indiqué en décibels, par rapport au niveau 0 dB = 1 mW. Dans ce cas il est beaucoup plus commode et rapide de calculer le gain total en décibels, comme nous l'avons fait dans les chapitres précédents.

Nous indiquerons donc, pour mémoire, la marche à suivre pour l'exemple ci-dessus (fig. 132).

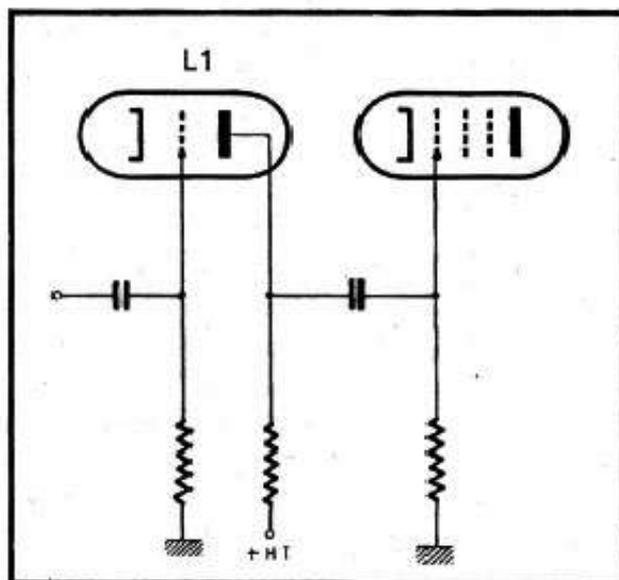
Le gain, en décibels, de l'étage préamplificateur sera

$$A_1 = 20 \log 64 + 10 \log 10 = 46 \text{ dB.}$$

Le gain de l'étage final est, d'après le tableau XV,

$$A_2 = 52 \text{ dB.}$$

Fig. 133. — Amplificateur classique à résistances-capacités.



Soit un gain total

$$A = A_1 + A_2 = 98 \text{ dB.}$$

Le niveau de sortie maximum étant de 37,5 dB, le niveau d'entrée minimum devrait être

$$37,5 - 98 = -60,5 \text{ dB.}$$

Une contre-réaction englobant les deux étages, au taux de 0,1 % (0,001), introduisant un affaiblissement de 11 dB environ (voir tableau IX, p. 78), le gain total de l'amplificateur n'est plus que

$$98 - 11 = 87 \text{ dB.}$$

Par conséquent, pour obtenir le même niveau de sortie que sans contre-réaction, le niveau à l'entrée de l'amplificateur devra être au moins de

$$37,5 - 87 = -49,5 \text{ dB.}$$

Autrement dit, le niveau à l'entrée devra être augmenté du nombre de décibels égal à celui de l'affaiblissement.

Cependant, lorsqu'on veut évaluer, en décibels, le gain total A d'un amplificateur, on peut, bien entendu, additionner le gain A_1 de l'étage préamplificateur et le gain A_2 de l'étage final, à condition que l'impédance de sortie du premier soit égale à celle d'entrée du second.

Or, les chiffres du gain maximum en dB d'un étage final, donnés par le tableau XV sont basés sur une impédance d'entrée de 500 000 ohms.

Dans un amplificateur classique à liaison par résistances-capacités (fig. 133), l'impédance de sortie de la lampe L_1 est égale à celle d'entrée de la lampe L_2 et c'est pourquoi les chiffres donnés par le tableau XV ne seront pas valables dans tous les cas. Pour simplifier les choses on peut admettre que l'impédance d'entrée de l'étage final est égale à la résistance de charge R_c de la préamplificatrice et apporter alors une correction aux chiffres du tableau XV sur la base suivante :

- Pour $R_c = 50\,000$ ohms : retrancher 10 dB ;
- Pour $R_c = 100\,000$ ohms : retrancher 7 dB ;
- Pour $R_c = 250\,000$ ohms : retrancher 3 dB.

Par conséquent, le gain total de l'amplificateur de la figure 132 ne serait pas de 98 dB, mais de $98 - 7 = 91$ dB et le niveau d'entrée minimum serait également de $-53,5$ dB.

ADAPTATION D'UN PICK-UP A UN AMPLIFICATEUR CORRECTION DE LA COURBE DE RÉPONSE D'UN PICK-UP EXEMPLES PRATIQUES

Tension et niveau d'entrée minimum de quelques amplificateurs courants

Pour résumer tout ce que nous avons dit, et faciliter le travail d'un technicien chargé de « marier » un pick-up à un amplificateur, nous avons dressé un tableau (XVI) indiquant la tension et le niveau minimum d'entrée d'un certain nombre d'amplificateurs de composition courante, et cela dans les différentes conditions de fonctionnement : sans contre-réaction ou avec contre-réaction à différents taux. Le taux est traduit en décibels, façon beaucoup plus générale de le définir, les tableaux VIII et IX de la page 78 permettant de passer facilement du taux en pourcent au taux en décibels.

Les chiffres donnés par le tableau XVI, du moins en ce qui concerne le niveau en décibels, sont assez pessimistes et laissent toujours une certaine marge de sécurité. Ils sont calculés à partir des données du tableau XIII (page 100) en choisissant, pour chaque lampe, le cas le plus défavorable.

Par exemple, les chiffres donnés pour la combinaison EBC41-EL41 supposent que la résistance de charge R_o de la préamplificatrice est de 50 000 ohms, et que la résistance d'entrée de cette lampe est de 250 000 ohms.

On transposera facilement les chiffres du tableau XVI à des amplificateurs de constitution différente. Par exemple, le gain d'une EBF80 est sensiblement le même que celui d'une EAF42. Il en résulte que l'amplificateur EBF80-EL84 se comportera comme la combinaison EAF42-EL84.

Tension et niveau de sortie d'un pick-up

Les courbes de réponse de quelques pick-ups, que nous avons reproduites dans le chapitre IX, nous indiquent la tension de sortie pour une certaine résistance de charge (R_o) et le niveau de sortie en décibels par rapport au niveau de référence (0 dB) à 1 000 Hz.

Pour pouvoir comparer les possibilités d'un amplificateur (données par le tableau XVI) et la tension ou le niveau de sortie d'un pick-up, voici un autre tableau (XVII), donnant la correspondance entre le niveau de sortie en décibels, ramené au niveau de référence 0 dB = 1 mW, et la tension de sortie en volts aux bornes d'une certaine résistance de charge R_o .

Tableau XVI. — TENSION ET NIVEAU D'ENTRÉE MINIMUM DE QUELQUES AMPLIFICATEURS.

Amplificateur	Tension minimum (U) et niveau minimum (dB) pour un taux de contre-réaction de :															
	Sans CR		2 dB		3 dB		5 dB		7 dB		10 dB		15 dB		20 dB	
	U	dB	U	dB	U	dB	U	dB	U	dB	U	dB	U	dB	U	dB
EBC3-EL3N	0,24	— 36,4	0,3	— 34,4	0,34	— 33,4	0,43	— 31,4	0,54	— 29,4	0,76	— 26,4	1,35	— 21,4	2,4	— 16,4
EBF2-EL3N	0,065	— 47,8	0,082	— 45,8	0,092	— 44,8	0,115	— 42,8	0,145	— 40,8	0,2	— 37,8	0,36	— 32,8	0,65	— 27,8
ECF1-EBL1	0,26	— 35,8	0,33	— 33,8	0,37	— 32,8	0,46	— 30,8	0,58	— 28,8	0,82	— 25,8	1,46	— 20,8	2,6	— 15,8
ECF1-CBL6	0,39	— 32,3	0,49	— 30,3	0,55	— 29,3	0,69	— 27,3	0,87	— 25,3	1,23	— 22,3	2,2	— 17,3	3,9	— 12,3
EBC41-EL41	0,148	— 40,5	0,186	— 38,5	0,21	— 37,5	0,26	— 35,5	0,33	— 33,5	0,47	— 30,5	0,83	— 25,5	1,48	— 20,5
EBC41-EL42	0,31	— 34	0,39	— 32	0,44	— 31	0,55	— 29	0,7	— 27	0,98	— 24	1,74	— 19	3,1	— 14
EBC41-EL84	0,168	— 39,6	0,21	— 37,6	0,24	— 36,6	0,3	— 34,6	0,38	— 32,6	0,53	— 29,6	0,95	— 24,6	1,68	— 19,6
EA F42-EL41	0,06	— 48	0,075	— 46	0,085	— 45	0,107	— 43	0,135	— 41	0,19	— 38	0,34	— 33	0,6	— 28
EA F42-EL42	0,125	— 42,1	0,157	— 40,1	0,177	— 39,1	0,22	— 37,1	0,28	— 35,1	0,4	— 32,1	0,7	— 27,1	1,25	— 22,1
EA F42-EL84	0,067	— 47,5	0,084	— 45,5	0,095	— 44,5	0,12	— 42,5	0,15	— 40,5	0,21	— 37,5	0,38	— 32,5	0,67	— 27,5
UBC41-UL41	0,148	— 40,5	0,186	— 38,5	0,21	— 37,5	0,26	— 35,5	0,33	— 33,5	0,47	— 30,5	0,83	— 25,5	1,48	— 20,5
UAF42-UL41	0,077	— 46	0,097	— 44	0,11	— 43	0,137	— 41	0,172	— 39	0,24	— 36	0,43	— 31	0,77	— 26
6Q7-6V6	0,29	— 34,8	0,37	— 32,8	0,41	— 31,8	0,51	— 29,8	0,65	— 27,8	0,92	— 24,8	1,63	— 19,8	2,9	— 14,8
6H8-6V6	0,137	— 41,4	0,172	— 39,4	0,194	— 38,4	0,24	— 36,4	0,31	— 34,4	0,43	— 31,4	0,77	— 26,4	1,37	— 21,4
6Q7-25L6	0,22	— 37,2	0,28	— 35,2	0,31	— 34,2	0,39	— 32,2	0,49	— 30,2	0,7	— 27,2	1,24	— 22,2	2,2	— 17,2
6H8-25L6	0,132	— 41,6	0,166	— 39,6	0,186	— 38,6	0,23	— 36,6	0,29	— 34,6	0,42	— 31,6	0,74	— 26,6	1,32	— 21,6
6AT6-6AQ5	0,29	— 34,8	0,37	— 32,8	0,41	— 31,8	0,51	— 29,8	0,65	— 27,8	0,92	— 24,8	1,63	— 19,8	2,9	— 14,8
6AV6-6AQ6	0,24	— 36,4	0,3	— 34,4	0,34	— 33,4	0,43	— 31,4	0,54	— 29,4	0,76	— 26,4	1,35	— 21,4	2,4	— 16,4
12AT6-50B5	0,22	— 37,2	0,28	— 35,2	0,31	— 34,2	0,39	— 32,2	0,49	— 30,2	0,7	— 27,2	1,24	— 22,2	2,2	— 17,2
12AV6-50B5	0,19	— 38,5	0,24	— 36,5	0,27	— 35,5	0,34	— 33,5	0,42	— 31,5	0,6	— 28,5	1,07	— 23,5	1,9	— 18,5

Tableau XVII. — TENSION ET NIVEAU DE SORTIE SUIVANT LA RÉSISTANCE DE CHARGE.

Niveau de sortie (dB)	Tension de sortie pour une résistance de charge de (MΩ) :						
	0,05	0,1	0,15	0,20	0,25	0,5	1
— 20	0,675	0,950	1,170	1,35	1,51	2,14	3
— 21	0,600	0,850	1,040	1,20	1,35	1,92	2,70
— 22	0,535	0,750	0,925	1,07	1,2	1,70	2,40
— 23	0,480	0,680	0,830	0,960	1,07	1,51	2,14
— 24	0,430	0,610	0,740	0,850	0,960	1,35	1,92
— 25	0,380	0,540	0,660	0,760	0,850	1,20	1,70
— 26	0,340	0,480	0,590	0,670	0,760	1,07	1,51
— 27	0,300	0,420	0,520	0,600	0,670	0,96	1,35
— 28	0,270	0,380	0,470	0,540	0,600	0,85	1,20
— 29	0,240	0,340	0,415	0,480	0,540	0,76	1,07
— 30	0,214	0,300	0,370	0,430	0,480	0,67	0,960
— 31	0,192	0,270	0,330	0,380	0,430	0,60	0,850
— 32	0,170	0,240	0,295	0,340	0,380	0,54	0,760
— 33	0,151	0,214	0,260	0,300	0,340	0,48	0,670
— 34	0,134	0,190	0,230	0,270	0,300	0,43	0,600
— 35	0,120	0,170	0,210	0,240	0,270	0,38	0,540
— 36	0,107	0,151	0,185	0,214	0,240	0,34	0,480
— 37	0,096	0,135	0,166	0,192	0,214	0,30	0,420
— 38	0,085	0,120	0,147	0,170	0,192	0,27	0,380
— 39	0,076	0,107	0,131	0,151	0,170	0,24	0,340
— 40	0,067	0,096	0,117	0,134	0,151	0,214	0,300
— 41	0,060	0,085	0,104	0,120	0,135	0,192	0,270
— 42	0,053	0,076	0,093	0,107	0,120	0,170	0,240
— 43	0,048	0,067	0,083	0,096	0,107	0,151	0,214
— 44		0,060	0,074	0,085	0,096	0,135	0,192
— 45		0,053	0,066	0,076	0,085	0,120	0,170
— 46		0,048	0,059	0,067	0,076	0,107	0,151
— 47			0,052	0,060	0,067	0,096	0,135
— 48			0,047	0,054	0,060	0,085	0,120
— 49				0,048	0,053	0,076	0,107
— 50					0,048	0,067	0,096

Nous voyons, par exemple, qu'un pick-up fournissant une tension de sortie moyenne de 0,3 volt aux bornes d'une résistance de charge R_c de 0,25 MΩ donne un niveau de sortie de — 34 dB. Il nous faut donc un amplificateur dont le niveau d'entrée minimum soit tout au plus — 35 à — 36 dB, compte tenu de toute contre-réaction ou correction de tonalité.

On voit, d'après le tableau XVI, que même avec une contre-réaction relativement faible (5 dB), toutes les combinaisons de lampes mentionnées sont loin de ce niveau : pratiquement, seuls les montages avec une penthode en préamplificatrice donnent un gain suffisant.

Les choses s'aggravent encore si la courbe du pick-up n'est pas satisfaisante et demande une correction énergique. Nous sommes obligés alors de prévoir un étage supplémentaire amplificateur-correcteur, entre le pick-up et le premier étage de l'amplificateur.

Quelques exemples

Les courbes de quelques pick-ups du commerce nous fourniront des exemples pratiques d'application.

Les deux pick-ups *L.I.E.* (fig. 109 et 110) présentent des courbes très séduisantes et régulières avec, cependant, les basses fortement relevées (+ 15 dB à 80-90 Hz pour le type PU9). Suivant les caractéristiques de l'amplificateur et du haut-parleur employés, il pourrait se produire une résonance désagréable sur ces fréquences. Pour y remédier, il suffira de prévoir, le cas échéant, une légère atténuation des basses, par tel ou tel procédé.

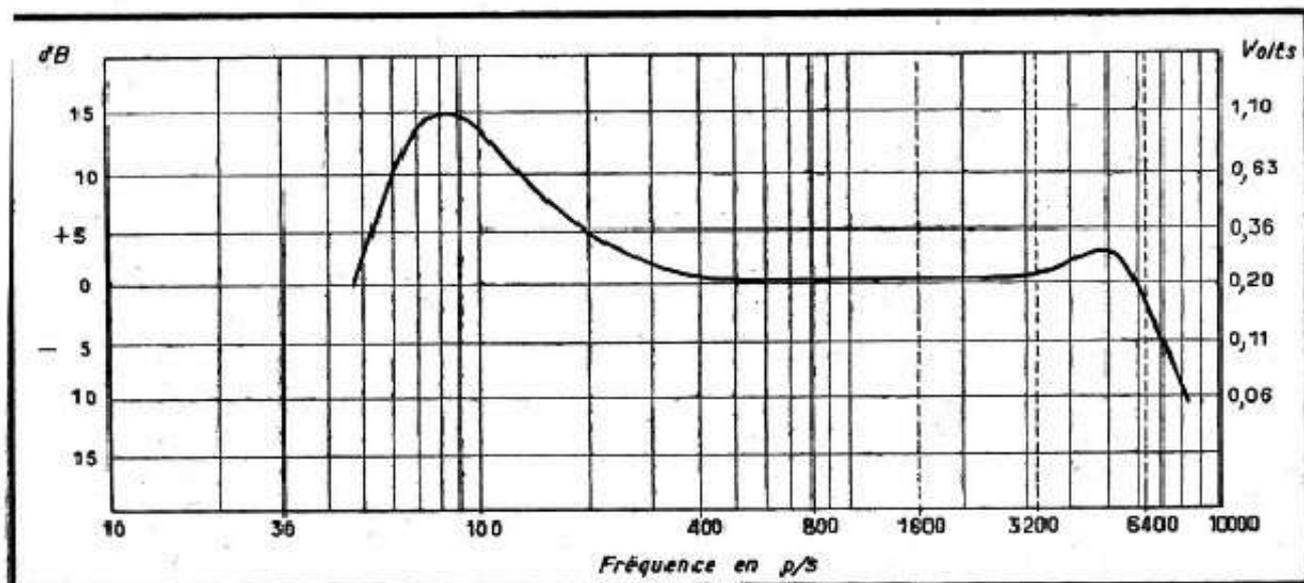


Fig. 134. — Courbe de réponse du pick-up L.I.E. type PU2.

En supposant que le pick-up PU2 (fig. 134) travaille sur une résistance de 250 000 ohms, son niveau de sortie est de -23 dB environ à 80 Hz et de -37 à -38 dB à 1 000 Hz. Nous choisirons donc un amplificateur dont le niveau d'entrée soit de l'ordre de -23 dB, afin d'éviter tout danger de saturation aux fréquences basses.

Le pick-up *Clément* (fig. 111) a une courbe d'une régularité remarquable, mais son niveau de sortie est relativement faible : -41 dB. Il est donc certain que si nous voulons « travailler » cette courbe, en relevant les basses, par exemple de 10 dB seulement, nous devons abaisser d'autant le niveau du médium et des aiguës. De toute façon, il faudra choisir un amplificateur dont le niveau d'entrée soit inférieur à -41 dB (-45 à -48 dB), ce qui limite les combinaisons possibles.

Le pick-up *Mills* type S1 (fig. 112) demande une correction énergique si l'on veut y mettre en relief les fréquences basses. On peut prévoir un circuit analogue à celui de la figure 135. L'ordre de grandeur de la valeur des différents éléments sera le suivant :

- R_1 — 1 000 à 3 000 ohms ;
- R_2 — 3 000 à 10 000 ohms ;
- R_3 — 400 000 à 500 000 ohms ;
- C_1 — 0,25 à 0,5 μ F ;
- C_2 — 100 à 500 pF.

Le circuit R_2-C_1 relève les graves en affaiblissant les aiguës. Son action dépend de la valeur des éléments R_2 et C_1 et de l'impédance propre du pick-up corrigé. Autrement dit, le relèvement des graves est d'autant plus marqué que R_2 est plus faible, C_1 plus élevé et que l'impédance, aux fréquences basses, du circuit série R_2-C_1 est plus faible par rapport à l'impédance propre du pick-up.

Par ailleurs, on fera, approximativement, $R_2 = 3R_1$ et on s'arrangera de façon que la capacitance de C_1 soit, à partir de 400-500 Hz environ 10 fois plus faible que la somme $R_1 + R_2$.

Le circuit R_3-C_2 sert à relever un peu les aiguës, c'est-à-dire à obtenir une courbe plus ou moins creusée dans le médium. L'effet est d'autant plus marqué que la capacitance de C_2 est plus faible par rapport à R_3 . D'une façon générale on s'arrangera à prendre R_3 du même ordre de grandeur que R_4 (potentiomètre du récepteur) et à choisir la valeur de C_2 telle que sa capacitance, au-dessous de 400-500 Hz, soit 2 à 5 fois plus élevée que la résistance R_3 .

Cependant, l'introduction d'une cellule telle que celle de la figure 135 fait baisser le niveau de sortie disponible du pick-up de 10 à 20 dB, suivant le rapport des valeurs

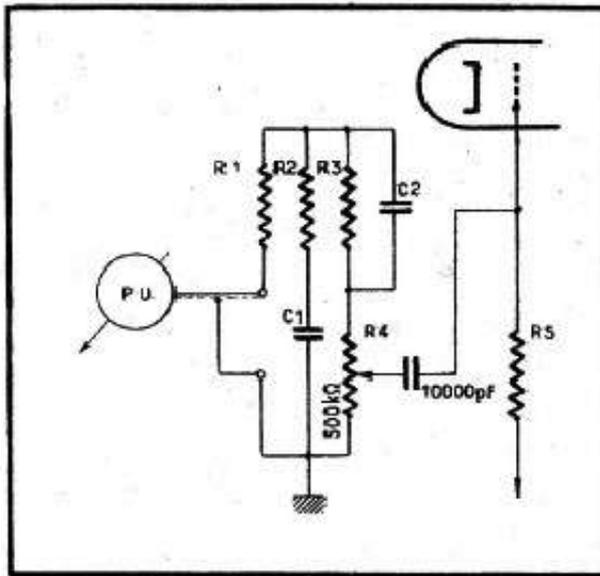


Fig. 135. — Cellule de correction classique pour un pick-up.

adoptées. Par conséquent, si le niveau moyen du pick-up de la figure 112 est de -26 dB avant toute correction, il ne serait plus que de -36 à -46 dB à la sortie de la cellule. On voit, encore une fois, que l'amplificateur utilisé devra être à niveau d'entrée très faible et que certaines combinaisons de lampes seront nettement insuffisantes.

L'influence des différents circuits correcteurs peut être encore illustrée par les courbes obtenues (fig. 136) à partir d'un pick-up piézo-électrique (*Mills*, type MC25).

En A nous avons la courbe que l'on obtient sans aucune correction, c'est-à-dire en branchant le pick-up suivant le schéma de la figure 137 A. La tension de sortie, à 1000 hertz, est alors de 2 volts, ce qui correspond à -20 dB approximativement.

En B nous avons la courbe obtenue en intercalant une cellule 200 pF- $1M\Omega$, suivant le schéma de la figure 137 B. Les basses sont atténuées, les aigües légèrement relevées, mais la tension de sortie à 1000 Hz n'est plus que 1,2 volt (-26 dB).

Enfin, en C, nous avons la courbe obtenue en portant la valeur du condensateur à 400 pF et en shuntant la sortie par une résistance de $100\ 000$ ohms, suivant le schéma de la figure 137 C. La tension de sortie à 1000 périodes est alors 0,3 volt seulement, ce qui, aux bornes d'une résistance de $100\ 000$ ohms, correspond à -30 dB.

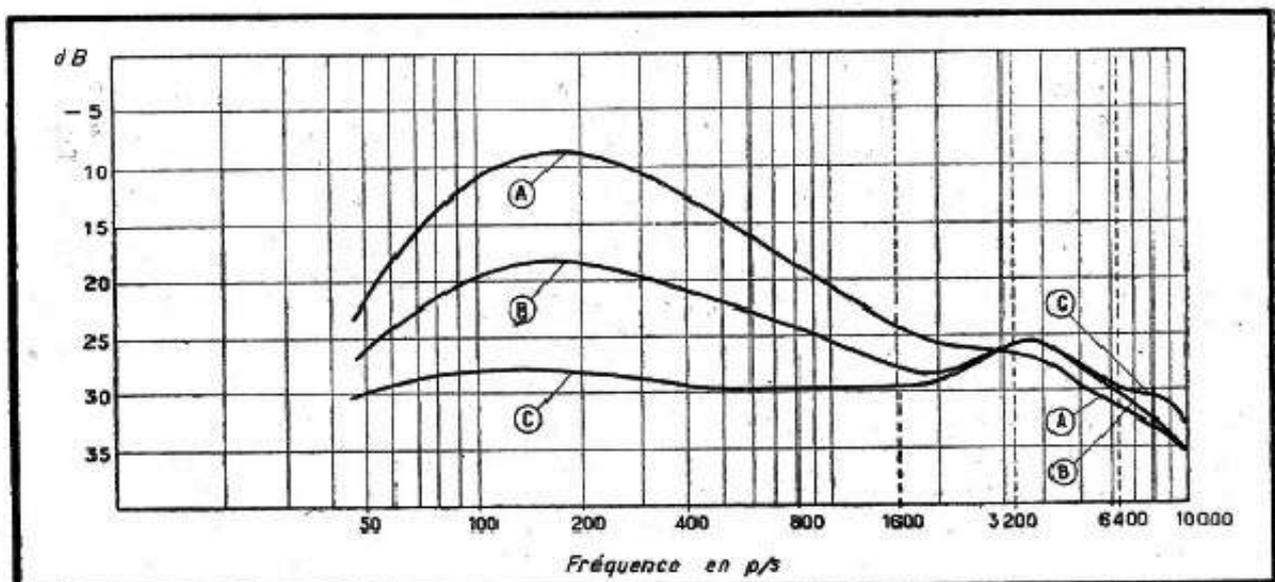


Fig. 136. — Action de quelques circuits correcteurs sur la courbe de réponse d'un pick-up piézo-électrique.

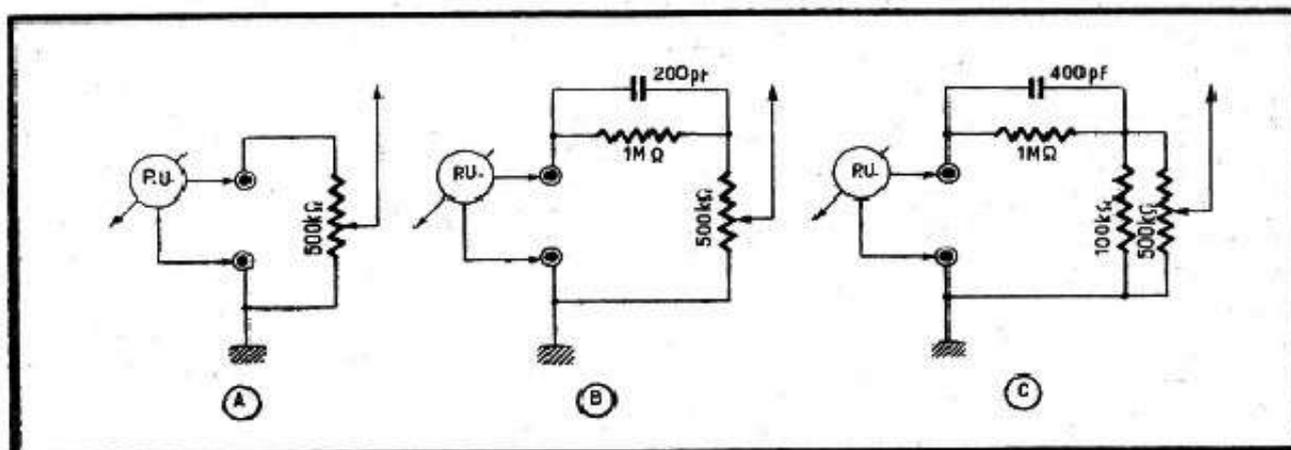


Fig. 137. — Circuits correcteurs utilisés pour les courbes de la figure 136.

Le pick-up de la figure 113 (*Paillard* type R5) présente une « bosse » vers 4000 hertz. Il est possible qu'avec certains disques et dans certaines conditions cette bosse favorise le bruit d'aiguille, ou simplement, rende désagréable les aiguës. Pour l'atténuer, il suffit de prendre le schéma de la figure 135, en supprimant les éléments C_2 et R_3 . Le choix des valeurs R_1 , R_2 et C_1 se fera en se guidant sur les indications données plus haut.

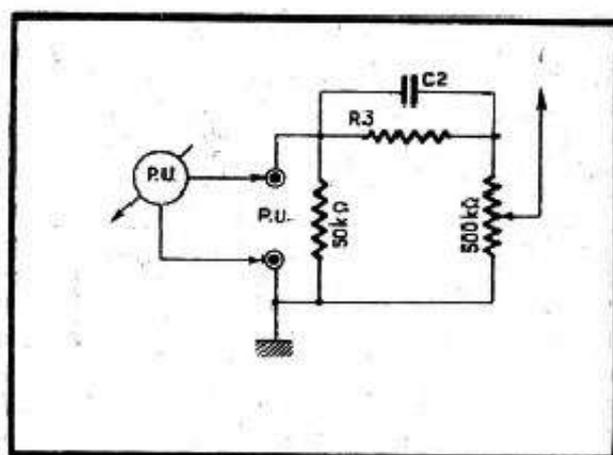
Le pick-up *Garrard* de la figure 114 devrait donner satisfaction, pratiquement sans aucune correction, à condition que l'amplificateur utilisé soit suffisamment riche en basses. Il est même possible que l'on soit tenté de relever légèrement les aiguës, auquel cas on aura recours, encore une fois, au schéma de la figure 135, en y conservant uniquement les éléments C_2 et R_3 . De toute façon, il est préférable, suivant les indications du constructeur, de shunter le pick-up par une résistance de 50 000 ohms, ce qui nous conduit au schéma de la figure 138.

La courbe du pick-up *Paillard* type Azur (fig. 115) ressemble, par son allure générale, à celle de la figure 113, mais la bosse aux fréquences élevées est bien moins prononcée.

Le pick-up « Zéphir » de la figure 116 possède une courbe que l'on peut baptiser de classique pour un piézoélectrique. Elle s'apparente d'ailleurs à la courbe A de la figure 136 et les circuits de correction des figures 137B et 137C auront à peu près la même influence.

Pour corriger le pick-up de la figure 117, on commencera par atténuer à partir de 200 Hz, puis on relèvera un peu les aiguës. En somme, le schéma général de la cellule de correction pourra être celui de la figure 135, mais les valeurs seront fortement modifiées, puisque l'impédance propre du pick-up est élevée : de l'ordre de 200 000 ohms.

Fig. 138. — On peut souvent shunter le pick-up par une résistance de valeur relativement faible.



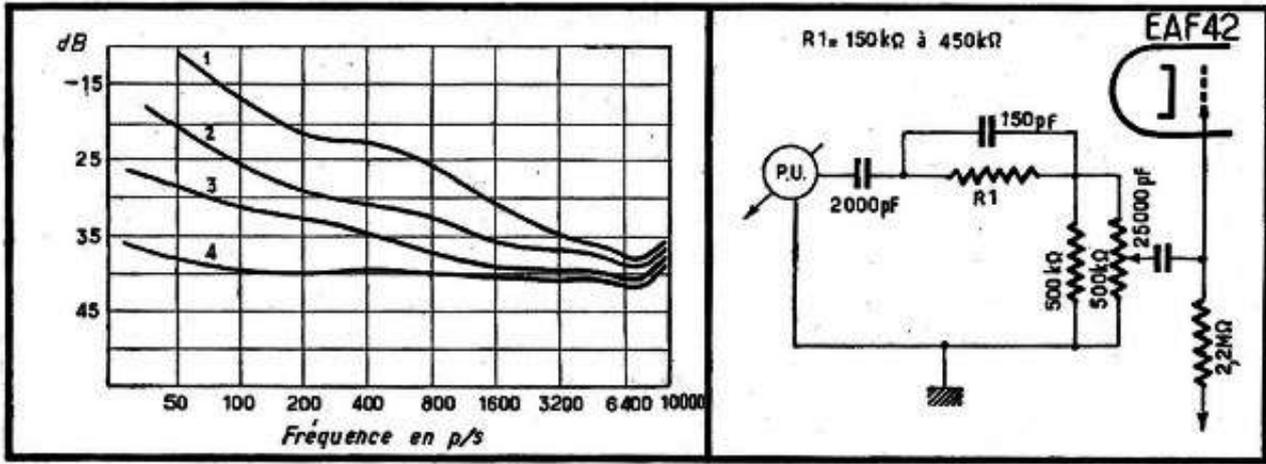


Fig. 139. — Différentes courbes du pick-up Thorens type « Largo ».

Fig. 140. — Filtre pour pick-up utilisé par Pathé-Marconi.

A titre indicatif, voici l'ordre de grandeur de ces valeurs :

- R_1 — 50 000 ohms ;
- R_2 — 150 000 ohms ;
- C_1 — 3000 à 5000 pF.

La résistance R_3 sera de 1 à 1,5 M Ω et le condensateur C_2 de 100 à 200 pF.

Le pick-up de la figure 118 (*Supertone* type T23V) demanderait à peu près le même genre de correction que ci-dessus.

Avec certains pick-ups piézoélectriques, il est parfois suffisant de mettre une simple résistance en shunt sur la sortie pour égaliser le niveau et atténuer les différentes bosses, lorsque ces dernières ne sont pas trop prononcées.

Par exemple, si nous reprenons le pick-up *Thorens*, type Largo 78 tours (fig. 139), nous obtenons, suivant la résistance de charge sur laquelle travaille le pick-up, les quatre courbes suivantes :

- 1 — résistance de charge 1 M Ω ;
- 2 — résistance de charge 0,5 M Ω ;
- 3 — résistance de charge 0,2 M Ω ;
- 4 — résistance de charge 0,1 M Ω .

La diminution de la résistance égalise la courbe.

Signalons enfin quelques filtres employés par certains constructeurs de récepteurs.

Le schéma de la figure 140 nous montre le filtre utilisé par *Pathé-Marconi* dans les combinés 852 C et 802 C, équipés d'un ensemble tourne-disques à trois vitesses, avec pick-up piézoélectrique « La Voix de son Maître ».

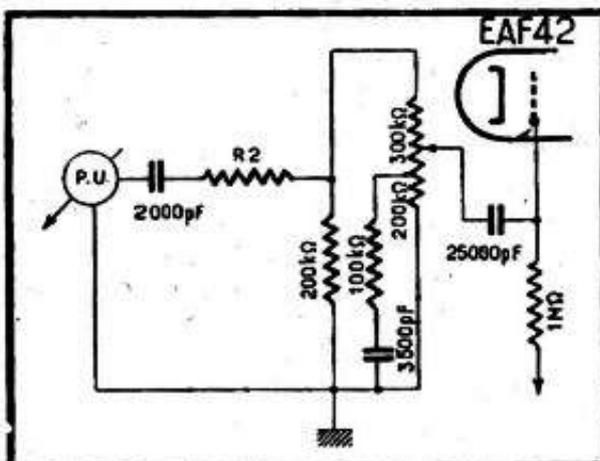


Fig. 141. — Autre filtre également utilisé par Pathé-Marconi.

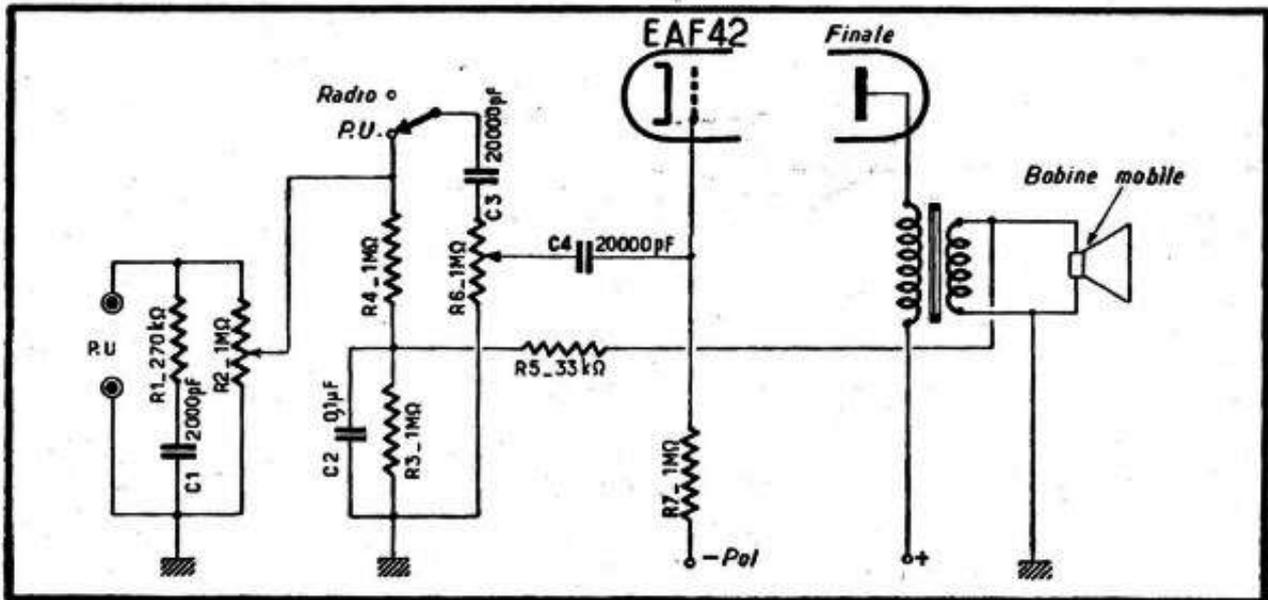


Fig. 142. — Filtre pour pick-up utilisé par Ondia.

La valeur de la résistance R_1 varie, suivant le modèle de pick-up utilisé, entre 150 000 et 450 000 ohms.

Le schéma de la figure 141 est emprunté au combiné 653 A *Pathé-Marconi*, équipé du même ensemble tourne-disques que plus haut. La résistance R_2 a une valeur comprise entre 400 000 et 700 000 ohms, suivant le modèle de pick-up utilisé.

Les deux schémas ci-dessus nous montrent qu'un même pick-up doit être corrigé différemment suivant l'amplificateur employé, ce qui est évident. Dans la figure 140 nous avons un léger relèvement des aiguës par le condensateur de 150 pF shuntant R_1 , tandis que dans la figure 141 ce condensateur est supprimé, probablement parce que les caractéristiques de l'amplificateur et du haut-parleur utilisés permettent déjà un relèvement suffisant de ces fréquences.

Dans le récepteur *Ondia* type 92 C, la prise pour pick-up comporte non seulement des éléments correcteurs, mais un potentiomètre de réglage de puissance séparé et un système de contre-réaction agissant uniquement en position P.U. (fig. 142). Le circuit R_1 - C_1 atténue les aiguës, tandis que la contre-réaction, grâce à la présence du condensateur

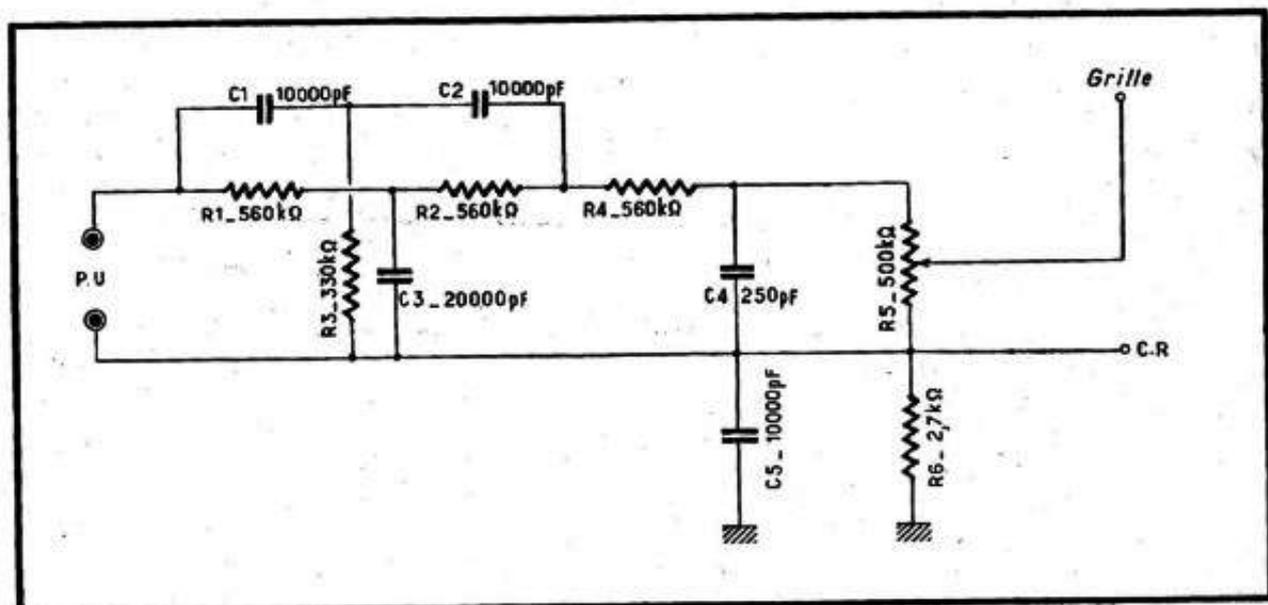


Fig. 143. — Filtre pour pick-up utilisé par Schneider.

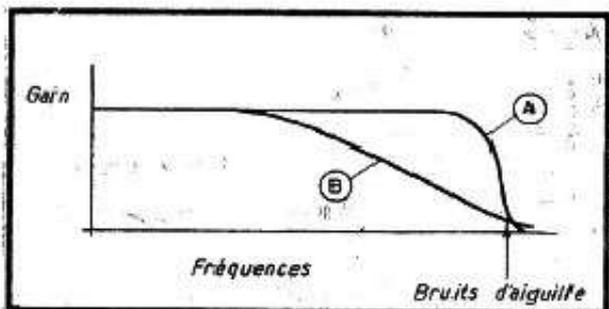


Fig. 144. — Pour atténuer le bruit d'aiguille, la courbe ayant l'allure A est nettement préférable à l'allure B.

C_2 , atténue les graves, l'ensemble pouvant donner, suivant le pick-up utilisé, une courbe de réponse à médium creusé. Ce principe de correction peut être employé avec n'importe quel pick-up, en modifiant le rapport de certaines valeurs, suivant les caractéristiques propres de ce pick-up et suivant la correction à obtenir.

Dans certains récepteurs *Schneider* (« Rhapsodie » et « Romance ») la prise P.U. comporte une cellule de correction dont la figure 143 nous donne le schéma. Il s'agit ici d'un filtre à double T ($C_1-C_2-R_3$, d'une part, et $R_1-R_2-C_3$, d'autre part), suivi d'un filtre d'aiguës (R_4-C_4).

La particularité d'un filtre à double T consiste à donner un affaiblissement très prononcé d'une seule fréquence, mais beaucoup plus nettement qu'avec un filtre à T ponté que nous connaissons. Lorsque les différents éléments d'un tel filtre sont liés par les relations suivantes :

$$R_1 = R_2 = 2 R_3; \quad C_1 = C_2 = 0,5 C_3$$

ce qui est, approximativement, le cas de la figure 143, la fréquence affaiblie est donnée, en hertz, par la formule :

$$f = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

dans laquelle R_1 est exprimée en ohms et C_1 en farad. En faisant un calcul rapide pour les valeurs de la figure 143, nous obtenons 29 Hz environ.

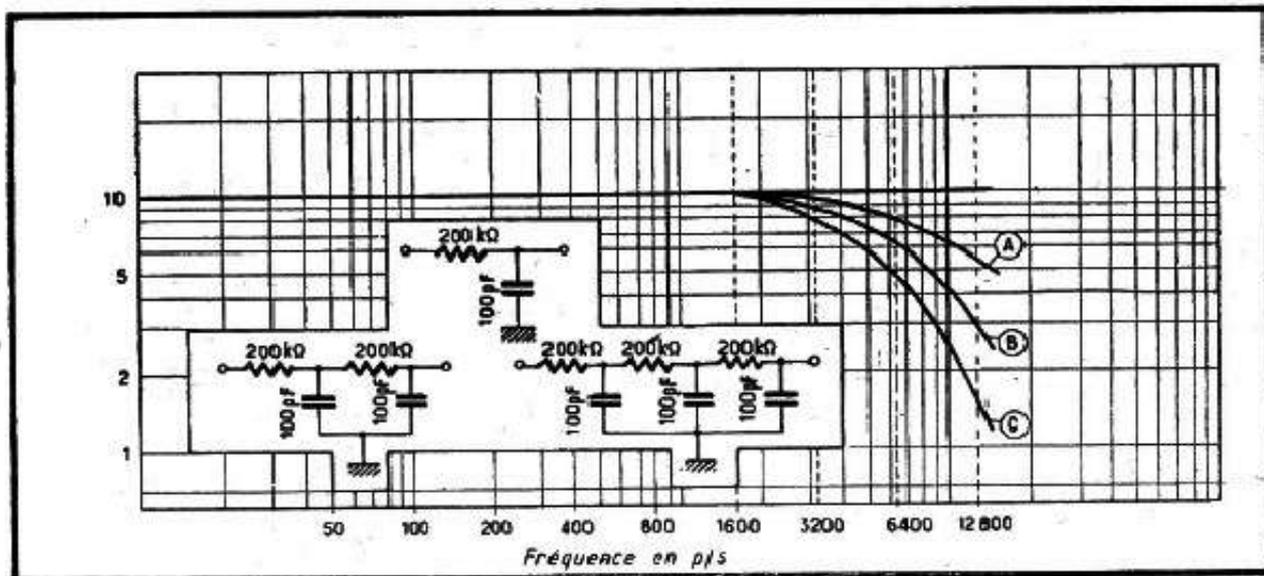


Fig. 145. — Structure des filtres d'aiguille à une, deux et trois cellules et l'allure des courbes qui en résulte.

Il s'agit donc d'un filtre destiné à éliminer les fréquences très basses, inférieures à 30-35 hertz. Dans ces parages, en effet, nous sommes souvent gênés par des ronronnements divers, d'origine mécanique ou électrique.

D'une façon générale, ce genre de correction s'applique surtout aux pick-ups piézo-électriques.

Élimination du bruit d'aiguille

L'élimination (ou l'affaiblissement) du bruit d'aiguille est une opération assez délicate, car la plage de fréquences sur laquelle ce bruit se manifeste peut varier, suivant la provenance du disque et suivant son degré d'usure, entre 3000 et 8000 Hz environ.

Le problème se complique encore du fait que l'élimination du bruit d'aiguille conduit automatiquement à l'affaiblissement des aiguës, donc à la diminution de la qualité musicale.

De toute façon, il est de beaucoup préférable, justement pour ne pas trop sacrifier la qualité musicale, de couper les aiguës d'une façon brusque (courbe A, fig. 144) et non pas par affaiblissement progressif (courbe B). Or, une atténuation brusque ne peut s'obtenir que par l'emploi de plusieurs cellules d'affaiblissement successives ou par des filtres compliqués : en T ponté ou en double T.

Lorsque le bruit d'aiguille n'est pas trop prononcé, un filtre simple (résistance 200 k Ω et condensateur 100 pF) peut se révéler suffisant. Sinon, on mettra deux ou trois cellules successives, comme le montre la figure 145. Les courbes A, B et C de cette même figure nous indiquent, approximativement, les résultats obtenus avec une (A), deux (B) ou trois (C) cellules.

Si l'on veut que l'atténuation commence aux fréquences plus basses on augmentera la capacité ou la résistance ou les deux en même temps. On fera le contraire si l'on veut repousser l'atténuation vers les fréquences plus élevées.



CHAPITRE XII

NOTIONS SUR LES CIRCUITS H. F.

Dans le domaine de la H.F.

Jusqu'à présent, lorsque nous nous sommes occupés, successivement, des systèmes d'alimentation, des circuits basse fréquence et des pick-ups, nous avons eu affaire à des fréquences dites audibles, s'étendant approximativement de 25 à 20 000 Hz. Nous avons effleuré, en passant, la *haute fréquence* (H.F.), lorsque nous avons parlé de la détection, mais nous n'avons encore rien dit des bobinages et, en général, des circuits et des lampes utilisés dans les étages amplificateurs travaillant sur des fréquences supérieures à 100 kHz, et s'étendant jusqu'à 25 MHz environ dans le cas des récepteurs normaux de radiodiffusion.

Lorsqu'il est question des fréquences utilisées en radiodiffusion on emploie souvent la notion de *longueur d'onde*, qui s'exprime, en *mètres*, lorsqu'on divise la vitesse de propagation des ondes électromagnétiques par la fréquence exprimée en *cycles/seconde* ou en *hertz* (symbole : Hz).

Cette vitesse de propagation (égale à celle de la lumière) est de 300 000 km/s en chiffre rond, soit 300 000 000 m/s. Par conséquent, si nous avons affaire à une fréquence de 500 kHz, soit 500 000 c/s, la longueur d'onde correspondante, désignée très souvent par λ (lettre grecque « lambda »), sera

$$\lambda = \frac{300\,000\,000}{500\,000} = 600 \text{ mètres.}$$

Dans la pratique, les fréquences sont presque toujours exprimées en kilocycles/seconde ou kilohertz (kc/s ou kHz) ou en mégacycles/seconde ou mégahertz (Mc/s ou MHz). Il est alors beaucoup plus commode d'exprimer la vitesse de propagation soit en kilomètres/seconde, soit en mégamètres/seconde (1 mégamètre = 1 000 000 mètres = 1 000 km). D'où les deux règles pratiques suivantes :

1. — Si la fréquence est exprimée en kHz (kilohertz) ou kc/s (kilocycles/seconde), la longueur d'onde correspondante en mètres s'obtient en divisant 300 000 par la fréquence.

2. — Si la fréquence est exprimée en MHz (mégahertz) ou Mc/s (mégacycles/seconde), la longueur d'onde correspondante en mètres s'obtient en divisant 300 par la fréquence.

Par exemple, on vérifiera facilement que la fréquence de 1200 kHz correspond à une longueur d'onde

$$\lambda = \frac{300\,000}{1200} = 250 \text{ mètres,}$$

et que la fréquence de 6,5 MHz correspond à une longueur d'onde

$$\lambda = \frac{300}{6,5} = 46,1 \text{ mètres environ.}$$

Inversement, il est facile de trouver la fréquence en kilohertz ou en mégahertz lorsqu'on connaît la longueur d'onde en mètres.

1. — Pour trouver la fréquence en kHz (ou kc/s), on divise 300 000 par la longueur d'onde exprimée en mètres.

2. — Pour trouver la fréquence en MHz (ou Mc/s) on divise 300 par la longueur d'onde exprimée en mètres.

On trouve dans tous les manuels et formulaires des tableaux ou des abaques très commodes pour passer instantanément de la longueur d'onde à la fréquence ou vice-versa.

Terminologie et notation

Une fréquence est exprimée en *cycles par seconde* (symbole : c/s) ou par les multiples de cette unité :

kilocycle/seconde (symbole : kc/s) = 1000 c/s ;

mégacycle/seconde (symbole : Mc/s) = 1000 kc/s = 1 000 000 c/s.

On comprend facilement qu'il est incorrect de parler ou d'écrire simplement « cycle », « kilocycle » ou « mégacycle » : si l'on ne précise pas le temps (seconde) ces expressions ne signifient strictement rien.

Mais il existe une autre unité : le *hertz* (symbole : Hz), qui désigne justement le cycle par seconde, et qui donne naissance aux multiples :

kilohertz (symbole : kHz) = 1000 Hz ;

mégahertz (symbole : MHz) = 1000 kHz = 1 000 000 Hz.

Par conséquent, lorsqu'on exprime une fréquence en hertz ou ses multiples, il est inutile de mentionner le temps.

Fréquences utilisées en radiodiffusion

Des ententes internationales ont fixé d'une certaine façon la répartition des émetteurs de radiodiffusion, en les groupant à l'intérieur de certaines *bandes* ou *gammes* de fréquences.

Les limites ainsi imposées n'ont rien d'absolu et des « écarts » sont fréquents surtout en ondes courtes.

Voici donc, approximativement, la répartition des fréquences de radiodiffusion.

Gamme Grandes Ondes (G.O.). — S'étend de 150 à 400 kHz environ, soit de 2000 à 750 m. Cette gamme n'est utilisée qu'en Europe.

Gamme Petites Ondes (P.O.). — S'étend de 520 à 1605 kHz, soit de 568 à 187 m.

Gamme Ondes Courtes (O.C.). — Sur les récepteurs normaux cette gamme occupe la bande de fréquences allant, approximativement, de 5,9 à 18 MHz, soit de 50,85 à 16,68 m. Mais toutes les fréquences de cette gamme ne sont pas « autorisées » pour la radiodiffusion, qui doit se cantonner dans les bandes suivantes :

Bande 49 m : 5,95 à 6,35 MHz (50,5 à 47,2 m) ;

Bande 41 m : 6,97 à 7,5 MHz (43 à 40 m) ;

Bande 31 m : 9 à 9,8 MHz (33,3 à 30,6 m) ;

Bande 25 m : 11,6 à 12,1 MHz (25,9 à 24,8 m) ;

Bande 19 m : 15 à 15,8 MHz (20 à 19 m) ;

Bande 16 m : 17,4 à 18 MHz (17,25 à 16,7 m) ;

Bande 13 m : 21,4 à 21,75 MHz (14 à 13,8 m).

Encore une fois, les limites ci-dessus n'ont rien d'absolu et correspondent non pas à une délimitation officielle, mais à la présence réelle d'émetteurs plus ou moins nombreux. D'ailleurs, il existe des émetteurs de radiodiffusion même en dehors des bandes que nous venons d'indiquer, mais ce sont, en quelque sorte, des francs-tireurs.

Il faut noter aussi que seuls les récepteurs munis de plusieurs gammes O.C. sont prévus pour la réception de la bande 13 m.

Gamme dite Maritime. — Cette gamme est souvent prévue sur certains récepteurs vendus sur le littoral et où l'écoute des chalutiers en mer présente de l'intérêt. Elle couvre généralement l'étendue de 1,6 à 5 MHz, soit de 187,5 à 60 m, et permet également l'écoute de nombreuses stations de radiodiffusion étrangères (Asie, Afrique et Amérique du Sud) éparpillées entre 100 et 60 m.

Circuit oscillant

L'élément de base de tout étage amplificateur de haute fréquence est le circuit oscillant, dont la figure 146 nous donne la représentation schématique, la figure 147 montrant quelques aspects réels d'un tel circuit : bobinage à une seule couche et condensateur fixe (fig. 147 a) ; bobinage à plusieurs couches et condensateur variable (fig. 147 b) ; bobinage sans support (« en l'air ») et condensateur ajustable (fig. 147 c).

Quelle que soit la forme que prend un circuit oscillant, il est caractérisé par un certain nombre de grandeurs :

- 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 ;
- la longueur d'onde λ qui en résulte.

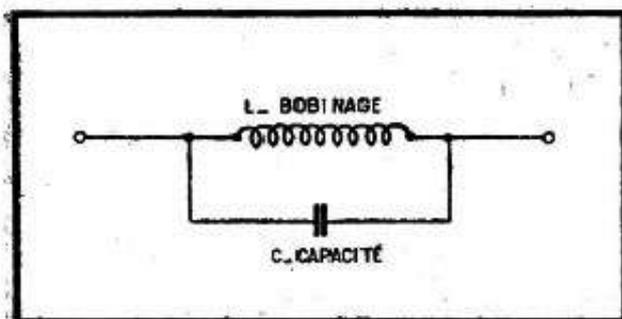


Fig. 146. — Représentation schématique d'un circuit oscillant parallèle.

Nous allons 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 en *millihenrys* (symbole : mH). On a, bien entendu, la relation suivante :

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

Dans certains ouvrages étrangers on peut trouver une autre unité : le *centimètre*, dont la relation avec le microhenry est très simple :

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

La self-induction L dépend des facteurs suivants :

1. — *Nombre de spires.* 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 148, avec 100 spi-

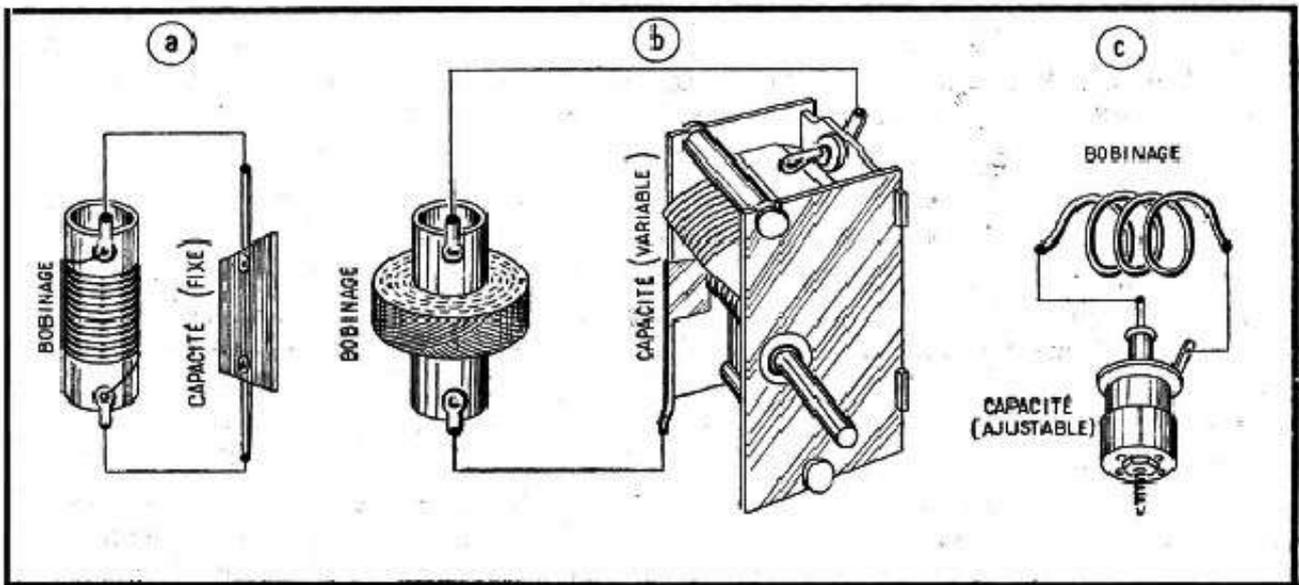


Fig. 147. — Différents aspects réels d'un circuit oscillant parallèle.

res, et une bobine *b* de dimensions identiques, mais avec 120 spires (donc fil plus fin), la « self » de *b* sera

$$\left(\frac{120}{100}\right)^2 = (1,2)^2 = 1,44$$

fois plus élevée que celle de *a*.

De même, lorsqu'il s'agit de bobines à plusieurs couches, dites en « nids d'abeilles » (fig. 149), ayant les mêmes dimensions *l*, *d* et *D*, leur « self » sera dans le rapport du carré du nombre de spires, très sensiblement.

2. — *Longueur de la bobine.* — Par ce terme il faut comprendre la *longueur occupée par l'enroulement* (*l*₁ ou *l*₂ de la figure 148) et non pas celle du tube-support, 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.

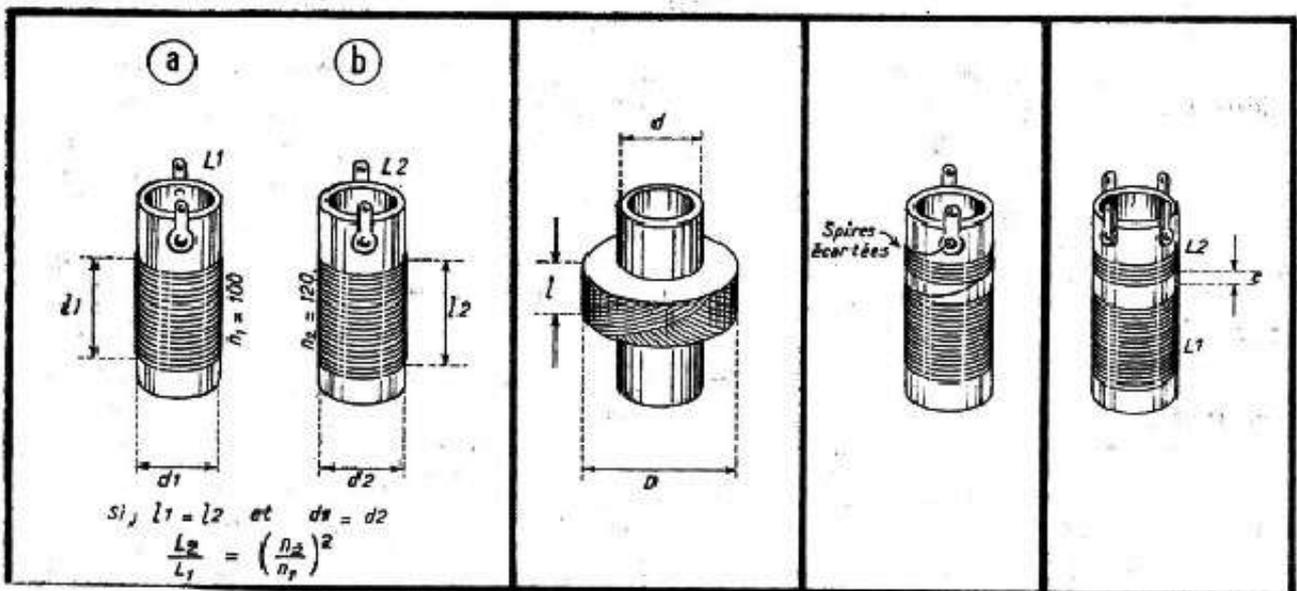


Fig. 148. — Relation entre le nombre de spires de deux bobines et leurs coefficients de self-induction.

Fig. 149. — Dimensions à considérer dans une bobine en nids d'abeilles.

Fig. 150. — On diminue la « self » en écartant les spires.

Fig. 151. — Le couplage entre *L*₁ et *L*₂ dépend de distance *e*.

Pour les bobines en nids d'abeilles, c'est l'épaisseur (marquée l sur la figure 149) 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, 10 spires espacées, nous obtenons une « self » plus faible qu'avec les mêmes 10 spires, mais bobinées jointives.

Ensuite, si nous avons une certaine bobine dont nous voulons diminuer un peu la « self », il nous suffit d'écarter le plus possible quelques spires (2 à 10 suivant le nombre total) de l'une des extrémités, de façon à augmenter la longueur de la bobine (fig. 150). 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, lorsqu'il s'agit de bobines à une couche, O.C. et, quelquefois, P.O.

3. — *Diamètre de la bobine.* Ce qui compte, dans une bobine à une seule couche c'est le *diamètre extérieur* d du tube sur lequel est réalisé le bobinage (d_1 ou d_2 de la figure, 148). 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.

Pour les bobines en nids d'abeilles on tient le plus souvent compte du *diamètre moyen* 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 constantes.

4. — *Longueur des connexions.* L'influence des différentes connexions qui réunissent la bobine, d'une part au commutateur éventuel et, d'autre part, au condensateur variable, 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 $1,2 \mu\text{H}$.

5. — *Présence des enroulements voisins.* Prenons, par exemple, un enroulement L_1 tout seul, réalisé sur un tube quelconque (fig. 151). 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.

Pour qu'il existe un couplage entre deux bobines, ces dernières n'ont pas besoin d'être sur le même tube, et les différents croquis de la figure 152 résument les différentes positions possibles. En somme, il suffit que les axes des deux bobines soient parallèles.

Si les deux axes ne sont pas parallèles, mais inclinés l'un par rapport à l'autre, le couplage est plus faible (fig. 153). Enfin, si les deux axes se trouvent perpendiculaires (fig. 154), le couplage est minimum.

Dans tous les étages, dans tous les circuits d'amplification H.F., M.F. ou de changement de fréquence nous nous heurterons constamment aux bobinages couplés.

6. — *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.

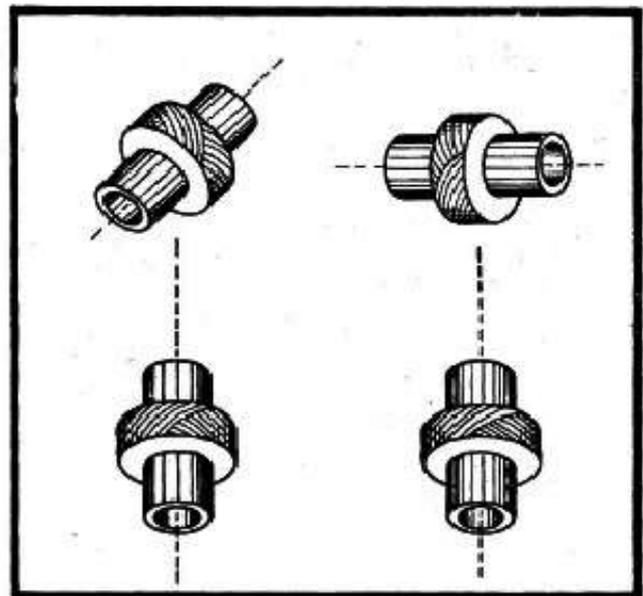
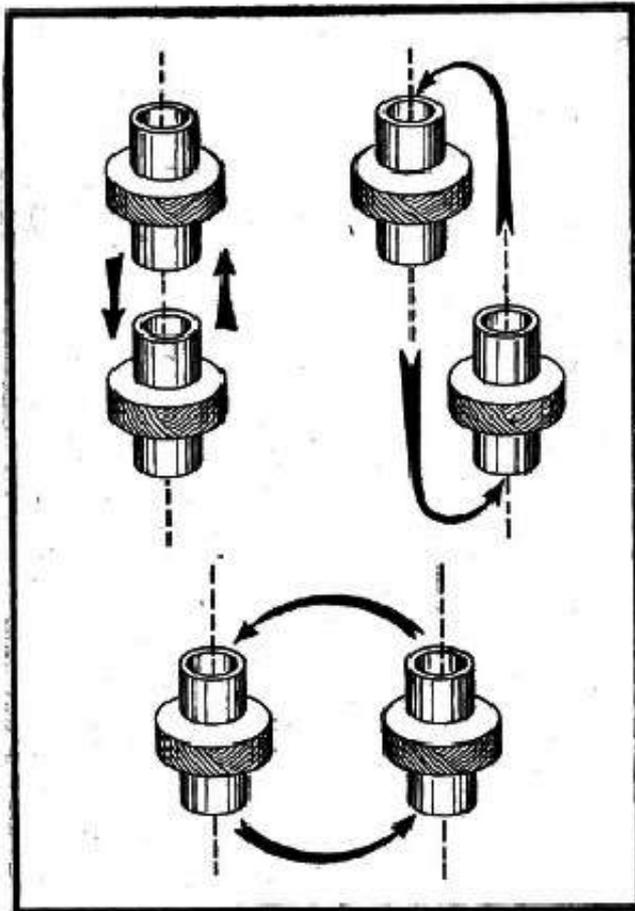


Fig. 152 (ci-contre). — Le couplage dans les trois cas ci-contre n'est jamais négligeable.

Fig. 153 (ci-dessus, à gauche). — Ici le couplage est plus faible.

Fig. 154 (ci-dessus, à droite). — Ici le couplage est minimum.

En dehors des blindages, le voisinage étroit d'une simple plaque métallique (paroi d'un châssis, par exemple) peut modifier, assez sensiblement, le coefficient de self-induction d'une bobine.

Ainsi, dans le cas de la figure 155, la diminution de la « self » est de l'ordre de 12 %.

7. — *Présence d'un 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. 156). Le fait d'introduire un tel noyau augmente le coefficient de self-induction du bobinage dans une proportion qui dépend de la nature du matériau constituant la vis, ainsi que des dimensions relatives de cette dernière.

En moyenne, si la « self » de la bobine est de $150 \mu\text{H}$; par exemple, sans noyau, elle devient 190 à $250 \mu\text{H}$ 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.

Capacité C

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. 157, 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. Pour une bobine O.C.,

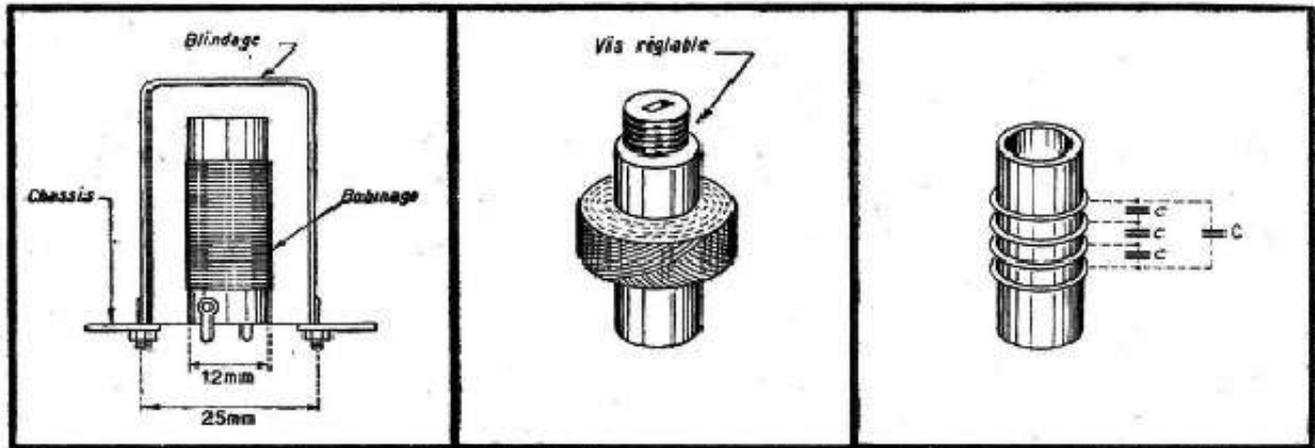


Fig. 155. — Le diamètre d'un blindage doit être au moins le double de celui de la bobine.

Fig. 156. — Le coefficient de self-induction peut être réglé par une vis en matière magnétique.

Fig. 157. — La capacité répartie C d'une bobine est la résultante des capacités c entre spires.

la capacité répartie reste très faible, comprise, en gros, 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 158 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_1 nous y voyons dans l'ordre :

C_2 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 4 à 6 pF, au moins.

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 :

6,2 pF pour une ECH81 ;

3,8 pF pour une ECH42 ;

7 pF pour une 6BE6 ;

5 pF pour une EF41 ;

6,9 pF pour une EF85 ;

5,5 pF pour une EF89 ;

5,5 pF pour une 6BA6.

Faisons le compte, pour un bobinage P.O., en prenant les chiffres moyens, en admet-

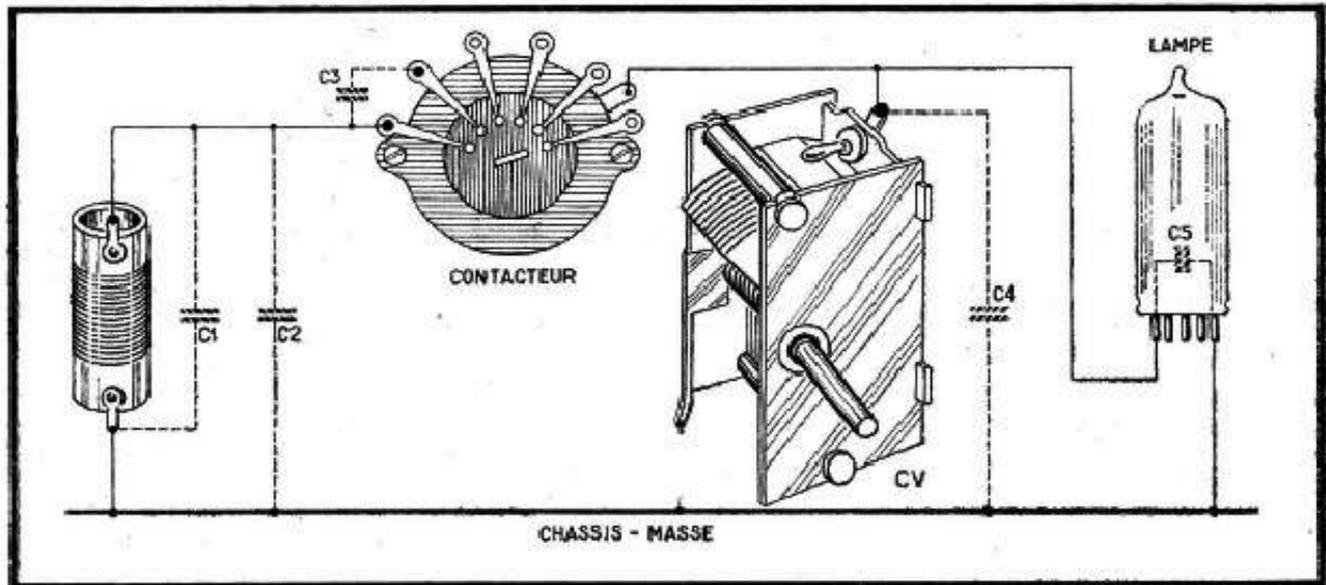


Fig. 158. — Dans un montage complet les capacités parasites (en pointillé) ne manquent pas.

tant que le C.V. soit un « 490 pF », au minimum de sa capacité. Nous avons donc :

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

Cela nous fait, au total, 38 pF, capacité en parallèle sur notre bobine, lorsque le C.V. est au minimum, et qui détermine la *fréquence maximum* (f_{\max}) que nous pouvons atteindre avec une bobine de « self » donnée. Lorsque le C.V. est au maximum nous devons ajouter sa capacité nominale, soit 490 pF à la somme ci-dessus et le nouveau total devient donc 528 pF. Cette capacité détermine la *fréquence minimum* (f_{\min}).

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 d'un circuit est f_{\max} , quel sera son rapport à la fréquence minimum f_{\min} .

Rien n'est plus facile, car le rapport f_{\max}/f_{\min} est égal à la racine carrée du rapport : C_{\max}/C_{\min} :

$$\frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \sqrt{\frac{C_{\max}}{C_{\min}}}$$

Dans l'exemple ci-dessus, où $C_{\max} = 528 \text{ pF}$ et $C_{\min} = 38 \text{ pF}$, le rapport des capacités est $528/38 = 13,9$, et sa racine carrée est 3,73. Par conséquent si nous avons $f_{\max} = 1605 \text{ kHz}$, par exemple, nous pourrions atteindre, pour C_{\max} , une fréquence f_{\min} telle que

$$f_{\min} = \frac{1605}{3,73} = 430 \text{ kHz.}$$

Il n'est pas difficile de voir que la gamme couverte diminue de beaucoup lorsque la capacité parasite augmente relativement peu. Pour nous en convaincre, supposons simplement que nous avons ajouté, au circuit ci-dessus, un trimmer ajustable, dont la capacité dans la position moyenne, est de 15 pF. Nous obtenons alors :

$$\begin{aligned} C_{\min} &= 53 \text{ pF;} \\ C_{\max} &= 543 \text{ pF.} \end{aligned}$$

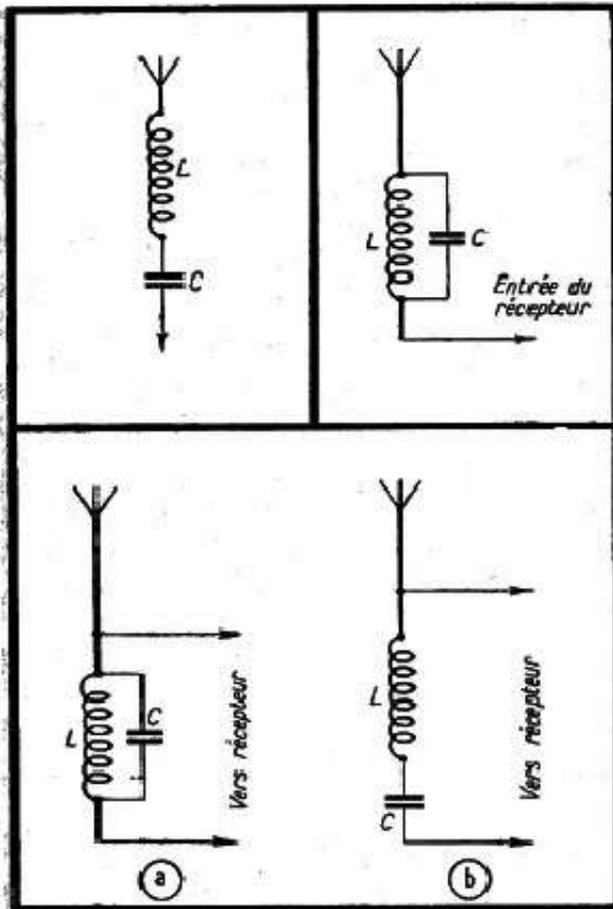


Fig. 159 (en haut, à gauche). — Circuit oscillant série.

Fig. 160 (en haut, à droite). — Circuit oscillant parallèle ou circuit bouchon.

Fig. 161 (en bas). — Branchement de ces différents circuits en parallèle sur l'entrée d'un récepteur.

Le rapport des capacités devient $543/53 = 10,2$, dont la racine carrée est 3,2. Si, en diminuant en conséquence la « self » de la bobine nous obtenons encore une fréquence $f_{\max} = 1605$ kHz avec la nouvelle valeur de C_{\min} , la gamme couverte s'étendra jusqu'à une fréquence f_{\min} telle que

$$f_{\min} = \frac{1605}{3,2} = 500 \text{ kHz environ.}$$

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 d'un *circuit parallèle* (fig. 160) ou d'un *circuit série* (fig. 159).

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 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 (circuit parallèle) est maximum à la fréquence de résonance, tandis que l'impédance du second (circuit série) est minimum dans les mêmes conditions.

Autrement dit, si nous plaçons un circuit parallèle en série dans l'antenne (fig. 160), 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 (ou dans une liaison quelconque), un circuit série, nous favoriserons, en principe, le passage 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. 161). Dans 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.).



SÉLECTIVITÉ

COUPLAGE PAR INDUCTION

COUPLAGE PAR CAPACITÉ

Formule de Thomson.

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

$$f = \frac{159\,000}{\sqrt{LC}}$$

où la fréquence f est exprimée en *kilohertz*, la self L en *microhenrys* et la capacité C en *picofarads*.

Lorsqu'il s'agit des circuits O.C., il est plus commode d'exprimer la fréquence en *mégahertz* et la formule ci-dessus devient

$$f = \frac{159}{\sqrt{LC}}$$

Le tableau suivant (XVIII) nous indique tous les aspects que prend la formule de *Thomson* lorsqu'on calcule f , L ou C en unités couramment employées.

L'application de ces différentes formules ne demande que peu d'explications et quelques exemples simples nous la feront comprendre.

1. — Quelle est la capacité totale que nous devons prévoir en parallèle sur une bobine de $1,4\ \mu\text{H}$ pour que le circuit ainsi constitué résonne sur 46 m, soit 6,52 MHz ?

Nous avons

$$C = \frac{25\,300}{42,5 \times 1,4} = \frac{25\,300}{59,5} = 425\ \text{pF.}$$

2. — Quelle « self », en microhenrys, doit avoir une bobine pour constituer, avec une capacité totale de 130 pF en parallèle, un circuit résonnant sur 455 kHz ?

Nous avons

$$L = \frac{25,3 \cdot 10^9}{2,06 \cdot 10^5 \times 130} = \frac{253\,000}{268} = 945\ \mu\text{H.}$$

Tableau XVIII. — LES DIFFÉRENTS ASPECTS DE LA FORMULE DE THOMSON.

Données	A calculer				
	f en kHz	f en MHz	L en μH	L en mH	C en pF
L en μH C en pF.....	$f = \frac{159\ 000}{\sqrt{LC}}$	$f = \frac{159}{\sqrt{LC}}$			
L en mH..... C en pF.....	$f = \frac{5\ 030}{\sqrt{LC}}$	$f = \frac{5,03}{\sqrt{LC}}$			
f en kHz..... C en pF.....			$L = \frac{25,3 \cdot 10^9}{f^2 \cdot C}$	$L = \frac{25,3 \cdot 10^6}{f^2 \cdot C}$	
f en MHz..... C en pF.....			$L = \frac{25,3 \cdot 10^8}{f^2 \cdot C}$	$L = \frac{25,3}{f^2 \cdot C}$	
f en kHz..... L en mH.....					$C = \frac{25,3 \cdot 10^9}{f^2 \cdot L}$
f en kHz..... L en μH					$C = \frac{25,3 \cdot 10^9}{f^2 \cdot L}$
f en MHz..... L en μH					$C = \frac{25,3 \cdot 10^8}{f^2 \cdot L}$

3. — Sur quelle fréquence, en mégahertz, résonne un circuit constitué par une bobine de $1,4\ \mu\text{H}$ avec, en parallèle, une capacité totale de $100\ \text{pF}$?

Nous avons

$$f = \frac{159}{\sqrt{1,4 \times 100}} = \frac{159}{11,8} = 13,5\ \text{MHz.}$$

4. — Pour constituer un filtre M.F. sur $455\ \text{kHz}$ à l'entrée d'un récepteur on utilise une capacité de $50\ \text{pF}$. Quelle doit être le « self » de la bobine à mettre en série (en microhenrys) ?

$$L = \frac{25,3 \cdot 10^9}{2,06 \cdot 10^5 \times 50} = \frac{253\ 000}{103} = 2\ 460\ \mu\text{H} (2,46\ \text{mH}).$$

Avec un peu d'habitude tous ces calculs s'effectuent très rapidement.

Sélectivité d'un circuit oscillant

L'impédance d'un circuit oscillant, c'est-à-dire la résistance qu'il offre aux courants H.F., prend une certaine valeur à la fréquence de résonance, définie par la formule de Thomson valeur nettement différente de celles que le même circuit présente à d'autres fréquences, supérieures ou inférieures à la fréquence de résonance.

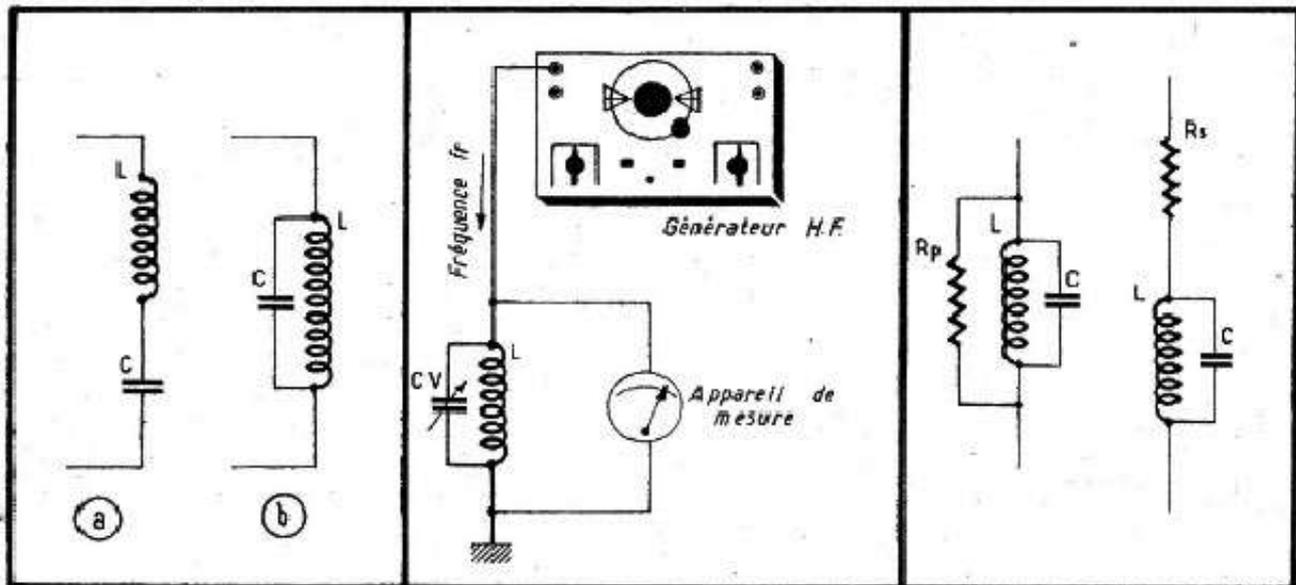


Fig. 162. — Un circuit oscillant peut être « série » (a) ou « parallèle » (b).

Fig. 163. — A la résonance la tension appliquée à un circuit oscillant semble augmenter très nettement.

Fig. 164. — Un circuit oscillant peut être amorti soit par une résistance parallèle (R_p), soit par une résistance série (R_s).

Le phénomène est le même qu'il s'agisse d'un circuit série (fig. 162a) ou d'un circuit parallèle (fig. 162b), avec cette différence (nous l'avons signalé) que l'impédance d'un circuit série est minimum à la résonance, tandis que celle d'un circuit parallèle est maximum dans les mêmes conditions.

Le fait que les caractéristiques d'un circuit oscillant se modifient profondément pour une certaine fréquence et, dans une certaine mesure, au voisinage de cette dernière nous laisse entrevoir des possibilités fort intéressantes de « sélection » : un circuit comprenant un ensemble L/C se comportera d'une certaine façon pour une seule fréquence et ne réagira que faiblement, ou pas du tout, sur toutes les autres fréquences.

Il est évident que cette action de sélection peut être plus ou moins brutale, plus ou moins nette, ce qui nous permettra de dire qu'un circuit est très sélectif et qu'un autre l'est beaucoup moins.

Une expérience, théoriquement très simple, mais pratiquement un peu plus délicate, nous permettra de fixer nos idées.

Prenons un circuit parallèle, comprenant une bobine L et un condensateur variable CV et attachons-le par la sortie d'un générateur H.F. accordé sur une certaine fréquence f_r , située dans les limites de la gamme couverte par le circuit (fig. 163). En branchant un appareil de mesure aux bornes du circuit L-CV nous pouvons lire la tension H.F. pour les différentes positions du CV.

Tant que l'accord du circuit se trouve très loin de la fréquence f_r , l'appareil de mesure indique une certaine tension u qui sera sensiblement celle délivrée par le générateur. Mais aussitôt que la manœuvre du CV amène le circuit à la résonance, c'est-à-dire l'accorde sur la fréquence f_r , l'appareil de mesure accuse une augmentation très nette de cette tension qui prend une certaine valeur U.

Tout se passe comme si le circuit, à la résonance, amplifiait la tension reçue. Cet accroissement, cette « surtension », caractérise la qualité du circuit considéré et on la définit par le coefficient de surtension (symbole Q).

Ce coefficient de surtension est, en particulier, d'autant plus élevé que les pertes H.F. du circuit sont plus faibles. Ces pertes peuvent être assimilées à une certaine résistance parallèle R_p , relativement élevée (de l'ordre de grandeur de l'impédance du circuit ou plus élevée), ou à une certaine résistance série R_s équivalente, beaucoup plus faible (par exemple 10 à 100 fois plus petite que R_p) (fig. 164).

Nous pouvons donc, pour notre expérience, diminuer artificiellement la qualité du circuit de la figure 163 en le shuntant par des résistances de plus en plus faibles. Et nous constaterons qu'au moment de la résonance l'augmentation de la tension aux bornes du circuit devient de plus en plus faible.

Il nous est facile, pour comparer les résultats obtenus, de relever les courbes (fig. 165), en graduant, par exemple, l'axe horizontal en écarts, positifs ou négatifs, par rapport à la fréquence de résonance f_r , et l'axe vertical en affaiblissement, exprimés en décibels.

La courbe A serait celle du circuit sans aucun amortissement, la courbe B celle du circuit shunté par 100 000 ohms et la courbe C celle du même circuit, mais shunté par 50 000 ohms, la valeur des résistances indiquée ne servant que pour fixer les idées et pouvant varier considérablement suivant les caractéristiques du circuit et la fréquence f_r .

Nous pouvons, en regardant les courbes de la figure 165, définir la sélectivité d'un circuit et comparer les trois circuits, pris comme exemple, à ce point de vue.

La sélectivité d'un circuit peut être définie par l'affaiblissement que ce circuit introduit sur les fréquences autres que sa fréquence de résonance. Par exemple, si nous prenons la courbe A, nous voyons que l'affaiblissement à ± 10 kHz par rapport à la fréquence de résonance est d_1 soit, — 13,5 dB environ. Pour la courbe B cet affaiblissement n'est plus que d_2 , soit — 7,5 dB, et pour la courbe C nous n'avons plus que d_3 , environ — 2 dB.

Nous pouvons, de la même façon, évaluer et comparer les affaiblissements pour tout autre écart en fréquence par rapport à f_r et nous conclurons que le circuit A est nettement plus sélectif que le circuit B, et infiniment plus que le circuit C.

Tout cela veut dire encore que si une fréquence indésirable f , par exemple inférieure de 20 kHz à f_r , venait impressionner notre installation, le circuit A ne réagirait presque pas, le circuit B réagirait faiblement, tandis que le circuit C la recevrait avec un affaiblissement de — 6 dB seulement.

Si la sélectivité d'un seul circuit se révèle insuffisante pour un usage déterminé, nous pouvons l'augmenter en faisant appel à deux ou plusieurs circuits successifs. Ces circuits peuvent être couplés entre eux, et nous verrons plus loin les particularités de ces couplages, mais ils peuvent également être tout à fait indépendants, séparés l'un de l'autre par des lampes et des blindages (fig. 166).

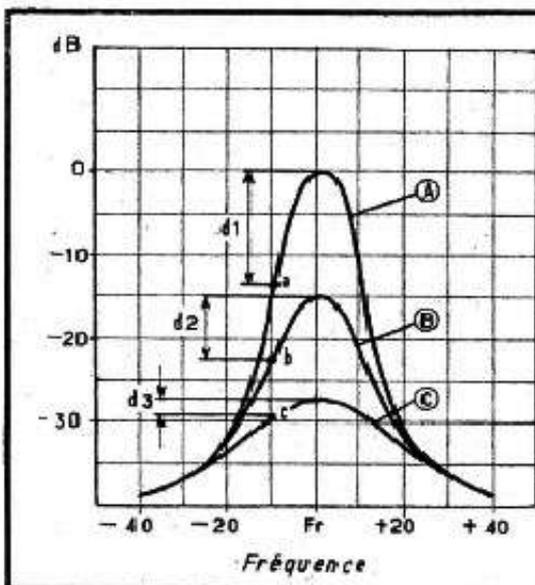


Fig. 165. — Un circuit est d'autant plus sélectif que son amortissement est plus faible.

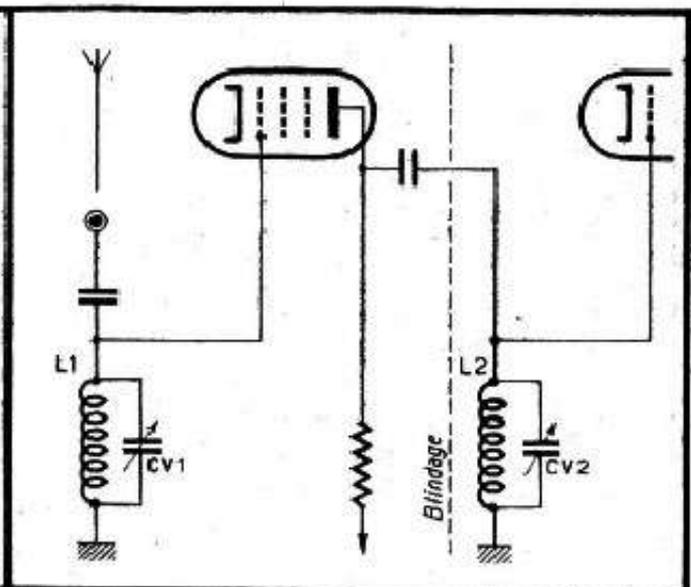


Fig. 166. — Deux circuits successifs augmentent la sélectivité.

Théoriquement, s'il s'agit de deux circuits (L_1 -CV1 et L_2 -CV2) dont chacun possède une courbe de sélectivité telle que A de la figure 167, la courbe de sélectivité totale aura l'allure de la courbe B de la même figure.

Terminons en disant que le coefficient de surtension Q est désigné par un chiffre : ordre de grandeur 100 à 150 pour les circuits courants P.O. et M.F.

Couplage des circuits

Il est relativement rare, dans les étages d'un récepteur, de voir un circuit oscillant utilisé seul. Le plus souvent il est, comme on dit, *couplé* à un autre circuit.

Ce couplage de circuits, dont le but général est d'améliorer la courbe de sélectivité ou d'obtenir une certaine forme de cette courbe, peut se réaliser de mille et une façons différentes à l'aide de trois éléments de base ou de leurs combinaisons :

- Couplage par self-induction ;
- Couplage par capacité ;
- Couplage par résistance.

Nous allons voir rapidement les particularités de ces différents modes de couplage.

Couplage par self-induction

Il s'agit, plus exactement, du couplage dit par *induction mutuelle* ou, comme on dit souvent, par *induction*. Nous en avons noté l'existence dans le chapitre précédent (fig. 151, 152 et 153) et pouvons préciser que dans ce cas tout se passe comme s'il existait une petite self-induction, appelée mutuelle et désignée par M, dont la présence modifie plus ou moins la self-induction de chacune des bobines couplées.

Etant donné que la mutuelle M est assimilée à une self-induction, elle s'exprime en mêmes unités : microhenrys ou millihenrys, suivant le cas.

Disons encore que le couplage entre deux bobines L_1 et L_2 peut être défini soit par le *coefficient de couplage* k , variant, en valeur absolue, de 0 à 1 et s'exprimant par la relation

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}},$$

ou par le *degré de couplage* n , pouvant varier, théoriquement, de 0 à l'infini, et s'exprimant par la relation

$$n = \frac{2\pi f M}{\sqrt{R_1 R_2}},$$

où f est la fréquence, R_1 et R_2 étant la résistance en haute fréquence (pertes) des deux circuits couplés.

Lorsque $n < 1$ on dit que le couplage est *lâche*. Pour $n = 1$ nous avons le couplage dit *critique*. Enfin, pour $n > 1$ le couplage est *serré*. Les valeurs correspondantes de k dépendent, il est évident, de la self-induction des deux bobines L_1 et L_2 . On peut dire, en gros, qu'à un couplage lâche correspondent des valeurs de k inférieures à 0,01 et qu'un couplage devient serré à partir de $k = 0,03$.

Etant donné que nous pouvons avoir affaire à des bobines accordées ou non par des capacités variables ou fixes, trois possibilités peuvent se présenter dans la pratique en appelant *primaire* (P) l'enroulement qui reçoit la tension à amplifier et *secondaire* (S) l'enroulement qui la transmet à la lampe suivante :

a. — Primaire dit *apériodique* (c'est-à-dire résonnant sur sa fréquence propre) ; secondaire accordé (fig. 168a).

b. — Primaire accordé par une capacité variable (fig. 168b) ou par une capacité fixe (fig. 168d) ; secondaire apériodique.

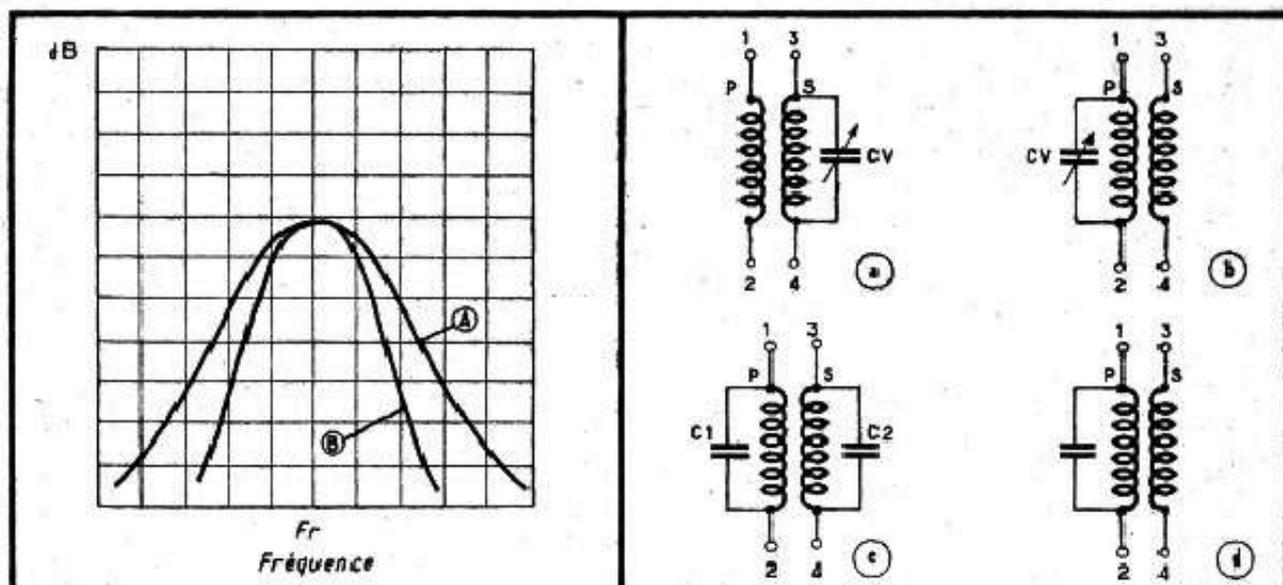


Fig. 167. — La courbe de sélectivité résultante de deux circuits (B) est nettement meilleure que celle d'un seul (A).

Fig. 168. — Différentes combinaisons possibles de circuits couplés par induction.

c. — Primaire et secondaire accordés, le plus souvent par des capacités fixes (fig. 168c).

La figure 169 nous donne une idée sur les domaines d'utilisation de ces différents ensembles de circuits couplés. Nous y voyons, pour un récepteur comportant une amplificatrice H.F. et une changeuse de fréquence suivie d'une amplificatrice M.F. :

A. — Système d'entrée du récepteur, c'est-à-dire couplage entre l'antenne et le circuit grille de la première lampe. On utilise ici, presque toujours, le circuit 168a, ou des systèmes plus compliqués, appelés présélecteurs, dont nous parlerons plus loin.

B. — Liaison H.F., c'est-à-dire couplage entre la plaque de l'amplificatrice H.F. et le circuit grille de la lampe suivante. Presque toujours, on utilise à cet endroit un circuit analogue à celui d'entrée (168a), mais dans certains récepteurs anciens on rencontre des circuits 168b (primaire accordé).

C. — Transformateur M.F., c'est-à-dire couplage entre la plaque de la lampe changeuse de fréquence et la grille de l'amplificatrice M.F. La fréquence étant fixe, on utilise ici l'ensemble 168c ou, exceptionnellement, l'ensemble 168d.

La figure 170 montre l'aspect réel d'un système d'entrée P.O. ou G.O.

Particularités des circuits couplés par induction

Lorsqu'il s'agit d'un ensemble de deux bobinages couplés par l'induction mutuelle et travaillant dans une certaine gamme de fréquences (accord variable), ce qui est le cas des figures 168a et 168b, le problème est assez délicat, car nous avons à satisfaire à trois conditions :

- Transmettre le maximum d'énergie du primaire au secondaire ;
- Transmettre d'une façon aussi uniforme que possible dans les limites de la gamme couverte ;
- Avoir une sélectivité suffisante en chaque point de la gamme, sensiblement la même d'un bout à l'autre de cette gamme.

Dans un circuit à primaire aperiodique et à secondaire accordé (fig. 168a) on s'arrange presque toujours de façon que la résonance propre du primaire se situe sur une fréquence inférieure à la plus basse fréquence de la gamme. Cette résonance primaire est déterminée par les caractéristiques propres de la bobine (self-induction et capacité

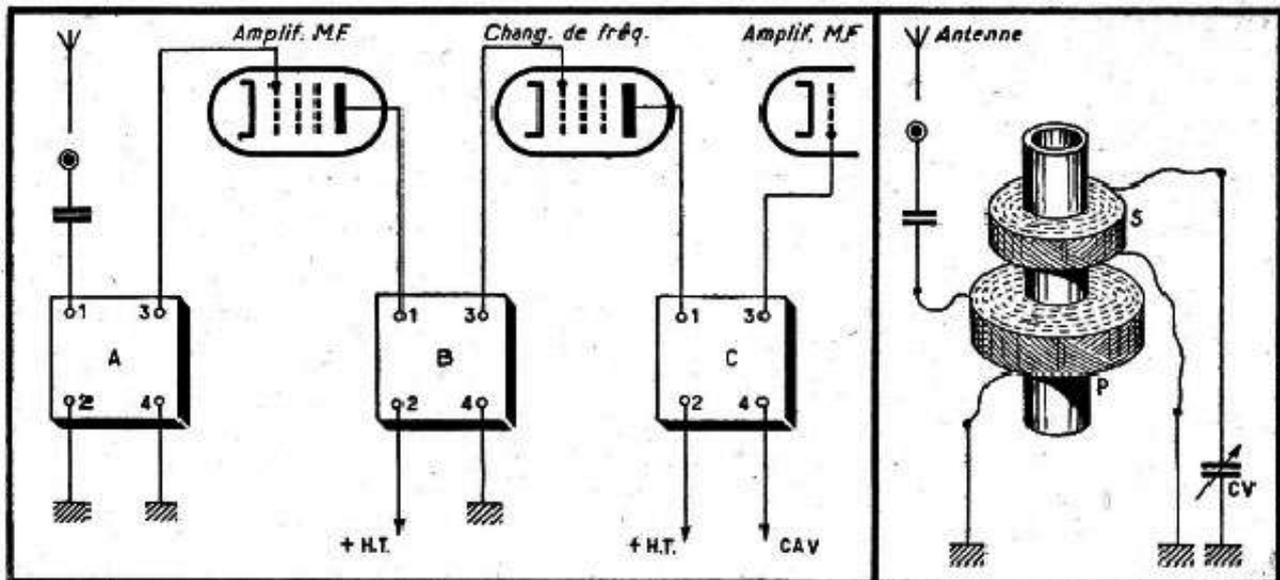


Fig. 169. — Emplacement des différentes liaisons H.F. et M.F. dans un récepteur.

Fig. 170. — Aspect réel de deux bobines couplées par induction.

répartie) et par la capacité supplémentaire introduite soit par l'antenne, si l'ensemble est placé à l'entrée, soit par la lampe (capacité de sortie) si nous avons affaire à un élément de liaison H.F.

Dans ces conditions la transmission de l'énergie du primaire au secondaire est assez uniforme tout le long de la gamme couverte, ce qui assure une sensibilité à peu près constante.

On constate cependant une meilleure transmission des fréquences inférieures de la gamme.

Si le bobinage primaire est mal établi, par suite d'une réparation par exemple, et que sa résonance propre tombe dans les limites de la gamme couverte, nous aurons une nette augmentation de la sensibilité sur la fréquence correspondante et dans le voisinage immédiat.

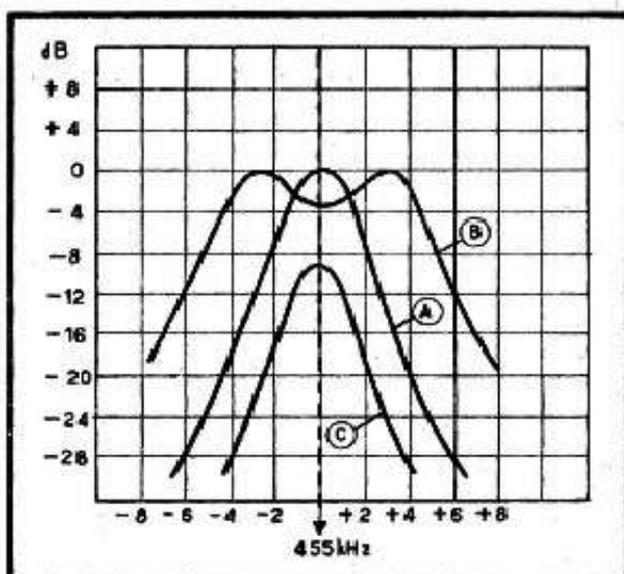
Enfin, si le bobinage primaire a sa fréquence de résonance propre supérieure à la fréquence la plus élevée de la gamme couverte, la transmission sera nettement meilleure aux fréquences élevées. Les fréquences inférieures de la gamme seront donc sacrifiées.

En principe, lorsqu'un ensemble de couplage tel que 168a est utilisé aussi bien à l'entrée d'un récepteur (A) qu'en liaison H.F. (B), les bobines primaires sont identiques. Cependant, si l'on tient compte du fait que la capacité de sortie de la lampe amplificatrice H.F. (ordre de grandeur : 10 pF) est nettement plus faible que celle introduite par l'antenne, la bobine primaire d'un circuit de liaison H.F. devrait avoir plus de spires que la bobine d'antenne.

Dans certains ensembles, avec étage amplificateur H.F., on prévoit le circuit d'entrée (A) avec primaire à haute impédance (fréquence de résonance basse) et le circuit de liaison H.F. (B) avec primaire à basse impédance (fréquence de résonance élevée). Les couplages étant déterminés en conséquence, on favorise, de cette manière, les fréquences inférieures de la gamme par l'ensemble A et les fréquences supérieures par l'ensemble B, le résultat final se traduisant, si le système est correctement établi, par une sensibilité uniforme d'une extrémité à l'autre de la gamme.

Ajoutons encore que dans les circuits tels que 168a la transmission est pratiquement proportionnelle à l'induction mutuelle M . Par conséquent, si l'on diminue M , en éloignant, par exemple, les deux bobines l'une de l'autre, la sensibilité générale diminue, mais la courbe de transmission garde la même forme et le rapport entre les différentes fréquences de la gamme ne change pas. Cependant, dans l'autre sens, le coefficient de

Fig. 171. — Courbes de sélectivité d'un transformateur M. F. suivant le degré de couplage.



couplage entre le primaire et le secondaire ne doit pas dépasser une certaine valeur. Par conséquent, il n'est pas indiqué de trop rapprocher les bobines dans le but d'augmenter la sensibilité.

D'une façon tout à fait générale, il faut toujours s'efforcer, lors d'une réparation sur un ensemble de bobinages, de reconstituer aussi fidèlement que possible la disposition primitive : dimensions de la bobine, nombre de spires, diamètre du fil, distance par rapport aux bobinages voisins, etc.

Lorsqu'il s'agit d'un transformateur M.F. (168c) où les deux circuits sont identiques, le couplage, c'est-à-dire, pratiquement, la distance entre les deux bobines, prend une importance considérable, détermine la sélectivité de chaque transformateur M.F. et, partant de là, du récepteur tout entier. Ce couplage est déterminé par le constructeur et la distance entre les deux bobines peut varier suivant le type du transformateur et suivant sa conception particulière. Par conséquent on ne doit, en aucun cas, modifier la position respective des bobines, lors d'une réparation, par exemple.

Un transformateur M.F. correctement établi doit être au couplage dit critique ou, du moins, dans le voisinage immédiat de ce dernier. Sa courbe de réponse présente alors l'aspect caractéristique (A) de la figure 171 : sommet arrondi ou très légèrement aplati, largeur (bande passante) de 4 à 6 kHz à -6 dB et de 9 à 10 kHz à -20 dB.

Si l'on augmente le couplage par rapprochement des deux bobines il apparaît la courbe caractéristique à deux bosses (B). La sensibilité ne s'en trouve pas améliorée, mais la sélectivité devient moins bonne, car la courbe s'élargit. De plus, le creux du sommet et les deux bosses peuvent conduire à une impression désagréable d'un double réglage (deux maxima de réception voisins) et à une tonalité trop aiguë.

Si l'on diminue le couplage, on obtient une courbe ayant l'allure C de la figure 171 : sélectivité plus poussée, mais une diminution très nette de la sensibilité.

La forme B de la courbe s'accroît au fur et à mesure que le couplage augmente : les deux bosses s'écartent de plus en plus et le milieu se creuse davantage.

Couplage par capacité

Le couplage par capacité n'est pour ainsi dire jamais employé à l'état pur, car il exige le blindage séparant les deux circuits couplés, afin de supprimer complètement l'induction mutuelle et toute trace de couplage par induction qui en résulte.

Dans la pratique le couplage capacitif est toujours complété par un couplage inductif, mais pour mieux comprendre le résultat de cette combinaison nous allons d'abord supposer que le couplage inductif n'existe pas.

Nous pouvons tout d'abord avoir un couplage dit par *capacité en tête* (fig. 172), qui, étant donné la séparation complète de L_1 et de L_2 , peut se réduire au schéma de la figure 173, en admettant bien entendu que la résonance propre du circuit d'antenne L_1 soit rejetée loin en dehors de la gamme couverte par L_2 -CV.

Dans ces conditions, la transmission est proportionnelle au rapport

$$\frac{C_t}{CV + C_t}$$

et au coefficient de surtension Q du bobinage L_2 . Comme le coefficient de surtension varie assez peu dans les limites d'une gamme, nous pouvons admettre que la transmission est uniquement proportionnelle au rapport ci-dessus, et en tirer un certain nombre de conclusions intéressantes.

Tout d'abord, et nous allons l'admettre sans explications, le schéma de la figure 173 peut être remplacé par le schéma équivalent de la figure 174 : la capacité de couplage C_t vient en parallèle sur le circuit d'entrée. De ce fait, d'après ce que nous avons vu plus haut, la gamme couverte par le circuit L_2 -CV se trouve rétrécie, la capacité C_t jouant le rôle d'une capacité parasite supplémentaire.

Ce rétrécissement de la gamme est bien connu de tous ceux qui ont eu l'occasion de

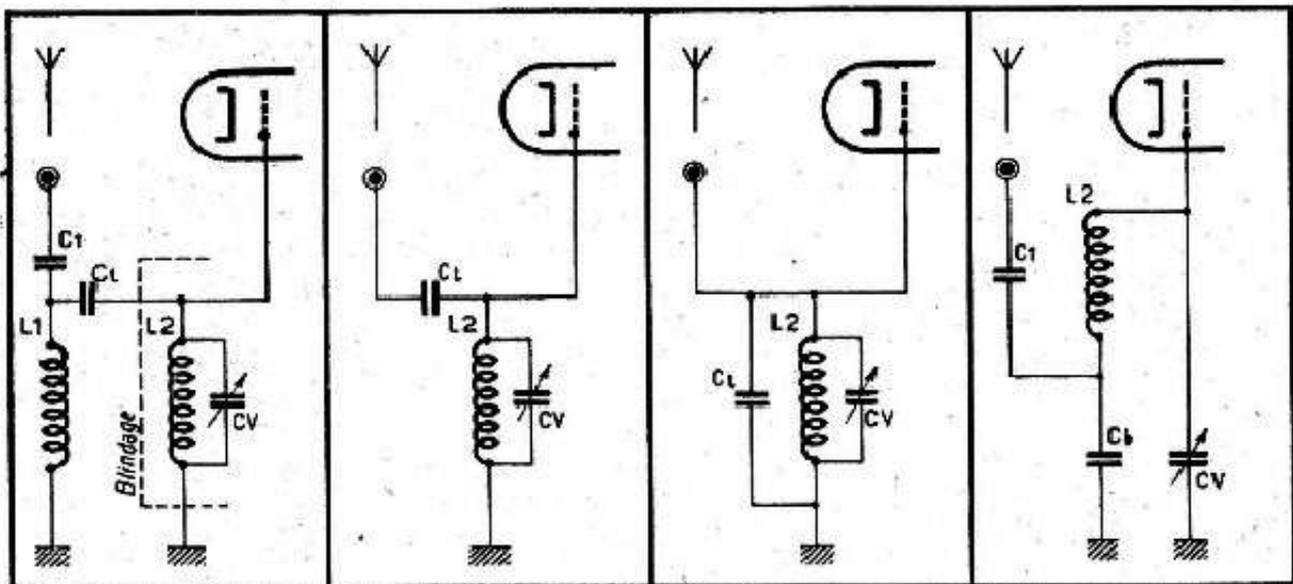


Fig. 172. — Liaison par capacité « en tête » (C_t).

Fig. 173. — Circuit équivalent au précédent.

Fig. 174. — Encore un circuit équivalent au précédent.

Fig. 175. — Couplage par capacité « à la base » (C_b).

faire fonctionner certaines détectrices à réaction dont le circuit d'entrée ne comporte pas de primaire d'antenne : suivant la capacité de couplage C_t utilisée l'emplacement des émetteurs sur le cadran varie.

Dans le cas ci-dessus cela n'est pas très grave, mais lorsqu'il s'agit d'un récepteur où le circuit d'entrée fait partie du système de monocommande (tous les condensateurs variables identiques et commandés simultanément), l'introduction d'une capacité de couplage telle que C_t perturbe tout le système et compromet la sensibilité.

Donc, première condition : la capacité C_t doit être faible. Sa valeur se situe généralement, dans la pratique, entre 3 et 10 pF.

Mais un autre inconvénient apparaît aussitôt. Si C_t est très faible, la transmission, définie par le rapport indiqué plus haut, sera également très faible et, de plus, variera fortement d'une extrémité de la gamme à l'autre. Si, par exemple, $C_t = 10$ pF, $CV_{\min} = 50$ pF (compte tenu de toutes les capacités parasites) et $CV_{\max} = 540$ pF, la transmis-

sion, ou plus exactement le gain, sera, en supposant $Q = 100$ (chiffre moyen courant) :

Au minimum du C.V.

$$\frac{5}{50 + 5} \times 100 = 9,1.$$

Au maximum du C.V.

$$\frac{5}{540 + 5} \times 100 = 0,92.$$

Nous voyons qu'elle varie dans le rapport voisin de 1 à 10 et que les fréquences basses de la gamme sont sacrifiées. La *sensibilité* sera donc *très irrégulière* : à peu près normale aux fréquences élevées ; déficiente aux fréquences basses.

Donc, d'une façon générale, le couplage direct, par capacité seule, est peu employé et ne présente d'intérêt que dans certains montages très simples ou comme solution de dépannage.

Un autre genre de couplage purement capacitif est le couplage par *capacité à la base* (fig. 175), où la capacité de couplage C_b a une valeur de 2000 à 5000 pF, C_1 étant le condensateur série d'antenne de 200 à 500 pF.

La sensibilité résultant de ce couplage est beaucoup plus régulière dans l'étendue d'une gamme que celle due au couplage par capacité en tête, puisque la transmission est proportionnelle au rapport

$$\frac{C_1}{C_1 + C_b}$$

donc indépendante de la capacité du C.V. et, par conséquent, pratiquement constante.

On voit facilement qu'il y a intérêt à ne pas prendre C_1 trop faible, ni C_b trop grand. Cependant, le choix de ces deux capacités est déterminé également par les caractéristiques propres de l'antenne (pour C_1) et par le fait que C_b se trouve en série avec le condensateur variable.

Par conséquent, si la valeur de C_b est trop faible, nous aurons encore une fois, un raccourcissement sensible de la gamme couverte, mais dans le sens de l'amputation des fréquences inférieures. Disons, pour fixer les idées, que dans les bobinages d'une grande marque, conçus suivant ce principe, nous avons $C_1 = 500$ pF et $C_b = 2400$ pF, ce qui nous donnait, en admettant $Q = 100$, un gain de

$$\frac{500}{2900} \times 100 = 17,25.$$

L'inconvénient du couplage de la figure 175, appelé également « couplage Hazeltine », est qu'il est nécessaire, si la première lampe est une amplificatrice H.F., que la liaison H.F.-changeuse de fréquence soit réalisée suivant le même principe, afin de respecter les conditions de monocommande.



COUPLAGES MIXTES CONDENSATEURS FIXES AJUSTABLES ET VARIABLES

Dans la pratique il est assez rare de voir deux circuits couplés ou par capacité ou par induction seulement. En effet, même dans un transformateur M.F. où, apparemment, le couplage est purement inductif, nous pouvons avoir, en plus, un couplage capacitif voulu ou indésirable, par capacité entre connexions par exemple. Donc, nous aurons presque constamment affaire à des systèmes de couplage mixte.

Nous allons passer en revue les principaux aspects de ces systèmes.

Couplage par induction et par capacité « en tête »

Nous avons vu plus haut que le couplage inductif déterminait une transmission, donc une sensibilité, variant en fonction de la fréquence. Même lorsque le primaire d'un ensemble couplé est à haute impédance (cas où la transmission est relativement régulière), les fréquences élevées de la gamme correspondante sont un peu sacrifiées. Nous pouvons avoir, par exemple, une courbe telle que celle de la figure 176.

Or nous avons à notre disposition un excellent moyen pour « relever les aiguës », autrement dit pour favoriser les fréquences élevées de la gamme : couplage par capacité « en tête ».

Ce couplage est le plus souvent réalisé d'avance sur les blocs de bobinages du commerce, soit sous forme d'une petite capacité (2 à 5 pF), soit, lorsqu'il s'agit de bobinages anciens à une seule couche pour L_2 , sous forme de quelques spires de couplage (fig. 178).

Il arrive parfois, même avec certains blocs du commerce dans lesquels le couplage capacitif supplémentaire n'existe pas, que l'on constate une sensibilité déficiente vers les fréquences élevées de la gamme P.O., qui subsiste malgré tous les soins que l'on puisse apporter à l'alignement.

Dans ce cas, le moyen généralement efficace consiste à ajouter un condensateur tel que C de la figure 177, de quelques picofarads. La figure 179 nous montre la façon de le fixer sur un bloc.

Comme il est assez difficile de trouver des condensateurs fixes de quelques picofarads, à moins d'utiliser des condensateurs spéciaux pour télévision, il est tout indiqué de constituer C par un ajustable que l'on pourra régler au mieux.

Un moyen de fortune consiste à réaliser ce que l'on appelle une « queue de cochon » (fig. 180), c'est-à-dire deux fils isolés torsadés ensemble. En effectuant une telle torsade sur 10 à 15 mm, on obtient une capacité de 3 à 6 pF.

Un autre moyen consiste à prendre un fil nu d'assez gros diamètre (1 à 1,5 mm) et de bobiner par dessus, à spires rangées, du fil fin isolé, par exemple du fil de 15/100 à 20/100, 2 couches soie (fig. 181).

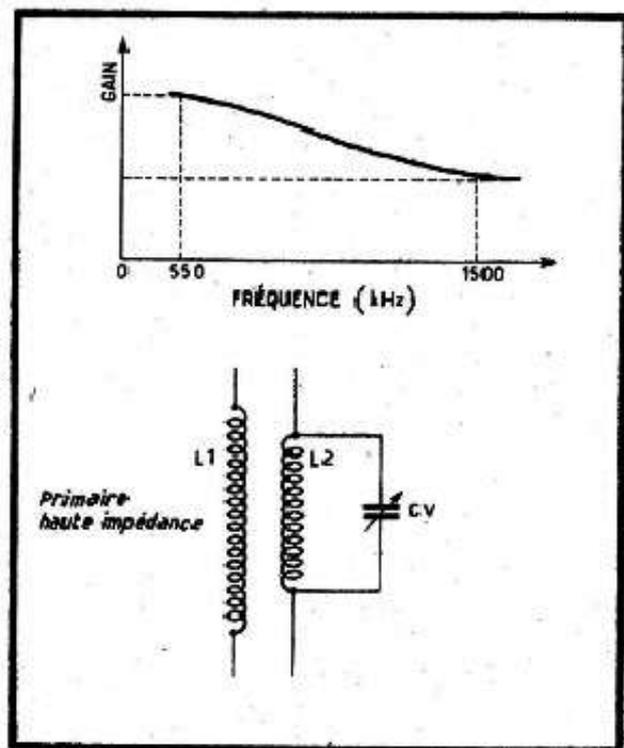


Fig. 176. — Un couplage inductif à « haute impédance » favorise les fréquences inférieures de la gamme.

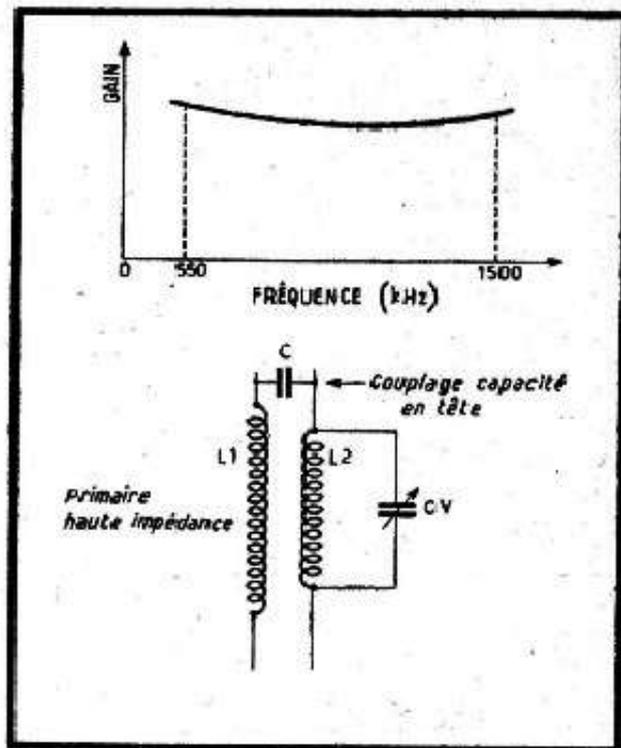


Fig. 177. — En réalisant un couplage mixte on arrive à relever les fréquences supérieures.

Couplage par induction et par capacité à la base

Il est très rarement utilisé dans les circuits d'entrée ou de liaison H.F., mais, par contre, nous le verrons assez souvent dans les oscillateurs, surtout ceux de la gamme P.O. Dans ces derniers, le circuit accordé L_1 comporte, en série, le condensateur padding P (fig. 182) nécessaire pour réaliser la commande unique et dont la valeur est généralement de 450 à 500 pF. Le bobinage de réaction L_2 n'est pas ramené à la masse, mais au point a , de sorte que le couplage inductif existant entre L_1 et L_2 se trouve renforcé par le couplage capacitif dû à P .

En réalité, le montage de la figure 182 peut être représenté par le schéma de la figure 184 et nous voyons que l'ensemble des bobines L_1 et L_2 est équivalent à une bobine unique avec prise en a . La figure 183 montre l'aspect réel d'un tel bobinage oscillateur.

Couplage par capacité en tête et par capacité à la base

Dans les anciens récepteurs dont la moyenne fréquence était de l'ordre de 120-135 kHz on était obligé de prévoir un circuit d'entrée très sélectif, afin de ne pas être gêné par la fréquence-image. Dans ce but on réalisait deux circuits accordés successifs, et on les couplait par capacités à la base et aussi, très souvent, par capacité « en tête ». L'ensemble portait le nom de présélecteur, et la figure 185 nous montre le schéma d'un présélecteur, emprunté à un récepteur *Philips*.

Nous y voyons le circuit d'antenne L_1 - L_2 couplé d'une façon mixte au premier circuit accordé du présélecteur (L_3 - L_4 - $CV1$) : le couplage est inductif et par capacité en tête (C_1).

Le couplage entre le circuit L_3 - L_4 - $CV1$ et le deuxième circuit accordé (L_5 - L_6 - $CV2$) est réalisé ici uniquement par capacité à la base (C_2 et C_3). La valeur de la capacité de

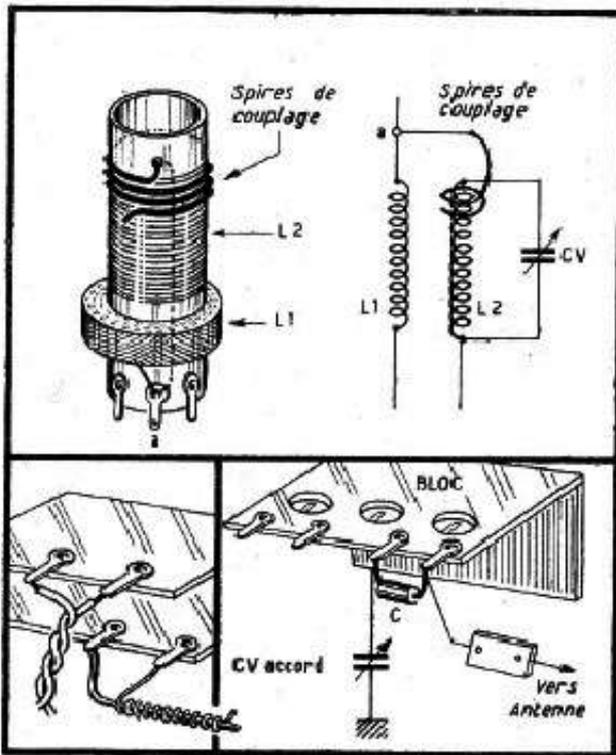


Fig. 178 (en haut). — La capacité « en tête » peut être réalisée à l'aide de quelques spires dites de couplage.

Fig. 179 (en bas, à droite). — Montage de la capacité « en tête » sur un bloc.

Fig. 180 et 181 (en bas, à gauche). — Façon pratique de réaliser une faible capacité telle que C.

couplage est plus faible en G.O., où C_2 et C_3 se trouvent en série (valeur résultante de l'ordre de 10 000 pF). En P.O. seule la capacité C_3 est en circuit.

Lorsqu'il s'agit d'un couplage uniquement par capacité à la base, le coefficient de couplage k est inversement proportionnel à la capacité de couplage. Autrement dit, le couplage est d'autant plus « serré » que cette capacité est plus faible. Par ailleurs, le degré de couplage n est, lui, proportionnel à k , donc aussi inversement proportionnel à la capacité de couplage.

Or, le degré de couplage n est, de son côté, inversement proportionnel à la racine carrée des pertes H.F. des circuits couplés. Ces pertes sont généralement plus élevées dans les circuits à grand nombre de spires (bobines G.O.) et, par conséquent, sur cette

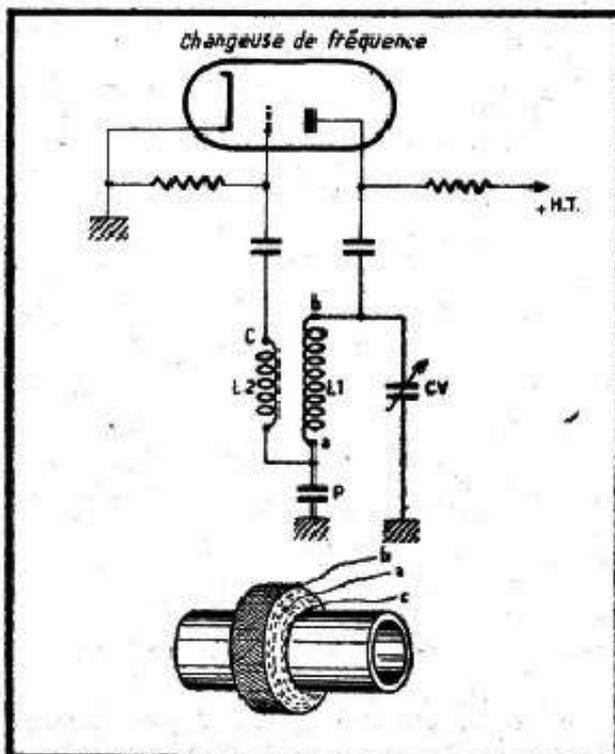


Fig. 182 (en haut). — Schéma classique d'un oscillateur P.O.

Fig. 183 (en bas). — Aspect réel du bobinage oscillateur P.O. de la figure 182.

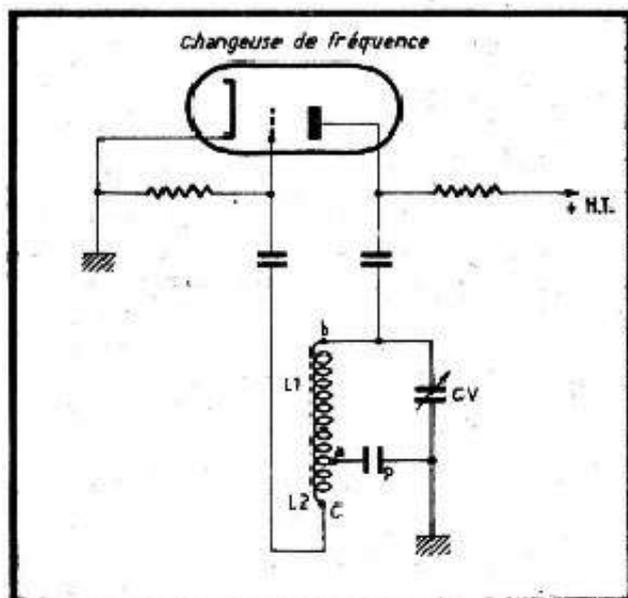
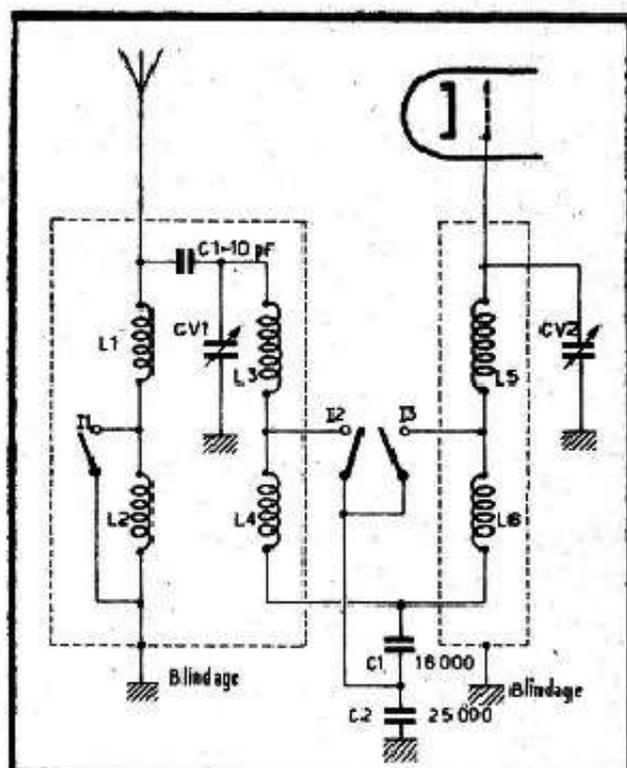


Fig. 184 (ci-dessus). — Façon différente de représenter l'oscillateur de la figure 182. Les bobines L_1 et L_2 constituent un enroulement unique à prise.

Fig. 185 (ci-dessous). — Schéma d'un pré-sélecteur Philips montrant la commutation de la capacité de couplage (C_1 et C_2) suivant la gamme utilisée.



gamme le degré de couplage, à valeur égale de la capacité, est moindre. Pour lui conserver la même valeur on diminue donc celle de la capacité de couplage.

Lorsque nous avons envisagé le cas d'une antenne couplée au circuit d'entrée par une capacité à la base C_b (fig. 175), nous avons noté que le gain était pratiquement indépendant de la position du condensateur variable, donc de la fréquence. Il n'en est plus de même dans le cas de la figure 185, où nous avons deux circuits accordés identiques couplés uniquement par une capacité à la base. Dans ce cas, aussi bien le coefficient de couplage k que le degré de couplage n sont beaucoup plus faibles lorsque les deux C.V. sont au minimum, c'est-à-dire aux fréquences élevées de la gamme. La transmission (donc la sensibilité) est moins bonne à ces fréquences. En un mot, le couplage par capacité à la base de deux circuits accordés identiques favorise les fréquences inférieures de la gamme correspondante.

Dans le cas particulier de la figure 185 il est à peu près certain que le système L_1 - L_2 - C_1 - L_3 - L_4 est prévu, au contraire, pour favoriser les fréquences élevées, de sorte que la transmission résultante devient à peu près régulière.

Si le couplage entre le circuit d'antenne et le premier circuit accordé du pré-sélecteur (L_2 , fig. 186) n'est pas prévu pour favoriser les fréquences élevées (couplage inductif à « haute impédance », par exemple), il est nécessaire de prévoir un couplage supplémentaire par capacité « en tête » (C_t , fig. 186) afin d'améliorer la sensibilité aux fréquences élevées de la gamme.

La valeur du condensateur C_t sera, évidemment, très faible : quelques picofarads.

Condensateurs utilisés dans les circuits H.F.

Lorsque nous avons parlé des étages B.F. nous nous sommes familiarisés avec les condensateurs au papier ou au mica, qui sont également employés dans les étages H.F., mais avec quelques restrictions en ce qui concerne les premiers (au papier).

Le souci de constituer des circuits à coefficient de surtension élevé (faibles pertes H.F.) nous impose l'utilisation de condensateurs à faibles pertes, lorsqu'il s'agit de capa-

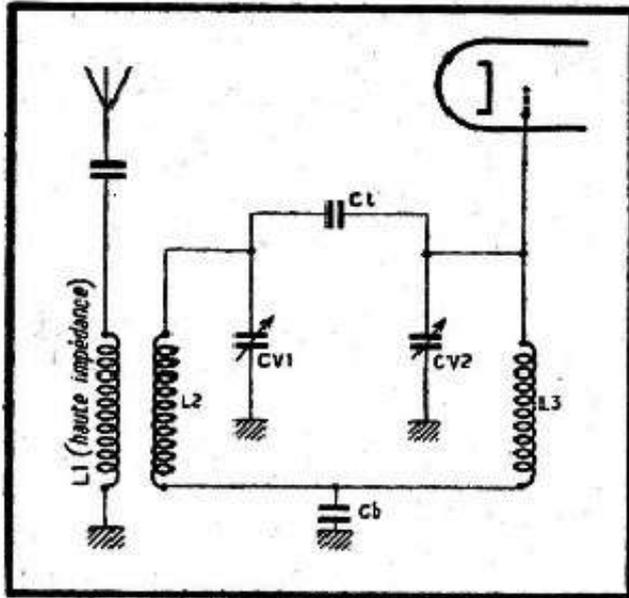


Fig. 186. — Il est parfois nécessaire, lorsqu'il s'agit d'un présélecteur à couplage à la base, de prévoir un couplage supplémentaire « en tête ».

cités montées en parallèle sur les bobines ou en série avec ces dernières. Or, les condensateurs au papier, même d'excellente qualité, sont les moins bons à ce point de vue. De plus, nous avons souvent besoin de capacités très faibles, de quelques picofarads, valeurs introuvables lorsqu'il s'agit de condensateurs au papier (minimum « commercial » : 1000 pF environ).

Enfin la nécessité de pouvoir ajuster une capacité à la valeur exacte de la résonance nous oblige d'avoir recours aux condensateurs dits ajustables, dont la valeur peut être modifiée entre 3 et 30 pF, par exemple.

Bien entendu nous avons également besoin de condensateurs dits variables, dont la valeur, pour les récepteurs normaux, peut être modifiée entre 15 et 500 pF environ et qui nous sont nécessaires pour accorder un récepteur sur les différentes fréquences des émetteurs à recevoir.

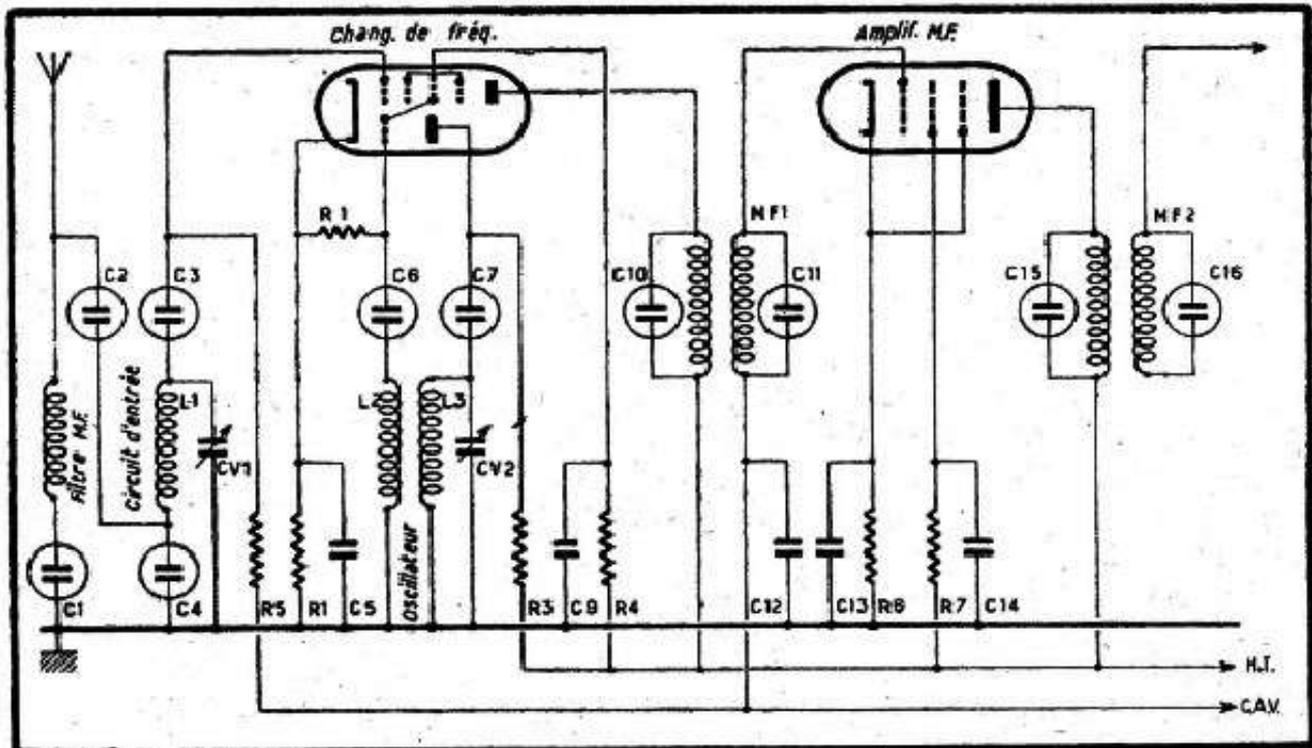


Fig. 187. — Schéma général des étages changement de fréquence et amplification M.F.

Fig. 188. — Quelques aspects des condensateurs au mica et à diélectrique céramique.

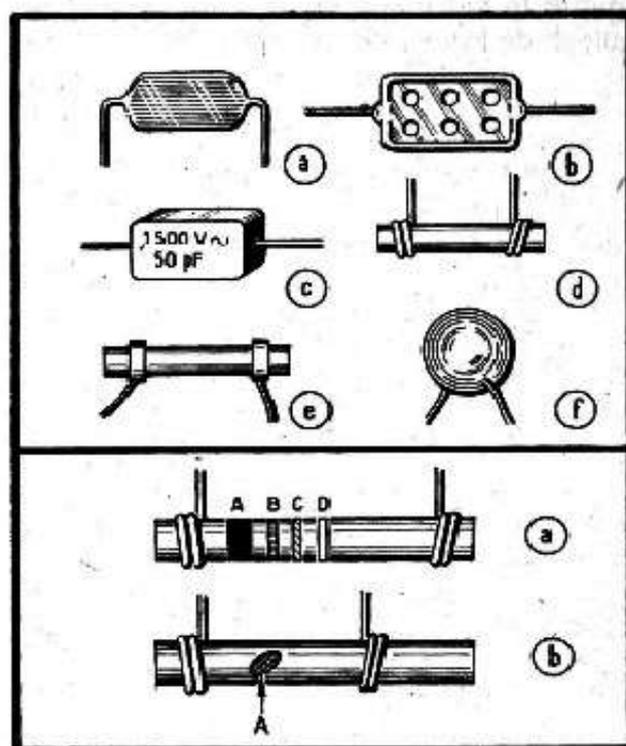
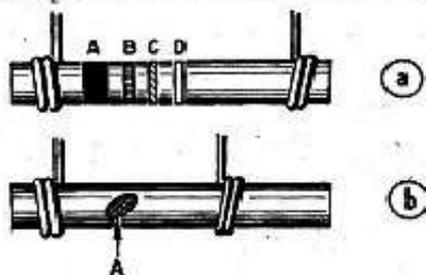


Fig. 189. — Marquage des condensateurs « céramiques ».



Condensateurs fixes dans les circuits H.F.

Dans les récepteurs normaux de radiodiffusion, dont les gammes O.C. ne s'étendent pas au-delà de 30 MHz (10 m), on utilise, pour les étages amplificateurs H.F., M.F. et changeurs de fréquence, des condensateurs au papier, au mica et à diélectrique céramique.

Le schéma de la figure 187, représentant la partie changement de fréquence et amplification M.F. d'un récepteur classique, nous montre les condensateurs qui doivent être obligatoirement au mica ou à diélectrique céramique (condensateurs entourés d'un cercle). Il est évident que si nous avons des condensateurs fixes en parallèles sur des bobines telles que L_1 , L_2 ou L_3 , ils seront obligatoirement au mica ou « céramiques ».

Nous voyons donc que, d'une façon générale, tous les condensateurs de liaison ou d'accord (série ou parallèle) des circuits H.F. et M.F. doivent être à faibles pertes et stables dans le temps, conditions que l'on peut difficilement garantir avec des condensateurs au papier même de bonne qualité.

L'aspect extérieur des condensateurs au mica et « céramiques » est essentiellement variable suivant la provenance, comme le montrent les dessins de la figure 188 : *a*, *b* et *c* : condensateurs au mica ; *d*, *e* et *f* : condensateurs « céramiques ».

Les valeurs que l'on trouve couramment suivent généralement l'échelle standardisée, c'est-à-dire

$$10, 15, 22, 33, 47, 56, 68, 82, 100,$$

et les multiples de ces chiffres. En dehors de ces valeurs, presque tous les fabricants peuvent fournir sur demande des capacités à la tolérance de $\pm 5\%$ ou $\pm 1\%$.

Le mode de marquage des condensateurs au mica en « color code » nous est familier (« Bases du Dépannage », tome I, p. 113). En ce qui concerne celui des condensateurs « céramiques », dont l'aspect extérieur rappelle celui des résistances (fig. 188 *d* et 188 *e*), le marquage se fait soit par bandes de couleur (fig. 189 *a*), soit par un seul point de couleur (fig. 189 *b*).

Dans le premier cas (fig. 189 *a*), la lecture se fait de gauche à droite en commençant par la bande la plus large (A). La couleur des trois premières bandes (A, B et C)

indique la valeur de la capacité en picofarads, suivant le code de couleurs normal. La couleur de la quatrième bande indique la tolérance en pourcent en code suivant :

vert — tolérance $\pm 5 \%$
blanc — tolérance $\pm 10 \%$

Pour la tolérance « commerciale » de $\pm 20 \%$ la bande D est supprimée.

Dans le second cas (fig. 189 b), la couleur du point A indique la valeur (en picofarads) en code suivant :

Rouge — 470 pF ;
Noir — 1000 pF ;
Jaune — 1500 pF ;
Bleu — 2200 pF.

Ce type de condensateurs ne comporte que quatre valeurs ci-dessus.

Il n'y a rien de spécial à dire concernant les condensateurs au papier utilisés dans les étages H.F. Certains tels que C_5 et C_{13} (fig. 187) sont très souvent supprimés, lorsque les cathodes des lampes sont réunies à la masse. Par ailleurs, la qualité du condensateur C_{13} a une grande importance : s'il présente une fuite appréciable le fonctionnement du circuit de C.A.V. se trouve perturbé. C'est un point sur lequel nous reviendrons plus loin.

Condensateurs ajustables dans les circuits H.F.

Dans un récepteur, les condensateurs ajustables font généralement partie du bloc de bobinages et se présentent comme le montre la figure 190 : une lamelle en laiton cambré (A) peut être rapprochée plus ou moins d'une lamelle fixe (B), à l'aide d'une vis, une mince plaquette de mica faisant office de diélectrique. La capacité maximum d'un tel condensateur, la vis de réglage étant complètement serrée, se situe vers 50-55 pF. La capacité minimum est de l'ordre de 6 à 8 pF. En général, ces ajustables donnent satisfaction en P.O. et G.O., mais pour les O.C. leur stabilité peut laisser à désirer (desserrement de la vis, modifications de la cambrure de la lamelle A, etc.). De plus, l'isolant étant habituellement de la bakélite, les pertes H.F. peuvent entrer en ligne de compte.

Bien supérieurs, à ce point de vue, sont les ajustables à diélectrique céramique (fig. 191), dans lesquels la variation de capacité s'obtient par rotation de la partie mobile A. Cette rotation provoque la superposition plus ou moins complète de deux surfaces argentées semi-circulaires (fig. 192) et se fait sans butée, indifféremment dans un sens ou dans l'autre. Il existe généralement un repère marquant la position « capacité minimum ».

Les ajustables tels que celui de la figure 191 existent en « simple » ou en « double ». Pour le modèle simple, les dimensions moyennes sont : longueur 22 à 31 mm ; largeur 16 à 25 mm ; hauteur 8 mm. La capacité maximum varie, suivant le type, de 30 à 100 pF, la capacité minimum étant de 5 à 20 pF.

Enfin, on utilise largement dans les circuits H.F., surtout lorsqu'il s'agit de gammes O.C., les ajustables à air, dont les plus connus sont ceux de la figure 193. La partie cylindrique mobile A se visse plus ou moins sur la partie fixe B. Deux cosses (b) assurent la liaison avec l'armature fixe, tandis que la tige centrale a, que l'on met généralement à la masse, est en liaison avec l'armature mobile. La capacité maximum des modèles courants est de 30 pF, la capacité minimum étant de l'ordre de 3 pF. Un tel ajustable est peu encombrant (diamètre 13 mm) et très léger, ce qui permet sa fixation sur fils de connexions suffisamment rigides.

Condensateurs variables

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.

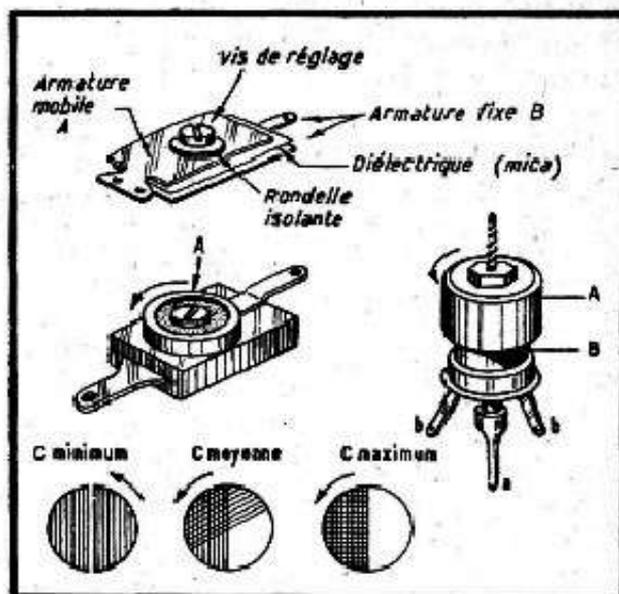
Lorsque l'ensemble des lames mobiles est complètement « rentré », la capacité du condensateur est maximum ; lorsqu'il est complètement « sorti », cette capacité est minimum.

Fig. 190 (en haut). — Constitution d'un ajustable au mica.

Fig. 191 (au milieu, à gauche). — Aspect d'un ajustable « céramique ».

Fig. 192 (en bas). — Variation de la capacité d'un ajustable « céramique ».

Fig. 193 (au milieu, à droite). — Aspect d'un ajustable à air.



L'ensemble des lames fixes s'appelle *stator*, tandis que celui des lames mobiles porte le nom de *rotor*.

La variation complète de capacité, du minimum au maximum, ou inversement, correspond à une rotation de 180° (quelquefois un peu plus).

Un condensateur variable doit satisfaire 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.

Un C.V. est caractérisé par :

- a. — Sa *capacité résiduelle* ;
- b. — Sa *capacité maximale* ;
- c. — Sa *courbe*, c'est-à-dire la loi de la dépendance de la capacité de l'angle de rotation.

Capacité résiduelle. — C'est la capacité d'un C.V. lorsque les lames mobiles sont complètement sorties. Cette capacité est souvent très faible, mais ne peut être négligée, puisqu'elle intervient dans tous les calculs relatifs aux gammes couvertes.

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 15 pF.

La capacité résiduelle est, pour un C.V., d'autant plus réduite que la capacité maximale est plus faible. Des C.V. spéciaux pour ondes courtes, de 75 pF de capacité maximale, possèdent une résiduelle de l'ordre de 3-4 pF.

Capacité maximale. — 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 maximale et on parle d'un « 490 pF » ou d'un « 130 pF ».

Il est évident qu'à surface de lames égale, un C.V. qui a le plus de lames possède une capacité maximale la plus élevée.

Le nombre de lames moyen pour un C.V. de 460 à 490 pF de capacité maximale 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 maximale 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'écartement entre lames est réduit à 0,45 mm, on arrive à 4 lames fixes et 4 mobiles.

On parle souvent de la *capacité variable utile* d'un C.V. qui n'est autre chose que la

différence entre la capacité maximale et la résiduelle. En réalité, les chiffres par lesquels on a l'habitude de désigner certains C.V. (490, 130, etc.) indiquent presque toujours la capacité variable utile.

Courbe. — La courbe d'un C.V. dépend du profil de ses lames, aussi bien fixes que mobiles, et la figure 194 nous montre la courbe d'un C.V. « standard » de 490 pF. Par ailleurs, le tableau XIX 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.

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.

Assez souvent, chaque élément d'un condensateur variable comporte un ajustable, appelé trimmer, conçu suivant le principe de la figure 190. Sa capacité est à ajouter à la capacité totale du C.V. en un point donné.

On notera aussi que les condensateurs de différentes marques, mais du même type, les « 490 pF » par exemple, peuvent présenter des différences assez marquées dans l'allure de leur courbe.

Par conséquent, au point de vue du remplacement d'une pièce par une autre, les C.V. des différentes marques, même s'ils sont du même type, peuvent n'être pas 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., selfmètre, ondemètre, etc.

Condensateurs variables fractionnés. — Dans les récepteurs qui comportent plusieurs gammes O.C. on utilise couramment des C.V. à stator divisé (C.V. à éléments fractionnés). Le stator d'un tel C.V. est partagé en deux parties inégales, isolées entre elles,

Fig. 196 (ci-contre). — Aspect d'un C.V. normal à deux éléments de 490 pF, muni de trimmers.

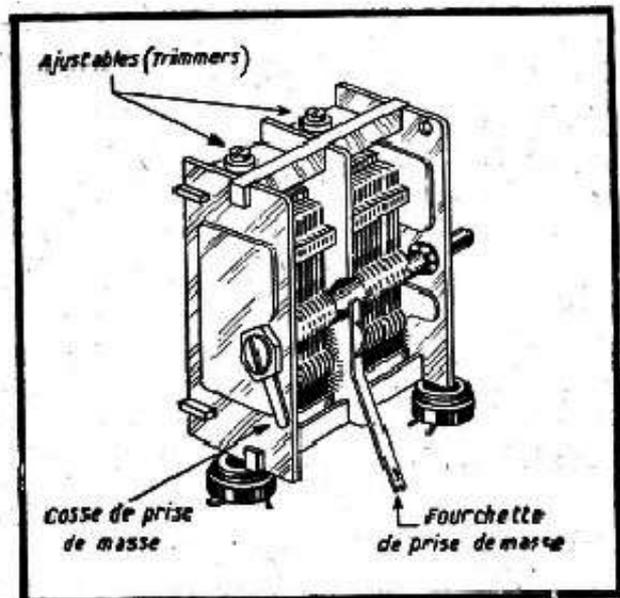
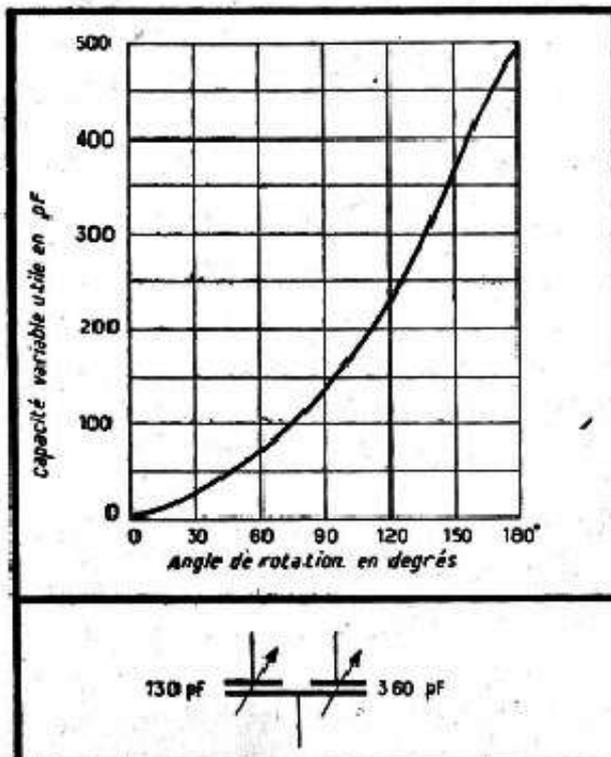


Fig. 194 (ci-contre, en haut). — Courbe d'un C.V. normal de 490 pF.

Fig. 195 (ci-contre, en bas). — Représentation schématique d'un C.V. fractionné.

Tableau XIX. — CARACTÉRISTIQUES DES PRINCIPAUX CONDENSATEURS VARIABLES DU MARCHÉ.

Degrés du cadran	Capacité utile en pF										J.D. (1)	
	Aréna 2146 2246 2346	Aréna 2150 2250 2350	Aréna 2152 2252 2352	Aréna 2213 2313	Aréna 3246 3346	Aréna 3213 3313	Aréna 3249 3349	STARE 7246 6246 3246	STARE 7249	J.D.		
0.....	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
10.....	5	5	6	2	5	2	4	4	5	6	6	6
20.....	15	15	16	4,2	15	4	12	12	13	15	12	12
30.....	26	27	28	7,5	22	7,5	23	23	23	25	22	22
40.....	38	40	41	11	34	10	36	36	36	38	34	34
50.....	52	56	58	15,2	47	14,5	50	50	50	52	48	48
60.....	69	74	77	20	63	19	68	68	70	70	64	64
70.....	88	96	99	24,5	81	24	88	88	93	89	83	83
80.....	110	120	123	30	102	30	112	112	116	110	106	106
90.....	134	148	151	35,5	126	36	140	140	150	136	133	133
100.....	163	179	183	42	152	44	172	172	180	164	163	163
110.....	195	213	220	49	185	53	200	200	219	200	195	195
120.....	230	251	259	56	220	63	238	240	255	238	233	233
130.....	265	290	300	65	255	75	279	276	300	279	271	271
140.....	304	332	342	75	291	88	320	313	340	320	314	314
150.....	343	378	390	86	332	100	366	348	379	366	361	361
160.....	382	422	439	98	378	112	414	385	417	414	409	409
170.....	422	467	484	109,5	421	122	460	421	455	460	453	453
180.....	456	505	517	117,8	456	130	497	452	490	497	490	490
Résiduelle en pF.....	13,5	14,4	14,1	12,8	12,5	10	12,5	10,7	11	12,5	11,4	11,4

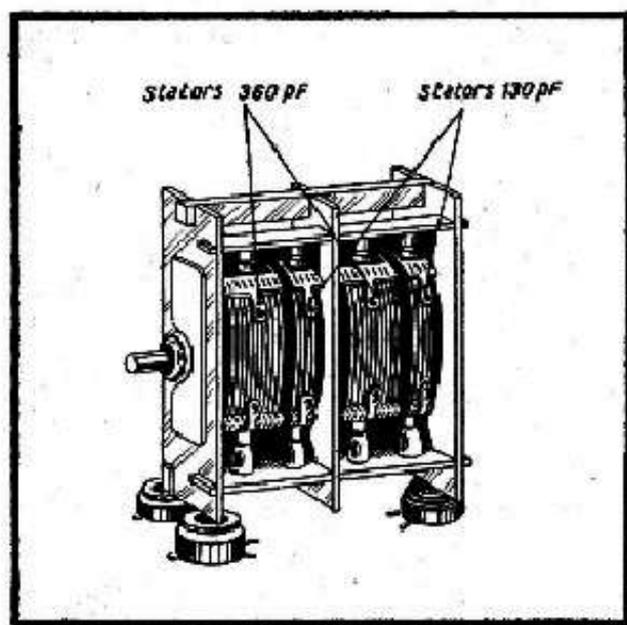


Fig. 197. — Aspects d'un C.V. fractionné à deux éléments de $360 + 130$ pF.

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 195. 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 alors un C.V. de $130 + 360 = 490$ pF.

Généralement, les blocs de bobinages conçus pour fonctionner avec de tels C.V. utilisent l'élément 130 pF seul pour les gammes O.C. et G.O., tandis que les deux éléments en parallèle sont employés en P.O.

La figure 196 nous montre un C.V. de 2 fois 460 pF ou 2 fois 490 pF avec trimmers, tandis que la figure 197 représente un C.V. à éléments fractionnés, de 2 fois $(130 + 360)$ pF.



MESURE DES FAIBLES CAPACITÉS, DES INDUCTANCES ET DES IMPÉDANCES A LA RÉSONANCE

Les dépanneurs sont généralement très mal équipés pour effectuer des mesures, même très simples, sur des circuits H.F. Autrement dit, ils n'ont qu'exceptionnellement la possibilité de mesurer des capacités de faible valeur, entre 1 et 500 pF, des inductances de 1 à 2000 μ H, le coefficient de surtension, l'induction mutuelle et la capacité répartie.

Si l'on considère que le dépannage, en général, se réduit au remplacement des pièces défectueuses, reconnues telles par tâtonnements et comparaisons, et sans que l'on puisse connaître la cause exacte de la défectuosité constatée, les mesures ci-dessus n'ont aucune utilité et nous n'en aurons jamais besoin.

Les lignes qui suivent ne s'adressent donc pas aux manoeuvres spécialisés en dépannage, mais aux techniciens curieux de tout problème technique, qui estiment, à juste raison, qu'il n'y a pas de panne sans cause précise et qu'il doit y avoir toujours un moyen de la déceler.

D'une façon générale, si nous voulons nous lancer dans la réparation ou la transformation des bobinages, il nous faut connaître les méthodes de mesure de leurs caractéristiques et disposer d'appareils répondant à ces besoins, si nous ne voulons pas perdre notre temps en tâtonnements fastidieux.

Disons tout de suite que ces mesures sont très simples et que les appareils nécessaires peuvent souvent être construits et étalonnés par l'utilisateur. Ils n'auront peut-être pas (et encore !) la précision de certains appareils très chers que l'on trouve dans le commerce, mais leurs indications seront largement suffisantes dans la pratique courante.

Les quelques appareils dont nous allons étudier les schémas ont été en partie inspirés par certaines réalisations de la presse étrangère et en partie expérimentés par nous.

Adaptation d'un générateur H.F. à la mesure des faibles capacités, des inductances et des impédances.

N'importe quel générateur H.F., à condition qu'il puisse fournir quelques volts de tension de sortie, peut être facilement adapté pour effectuer un certain nombre de mesures très intéressantes. La figure 198 nous montre la constitution d'un tel ensemble de mesures.

En **A** nous avons le générateur H.F., modulé ou non, en **B** son alimentation, en **C** son atténuateur. L'ensemble comporte deux voltmètres électroniques (D et E), dont le premier (D) contrôle en permanence la tension H.F. existant à l'entrée de l'atténuateur. Le second voltmètre (E) peut être soit utilisé extérieurement, soit branché, pour certaines mesures, aux bornes *a* et *b*.

Il est intéressant, avons-nous dit, de disposer pour les mesures d'une tension H.F. aussi élevée que possible. Pour cette raison, le circuit de mesure R-C doit être branché avant l'atténuateur, c'est-à-dire, pratiquement, à la plaque de la lampe de sortie du générateur (point *m*). On peut même avoir intérêt avec certains générateurs H.F., à déconnecter l'atténuateur dans la position « Mesures » au cas où son impédance trop faible diminue la tension disponible en *m*.

Enfin, il est évident que nous pouvons envisager la construction d'un appareil uniquement réservé aux mesures sur les circuits H.F. Dans ce cas, l'atténuateur **C** sera supprimé, tandis que **A** sera constitué par un oscillateur H.F. quelconque, couvrant, en plusieurs gammes, les fréquences de 100 kHz à 30 MHz environ. On pourra s'inspirer, par exemple, pour la réalisation de cet oscillateur et de son alimentation, de l'une des multiples descriptions que l'on trouve dans la presse technique.

Le voltmètre à lampe **D** est tout simplement un détecteur diode associé à un microampèremètre de 500 μ A, le tout monté suivant le schéma de la figure 199. L'étalonnage d'un tel voltmètre peut se faire à partir d'une tension alternative à 50 Hz, en remplaçant, pour cette opération, le condensateur C_1 de 500 pF par un condensateur au papier de 1 μ F. Le croquis de la figure 200 nous montre le montage à réaliser pour un tel étalonnage. On utilisera, pour commencer, le secondaire de chauffage 6,3 volts d'un transformateur d'alimentation quelconque et un potentiomètre **P** de 100 à 200 ohms, bobiné et à forte dissipation. Un contrôleur universel mesurera les tensions alternatives successives obtenues par le déplacement du curseur de **P** (0,5 — 1 — 2 — 3, etc. volts) et nous noterons les déviations correspondantes du microampèremètre **M**.

Si la tension de 6,3 volts se révèle insuffisante, il nous suffira de connecter en série, en respectant le sens, c'est-à-dire la phase, le secondaire 6,3 volts et celui de 5 volts (chauffage valve). Le potentiomètre **P** sera branché, évidemment, aux bornes de l'ensemble.

En résumé, le voltmètre électronique **D** devra nous indiquer les tensions H.F. jusqu'à 6-10 volts.

Le voltmètre électronique **E** constitue un appareil de mesure indépendant, mais qui peut être, si on le veut, alimenté par la même source **B**. Il peut être d'un type absolument

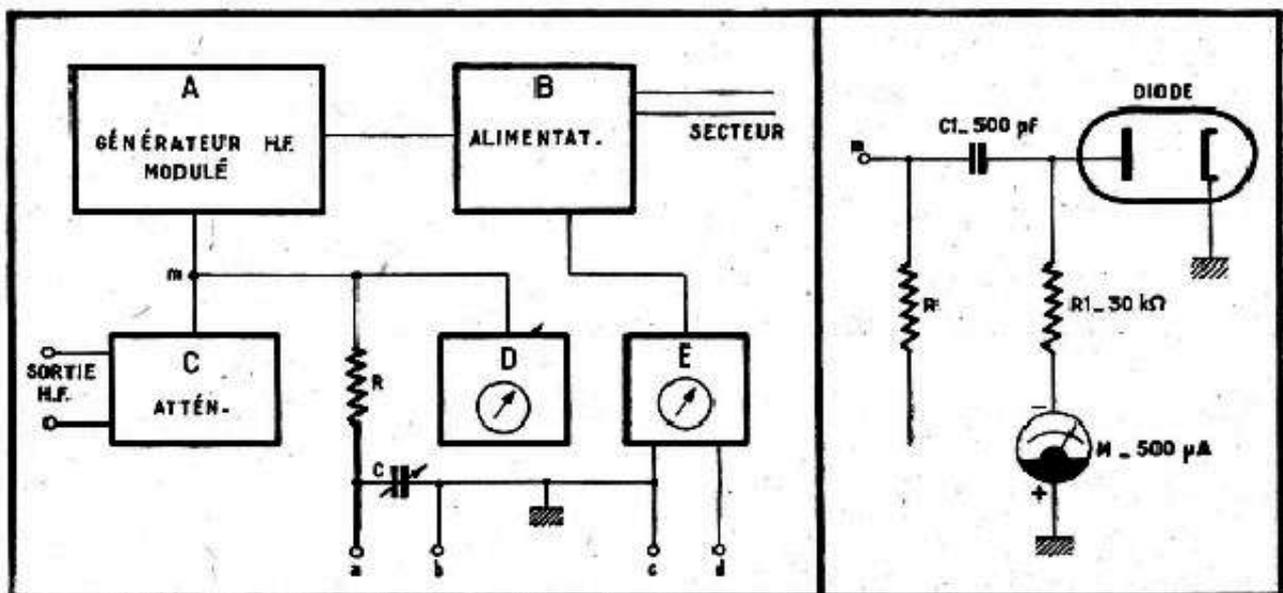


Fig. 198. — Schéma-bloc d'un ensemble de mesures.

Fig. 199. — Mesure d'une tension alternative à l'aide d'une diode.

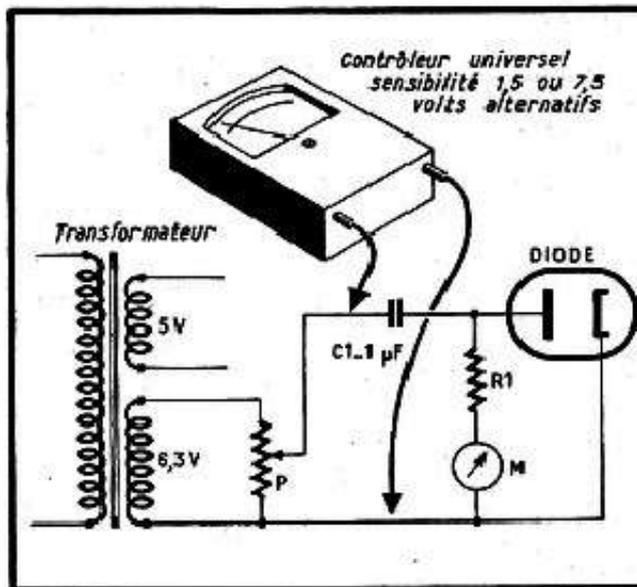


Fig. 200. — Etalonnage d'un voltmètre à diode simple.

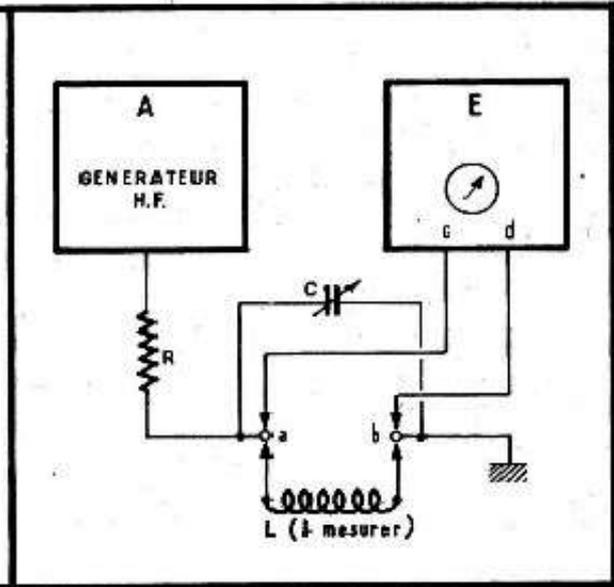


Fig. 201. — Mesure d'une self-induction inconnue.

quelconque, mais devra pouvoir, pour les vérifications qui nous intéressent, mesurer les tensions alternatives H.F. du même ordre de grandeur que le voltmètre D. Nous signalons, en particulier, qu'un voltmètre électronique du genre « Vorad 52 », décrit dans les nos 69 et 70 de *Radio-Constructeur*, convient très bien. Voyons maintenant le détail des différentes mesures.

I. — Mesure des inductances.

Cette mesure se fait par la méthode de résonance. Autrement dit, la bobine à mesurer est connectée aux bornes *a-b* et forme, avec le condensateur variable *C*, un circuit oscillant alimenté en haute fréquence par le générateur *A*. Si ce dernier nous fournit une fréquence connue *f* et que nous utilisons en *C* un condensateur variable dont nous connaissons la courbe, la self-induction *L* de la bobine inconnue (fig. 201) sera donnée par l'une des variantes de la formule de Thomson indiquées plus haut, suivant les unités adoptées pour *f*, *C* et *L*. Le voltmètre électronique *E*, branché aux bornes *a-b* et commuté sur la sensibilité 1 ou 5 volts, nous indiquera le moment de la résonance.

-Pratiquement, on opère de la façon suivante :

On accorde le générateur H.F. (*A*) sur une certaine fréquence, par exemple *f* MHz, choisie de façon que le circuit *L-C* puisse, pour une certaine position de *C*, résonner sur cette fréquence ;

On connecte ensuite, aux bornes *a-b*, le voltmètre électronique *E* et la bobine inconnue *L* ;

On règle le condensateur *C* jusqu'à ce que le voltmètre *E* indique la résonance (l'aiguille passe par un maximum) ;

Si, à ce moment, la capacité de *C* est *C_r* (en pF), la self-induction de la bobine *L* sera, en microhenrys,

$$L = \frac{25\,300}{f^2 C_r}$$

Si l'on se donne la peine, ce qui est facile, de tracer sur le cadran du condensateur *C* plusieurs échelles graduées directement en microhenrys (ou millihenrys), on obtient un « self-mètre » à lecture directe.

2. — Exemples pour la mesure des inductances.

Pour graduer le cadran du condensateur C en microhenrys on peut, tout simplement, faire appel au calcul à condition, nous l'avons dit, que les caractéristiques (courbe et résiduelle) de ce condensateur nous soient connues avec une précision suffisante.

Il est cependant nécessaire, surtout lorsqu'une mesure se fait avec une faible valeur de C, de tenir compte de la capacité d'entrée du voltmètre électronique, capacité qui est généralement de l'ordre de 5 pF, qui vient se mettre en parallèle sur la bobine mesurée.

La capacité répartie de cette dernière peut être négligée en première approximation, puisque, de toute façon, cette capacité est inhérente, à la bobine et se retrouvera, automatiquement, dans tout circuit dont la bobine en question fera partie.

Par conséquent, lorsque C est au minimum, la capacité aux bornes a-b est de l'ordre de 20 pF, si nous prenons un condensateur variable dont la résiduelle est de 15 pF environ, y compris la capacité parasite des connexions. Supposons que le générateur H.F. (A) soit équipé d'un bloc couvrant les gammes suivantes :

- A. — 100 à 300 kHz ;
- B. — 400 à 500 kHz ;
- C. — 500 à 1 500 kHz ;
- D. — 1 500 à 4 500 kHz ;
- E. — 4,5 à 14 MHz ;
- F. — 10 à 33 MHz.

Supposons aussi que le condensateur variable C soit du même type que celui du bloc.

Nous allons voir qu'il est possible, en choisissant convenablement certaines fréquences dans les gammes ci-dessus, de nous contenter d'une seule graduation du condensateur C, graduation qui sera simplement à multiplier par une puissance de 10 suivant de l'ordre de grandeur de la « self » mesurée.

En effet, la formule de Thomson nous montre que L varie comme l'inverse du carré de la fréquence f. En d'autres termes, lorsque f augmente de n fois, L diminue de n^2 fois et inversement ; si L augmente de n fois, f diminue de \sqrt{n} fois et inversement.

Par conséquent, pour que les différentes échelles de L soient entre elles dans le rapport 10, il faut que les fréquences de mesure correspondantes soient dans le rapport $\sqrt{10} = 3,16$, la capacité de mesure restant la même. Si nous prenons dans la gamme A la fréquence $f_1 = 250$ kHz, les autres fréquences de mesure devront être :

$$\begin{aligned} f_2 &= 250 \times 3,16 = 790 \text{ kHz ;} \\ f_3 &= f_2 \times 3,16 = f_1 \times 10 = 2\,500 \text{ kHz ;} \\ f_4 &= f_3 \times 3,16 = 2\,500 \times 3,16 = 7,9 \text{ MHz ;} \\ f_5 &= f_4 \times 3,16 = f_3 \times 10 = 25 \text{ MHz.} \end{aligned}$$

Partant de ces fréquences et en admettant que, pour chacune d'elles, la capacité minimum du circuit de mesure est de 20 pF et la capacité maximum de $490 + 20 = 510$ pF, nous pouvons calculer les limites des cinq gammes de notre « self-mètre », que nous résumons par le tableau ci-après.

Fréquence de mesure	Self-induction mesurée (en μH)	
	Maximum	Minimum
250 kHz	20 250	794
790 kHz	2 025	79,4
2,5 MHz	202,5	7,94
7,9 MHz	20,25	0,794
25 MHz	2,025	0,0794

Nous pouvons alors tracer une échelle unique de valeurs rondes de L , par exemple de 200 à 8 μH , que nous aurons à multiplier ou à diviser par 10 ou par 100 suivant la bobine mesurée.

Pour obtenir les valeurs « rondes » de L , il suffit de calculer, toujours à l'aide de la formule de Thomson, les valeurs de capacités correspondantes et de traduire ensuite ces capacités en degrés du cadran à l'aide de la courbe du condensateur variable utilisé.

Dans notre cas, nous aurons la correspondance suivante (pour $f_2 = 2,5 \text{ MHz}$) :

L (μH)	C (pF)	L (μH)	C (pF)
200	20,25	40	101
180	22,5	35	115,5
160	25,3	30	135
140	29	25	162
120	33,7	20	202
100	40,5	18	225
90	45	16	253
80	50,5	14	290
70	57,9	12	337
60	67,5	10	405
50	81	9	450
45	89,5	8	505

ce qui, pour un C.V. J.D. type 459 (voir le tableau XIX) nous donnera une graduation ayant l'aspect approximatif de la figure 202.

3. — Précautions à prendre. Erreurs à éviter.

Tout d'abord, il est nécessaire que le probe du voltmètre électronique soit branché directement aux bornes $a-b$, afin d'éviter la moindre connexion parasite.

De plus, il est également nécessaire que les connexions entre les bornes $a-b$ et le condensateur variable C soient aussi courtes que possible. Toute connexion d'une certaine longueur introduit, dans le circuit de mesure, non seulement une capacité parasite, mais encore une self-induction indésirable qui peut être facilement de 0,2 à 0,3 μH , et qui introduira, par conséquent, une erreur supplémentaire lorsqu'il s'agira de mesurer des bobines de 2 à 0,5 μH .

Enfin, la bobine à mesurer elle-même, surtout de faible valeur, sera connectée directement aux bornes $a-b$, sans aucune connexion inutile. Cette précaution est moins importante lorsque la « self » mesurée dépasse 100 μH , par exemple.

Lors de la mesure il faut faire très attention pour ne pas résonner sur une harmonique et, par conséquent, se tromper grossièrement dans la valeur de L . En effet, supposons que le générateur H.F. nous fournisse une fréquence $f_1 = 250 \text{ kHz}$. La plupart du temps il nous fournira également les harmoniques de cette fréquence, c'est-à-dire $2 \times 250 = 500 \text{ kHz}$, $3 \times 250 = 750 \text{ kHz}$, $4 \times 250 = 1000 \text{ kHz}$, etc.

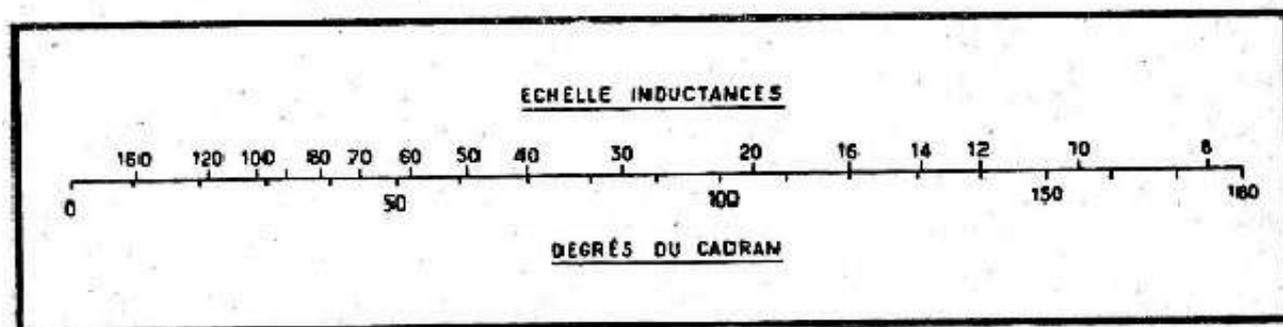


Fig. 202. — Allure approximative d'une échelle des inductances.

La deuxième harmonique (500 kHz) nous donnera la résonance pour les valeurs de L comprises entre 5060 et 260 μH ; la troisième harmonique (750 kHz) pour les valeurs de L comprises entre 2260 et 88,5 μH , etc. Autrement dit, lorsque le condensateur variable C est vers le maximum, nous pourrions avoir une résonance avec des bobines de 800 μH (fondamentale), 260 μH (2^e harmonique) et 88,5 μH (3^e harmonique).

Cependant, si nous connaissons l'ordre de grandeur de la bobine mesurée aucune erreur due aux harmoniques n'est à craindre, car les résonances sur harmoniques se situent suffisamment loin de la résonance principale pour qu'il n'y ait aucune confusion possible. Or, avec un peu d'habitude on arrive très bien à évaluer l'ordre de grandeur d'une « self » uniquement d'après l'aspect de la bobine : ses dimensions, le fil utilisé, le nombre de spires plus ou moins élevé, etc.

De plus, le tableau suivant (XX) nous indique la valeur moyenne de la self-induction des différents enroulements que nous pouvons rencontrer dans un récepteur.

En dehors de cela, lorsque nous devons mesurer une bobine complètement inconnue, dont nous ne pouvons même pas voir l'aspect (à l'intérieur d'un blindage, par exemple), la règle suivante permettra d'éliminer toute erreur due aux harmoniques :

La valeur réelle de la self-induction est donnée par la résonance obtenue pour la fréquence la plus basse et la capacité la plus élevée.

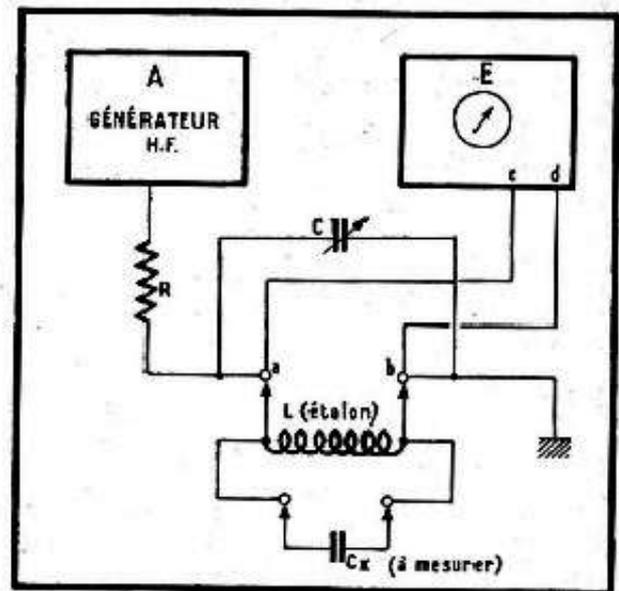
Autrement dit, il faut commencer par $f_1 = 250$ kHz et tourner le condensateur variable C du maximum vers le minimum, c'est-à-dire des valeurs faibles de L vers les valeurs élevées. La première résonance obtenue nous donnera la vraie valeur de L . Si aucune résonance n'est obtenue pour $f_1 = 250$ kHz, passer à $f_2 = 790$ kHz et recommencer dans le même sens.

D'une façon générale, les résultats obtenus sont assez variables suivant le générateur H.F. (A) utilisé et, aussi, suivant la qualité propre de la bobine mesurée. Une bobine à coefficient de surtension élevé donnera une déviation importante et « pointue » du

Tableau XX. — VALEUR MOYENNE DE LA SELF-INDUCTION DES DIFFÉRENTS CIRCUITS.

Circuit	Gamme ou Fréquence	Self-induction (μH)
Primaire d'antenne	O.C. (haute impédance)	3-4
	O.C. (basse impédance)	1,5-2
	P.O. (haute impédance)	2 200
	G.O. (haute impédance)	3 000-3 500
	G.O. (basse impédance)	1 500
Circuit grille d'entrée	O.C.	1,3-2
	P.O.	180-200
	G.O.	2 000-2 200
Circuit plaque amplific. H.F.	Valeurs du même ordre de grandeur que pour le primaire d'antenne	
Secondaire transform. de liaison H.F. Bobinage accordé de l'oscillateur (M.F. = 450 à 480 kHz)	Mêmes valeurs que pour le circuit grille d'entrée	
	O.C.	1-2
	P.O.	90-110
Bobinage accordé de l'oscillateur (M.F. = 110 à 135 kHz)	G.O.	400-450
	O.C.	1-2
	P.O.	160-170
Bobine d'arrêt H.F. dans le circuit plaque de l'oscillateur Bobine M.F.	G.O.	1 600-1 700
	Utilisé surtout dans les récepteurs tous-courants	
	110 kHz	5 000 à 8 000
	135 kHz	10 000
Bobine d'un filtre M.F. pour 455 à 480 kHz	455 kHz	7 000
	480 kHz	600-800
	Valeurs du même ordre de grandeur que pour les bobines M.F. 455-480 kHz	
		550-700

Fig. 203. — Mesure d'une capacité comprise entre 0 et 490 pF environ.



voltmètre; une autre bobine, de même valeur « selfique », mais de qualité inférieure, donnera une déviation plus « molle ».

Enfin, la déviation à la résonance est toujours beaucoup moins importante pour les faibles valeurs de L .

La résistance R (fig. 201), en série avec le circuit de mesure, sera choisie, par expérience, entre 25 000 et 100 000 ohms.

4. — Mesure des capacités de 0 à 490 pF.

Si le cadran du condensateur variable C (fig. 203) est gradué en capacités, ce qui est facile lorsqu'on dispose de la courbe de ce condensateur, et que l'on branche aux bornes $a-b$ une certaine bobine L dont on connaît la self-induction, il est possible de déterminer rapidement la valeur de toute capacité inconnue C_x que l'on branche en parallèle sur la bobine L , à condition que C_x ne dépasse pas la capacité variable utile de C , soit 490 pF.

La marche à suivre est la suivante :

Etablir une bobine L donnant la résonance fondamentale lorsque le condensateur, variable C est à peu près au maximum. Nous pouvons opérer avec n'importe quelle fréquence et choisirons, par exemple, $f_s = 790$ kHz, ce qui entraîne $L = 80$ μ H environ, bobine facile à réaliser.

Brancher L aux bornes $a-b$ et régler C à la résonance. Noter la valeur de C , soit c_1 .

Brancher la capacité à mesurer C_x aux bornes de L . Pour obtenir de nouveau la résonance nous serons obligés de diminuer C . Soit c_2 la nouvelle valeur de C .

La capacité inconnue sera évidemment égale à la différence $c_1 - c_2$.

Mais nous pouvons faire encore mieux, en graduant le cadran de C directement,

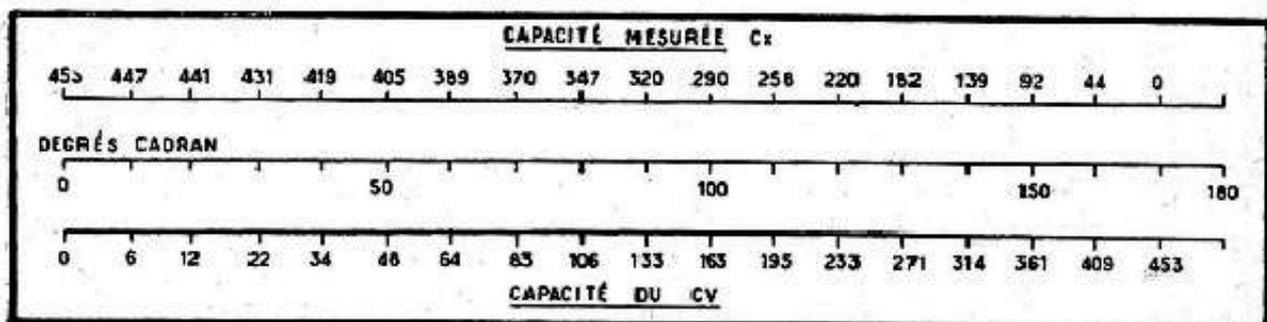


Fig. 204. — Allure approximative d'une échelle des capacités.

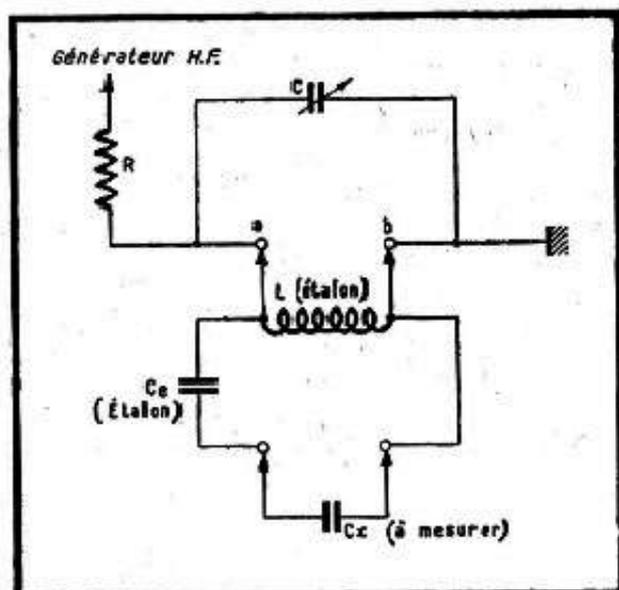


Fig. 205. — Mesure d'une capacité supérieure à 400 pF.

en différences, le point zéro étant celui de la résonance de la bobine L. La figure 204 nous montre un exemple d'une telle graduation : capacité de C en bas, différences (capacité C_x) en haut. Il suffit alors de brancher le condensateur C_x et de chercher la résonance avec C ; l'échelle supérieure de la figure 204 nous indiquera directement la valeur de C_x .

5. — Mesure des capacités supérieures à 490 pF.

Au lieu de brancher la capacité inconnue C_x directement aux bornes de la bobine-étalon L, on la connecte en série avec une capacité-étalon C_0 de 500 pF, par exemple (fig. 205).

Le cadran du condensateur variable (échelle des capacités) nous indiquera la capacité résultante, c'est-à-dire

$$C_r = \frac{C_0 \cdot C_x}{C_0 + C_x},$$

relation qui nous permet de déduire C_x et de graduer, d'avance, le cadran du condensateur variable.

Le tableau XXI nous donne la valeur de la capacité résultante, en fonction de la capacité inconnue C_x , pour trois valeurs différentes du condensateur-étalon : 400, 450 et 500 pF.

La figure 206 nous montre les échelles obtenues dans les trois cas ci-dessus et nous

Tableau XXI. — CAPACITÉ RÉSUULTANTE EN FONCTION DE LA CAPACITÉ INCONNUE.

C_x (en pF)	C_r (en pF) pour :			C_x (en pF)	C_r (en pF) pour :		
	$C_0 =$ 400 pF	$C_0 =$ 450 pF	$C_0 =$ 500 pF		$C_0 =$ 400 pF	$C_0 =$ 450 pF	$C_0 =$ 500 pF
100	80	82	83,5	600	240	257	273
120	92,5	95	97	700	254	274	292
140	104	107	109	800	267	288	308
160	114	118	121	900	277	300	321
200	133	138,5	143	1 000	286	310	334
250	154	161	167	1 500	316	346	375
300	172	180	188	2 000	333	368	400
350	187	197	206	3 000	353	392	429
400	200	212	222	4 000	364	405	445
450	212	225	237	5 000	370	412	455
500	222	237	250	10 000	385	430	476

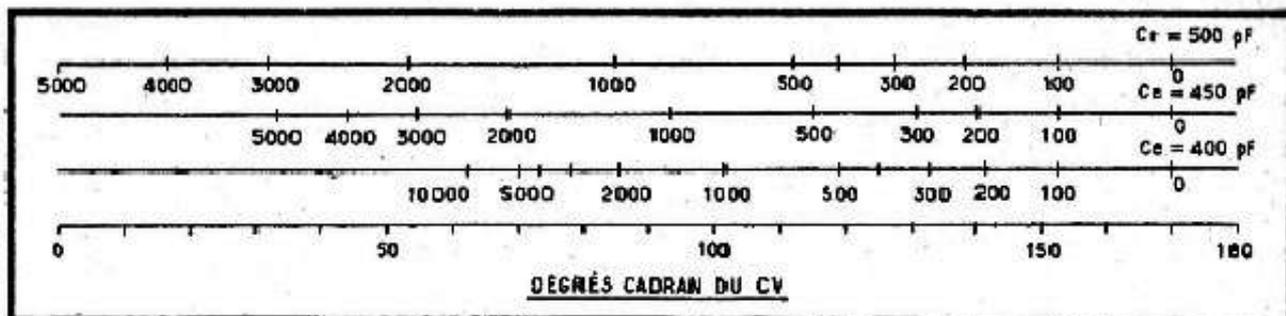


Fig. 206. — Allure approximative des échelles pour la mesure des capacités supérieures à 490 pF.

voyons que pour $C_e = 500$ pF nous avons le plus d'étalement dans la portion qui nous intéresse, c'est-à-dire entre 500 et 10 000 pF.

Il est à remarquer que si nous nous contentons de la valeur maximum inférieure à 10 000 pF (par exemple, 2000 pF), nous pouvons obtenir une échelle encore plus étalée, en prenant $C_e = 600$ pF. Dans ces conditions pour $C_x = 400$ pF nous aurons $C_r = 240$ pF et pour $C_x = 2000$ pF, $C_r = 462$ pF.

6. — Mesure des impédances à la résonance.

Nous avons vu, à propos des amplificateurs B.F. en tension, que le gain d'un étage dépendait directement de la valeur de la résistance de charge R_a placée dans le circuit anodique de la lampe (fig. 207) : si une certaine valeur du gain est obtenue pour $R_a = 100\,000$ ohms, par exemple, cette valeur sera nettement inférieure pour $R_a = 10\,000$ ohms.

Il en est de même pour les amplificateurs H.F. ou M.F. avec cette différence que la charge d'anode est presque toujours constituée par l'impédance à la résonance d'un circuit oscillant parallèle (fig. 208) ou par l'impédance équivalente d'un transformateur, proportionnelle à celle des circuits constituants.

Or, l'impédance à la résonance des circuits tels que L-C des figures 208 et 209a ou C_1-L_1 et C_2-L_2 de la figure 209b est directement proportionnelle au coefficient de sur-tension Q de la bobine, c'est-à-dire à sa qualité.

Si pour une raison ou pour une autre cette qualité diminue (humidité, influences chimiques diverses, etc.) l'impédance diminue également, d'où amplification moindre et, par conséquent, manque de sensibilité.

Il peut donc être intéressant et utile de pouvoir apprécier rapidement l'ordre de grandeur d'une impédance à la résonance et de juger, d'après la valeur obtenue, si l'étage amplificateur correspondant fonctionne correctement.

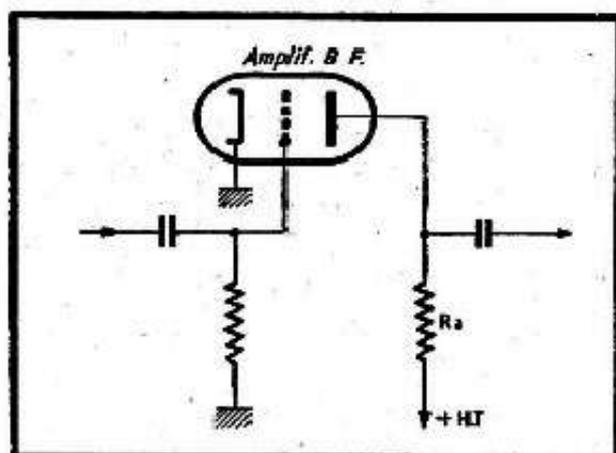


Fig. 207. — Un étage amplificateur B.F.

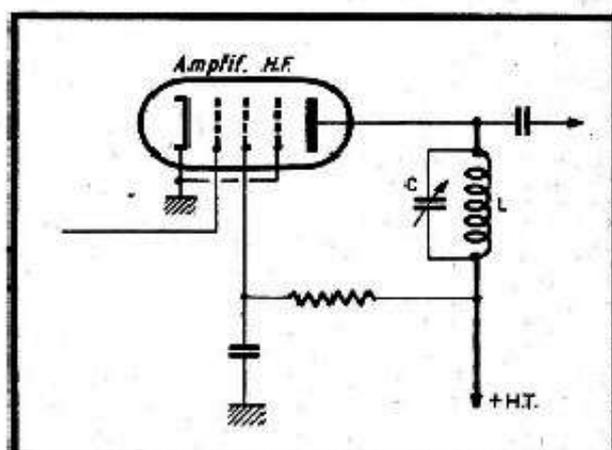


Fig. 208. — Un étage amplificateur H.F.

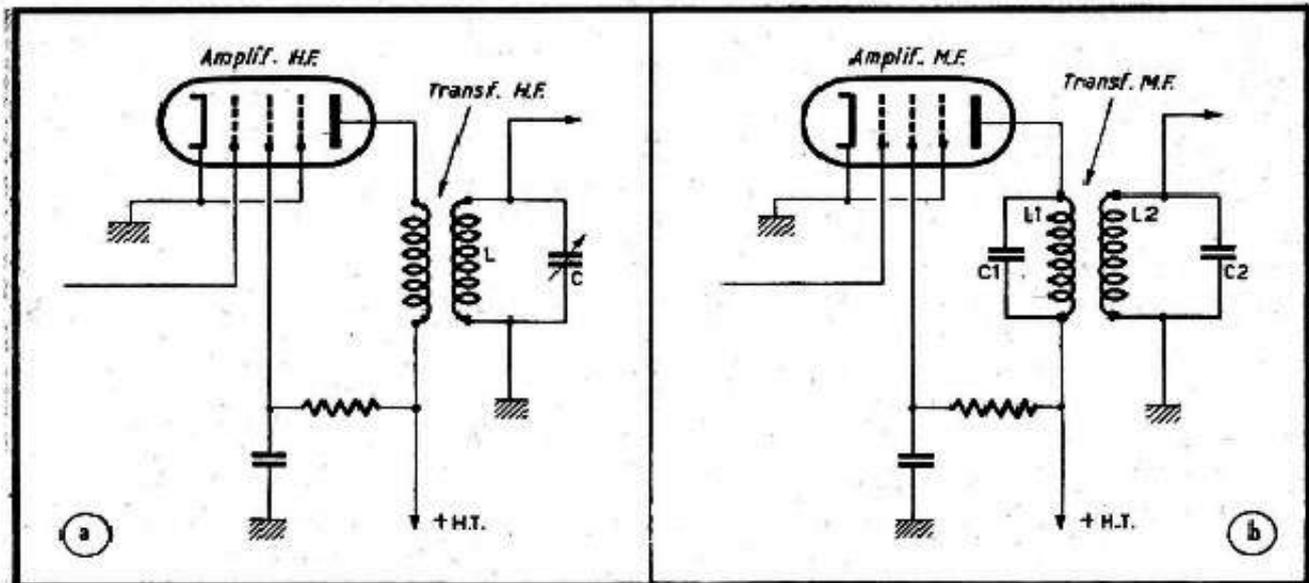


Fig. 209. — La liaison entre étages H.F. ou M.F. se fait le plus souvent par transformateur à secondaire accordé (a) ou par transformateur à deux circuits accordés (b).

L'impédance à la résonance Z d'un circuit parallèle s'exprime, très simplement, en fonction de la self-induction L de sa bobine, de la fréquence f de résonance et du coefficient de surtension Q

$$Z = 2\pi f L Q = 6,28 f L Q.$$

Le coefficient de surtension Q peut être considéré très bon entre 150 et 250, bon entre 100 et 150, moyen entre 80 et 100 et médiocre lorsqu'il est inférieur à 80.

Cela nous amène aux valeurs de Z que nous résumons dans le tableau suivant (XXII) pour un certain nombre de valeurs courantes de L . La valeur de Z est, bien entendu, exprimée en ohms.

A noter que dans le cas particulier d'un transformateur M.F. (fig. 209 b) l'impédance équivalente est très sensiblement égale à la moitié de l'impédance de l'un des circuits.

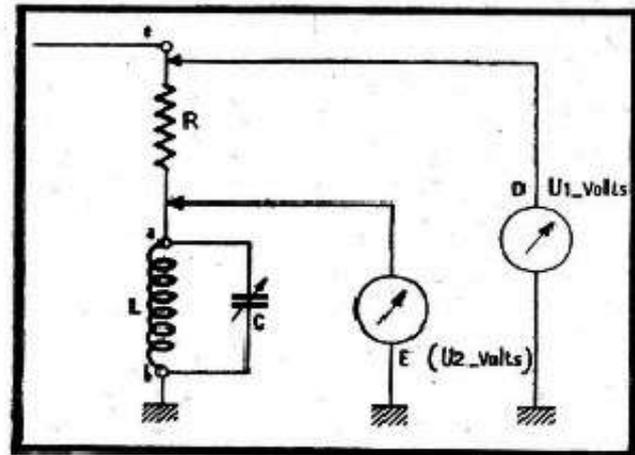
La mesure de l'impédance à la résonance peut se faire en disposant en série avec le circuit à mesurer L-C une résistance connue R et en mesurant, simultanément, la tension H.F. aux bornes du circuit total (e et b) et aux bornes du circuit examiné (a et b) (fig. 210). Dans ces conditions le rapport des tensions indiquées par les voltmètres électroniques D et E nous permet de déterminer l'impédance du circuit L-C.

Cependant, comme nous avons affaire à un circuit réactif L-C en série avec une résistance pure R , le diviseur de tension ainsi formé doit être traité « vectoriellement », ce qui complique le calcul de l'impédance.

Tableau XXII. — IMPÉDANCE A LA RÉSONANCE SUIVANT LA QUALITÉ DU CIRCUIT.

L (en μH)	f (en MHz)	Impédance à la résonance Z (en ohms) pour $Q =$			
		50	100	150	200
1	10	3 140	6 280	9 420	12 560
5	6	9 400	18 800	28 200	37 600
100	1	31 400	62 800	94 200	125 600
200	1	62 800	125 600	188 400	251 200
650	0,45	91 000	182 000	273 000	364 000
2 000	0,2	125 000	250 000	375 000	500 000

Fig. 210. — Schéma de principe pour la mesure d'une impédance en H.F.



Pour simplifier les choses nous allons rendre la résistance R variable et la régler, au moment de la mesure, de façon que le rapport U_1/U_2 soit toujours égal à 2 ($U_1 = 2U_2$), c'est-à-dire de façon que le voltmètre E indique la moitié de la tension lue sur le voltmètre D .

Dans ce cas particulier nous obtenons une relation très simple

$$Z = R$$

et nous avons l'avantage de pouvoir graduer le cadran du potentiomètre R directement en valeurs de Z .

Etant donné que les impédances mesurées peuvent varier dans de très larges limites, par exemple entre 1000 et 500 000 ohms, un seul potentiomètre ne nous donnera pas d'indications suffisamment précises. On peut alors combiner un dispositif en s'inspirant du schéma de la figure 211, où l'on voit un potentiomètre R , de 50 000 ohms, par exemple, monté en série avec un commutateur S qui permet d'ajouter en série successivement quatre résistances de 50 000 ohms chacune (R_1, R_2, R_3, R_4). Nous pourrions donc mesurer des impédances jusqu'à $5 \times 50\,000 = 250\,000$ ohms, ce qui est largement suffisant dans la pratique.

Le potentiomètre R sera, de préférence, linéaire, de façon que sa graduation en valeurs de résistance soit aisée et régulière.

7. — Mode opératoire. Précautions à prendre.

Lorsque nous avons à mesurer l'impédance d'un circuit, en particulier celle d'un circuit M.F., nous devons opérer à sa fréquence de travail, c'est-à-dire à la fréquence exacte pour laquelle le transformateur M.F. donné est prévu.

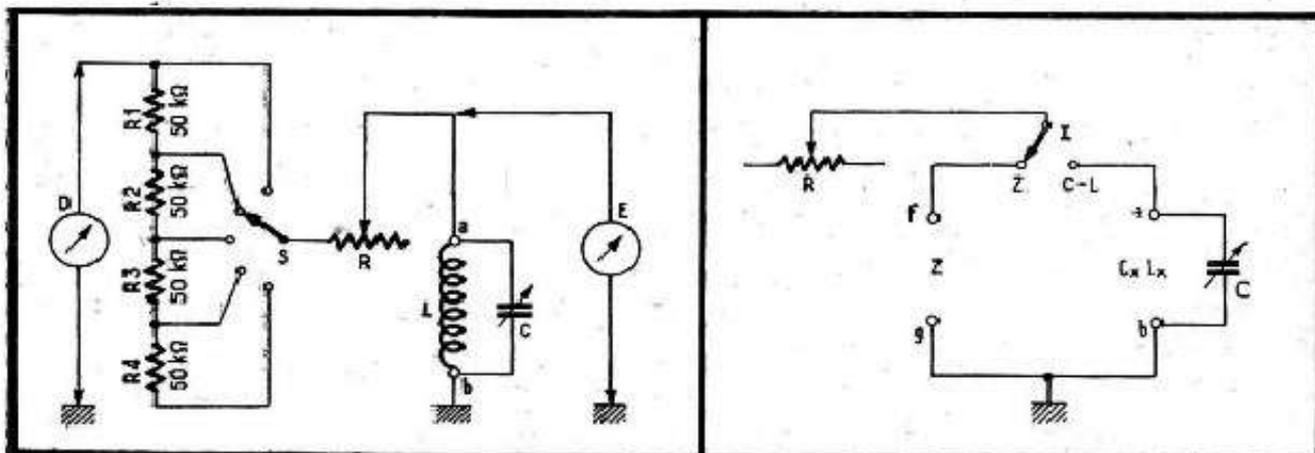


Fig. 211. — Diviseur de tension permettant une lecture plus précise de la valeur de l'impédance.

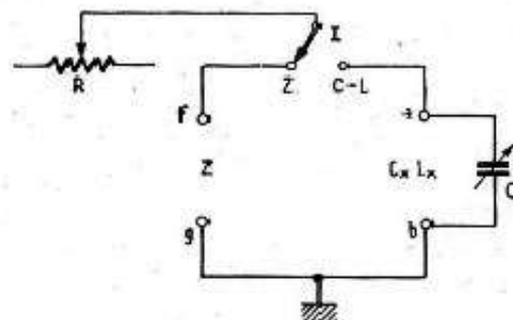


Fig. 212. — Commutateur pour les bornes de mesure de Z (impédance) et C_x - L_x (capacités et inductances).

De plus, nous devons nous placer aussi exactement que possible dans les conditions d'utilisation, c'est-à-dire effectuer la mesure non pas sur une bobine isolée, mais sur le transformateur entier, fixé dans son blindage.

Il ne faut pas oublier que la surtension d'un circuit dépend non seulement de la bobine elle-même et du condensateur qui la shunte, mais d'une multitude d'éléments qui l'entourent : isolant auquel aboutissent les extrémités du circuit, masses métalliques voisines, etc.

En particulier, il est beaucoup plus fréquent de trouver un circuit mauvais à cause du condensateur (fixe ou ajustable) qui le shunte qu'à cause de la bobine.

Tout cela nous oblige à modifier notre façon d'opérer et, en particulier, à supprimer le condensateur variable C . De plus, la fréquence de mesure sera choisie en tenant compte de celle du circuit.

On peut, par exemple, réaliser un montage conforme au schéma de la figure 212 où un inverseur I , à deux positions, permet de mettre en circuit soit les bornes $a-b$, avec un condensateur C en parallèle pour la mesure des capacités et des self-inductions, soit les bornes $f-g$, sans condensateur, pour la mesure des impédances.

Disons enfin que la précision dans la mesure des impédances n'a qu'une importance relative et qu'il est simplement intéressant de constater une valeur anormalement basse. En effet, si par suite d'influences diverses la surtension d'un circuit baisse de 30 %, c'est-à-dire passe de 150 à 100, par exemple, il est à peu près certain que ni l'utilisateur ni le dépanneur éventuel ne trouveront rien d'anormal dans la sensibilité du récepteur correspondant.

Il faut une diminution beaucoup plus importante du coefficient de surtension c'est-à-dire de l'impédance, pour provoquer une déficience nettement caractérisée.



MESURES COMBINÉES DE CAPACITÉS, DE SELF-INDUCTIONS, DE FRÉQUENCES DE RÉSONANCE ET DE CAPACITÉS RÉPARTIES

Un appareil pour la mesure des capacités, self-inductions et fréquences de résonance

Le schéma de la figure 213 représente un appareil très simple que l'on peut réaliser séparément et qui permet la mesure rapide des grandeurs suivantes :

Self-inductions : 1 μH à 25 mH environ ;

Capacités : 1 pF à 5 000 pF ;

Fréquences de résonance : 100 kHz à 30 MHz.

L'appareil comprend une penthode oscillatrice H.F. (V_1) associée à un bloc pour générateur H.F. dont nous avons parlé plus haut. Pour simplifier le dessin, la commutation de ce bloc n'a pas été représentée. Quant au tube V_1 nous pouvons le choisir parmi les types suivants :

6BA6, 6AU6, EF41, EF 80, EF40, etc.

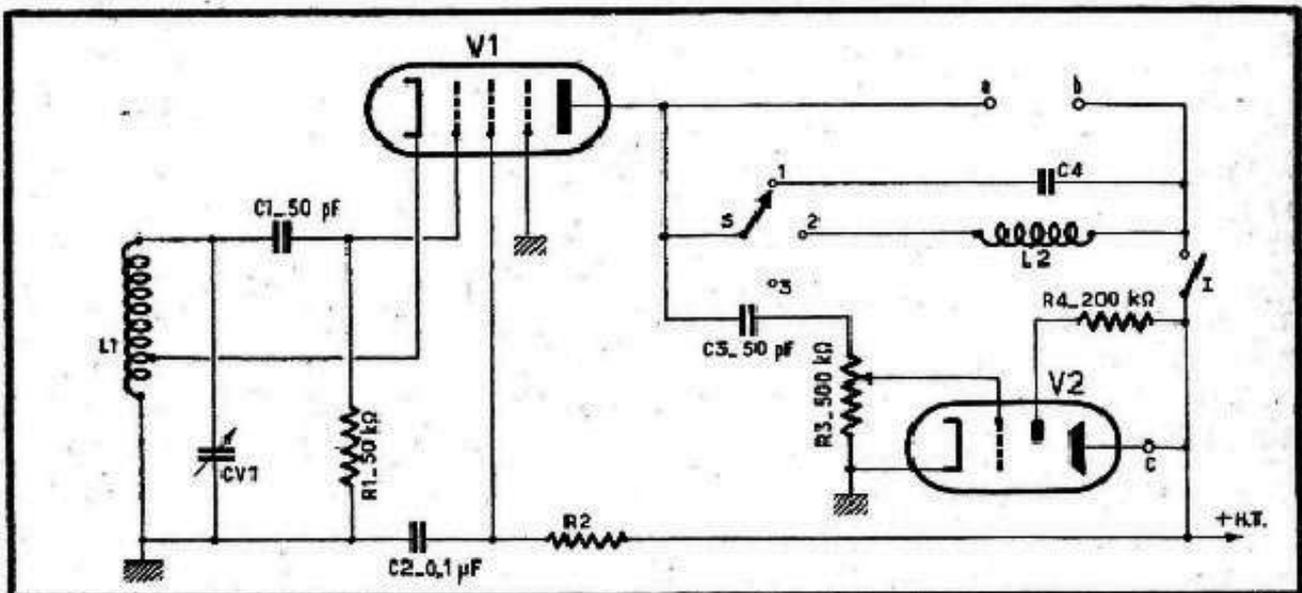


Fig. 213. — Schéma d'un appareil pour la mesure des capacités, des self-inductions et des fréquences de résonance.

L'oscillateur H.F. fonctionne en « ECO » et dans son circuit anodique se trouvent disposées les bornes *a* et *b* auxquelles on connecte l'élément à mesurer.

Un commutateur à trois positions (S) permet soit de laisser ces bornes libres (position 3), soit de brancher en parallèle une inductance-étalon (L_2) ou une capacité-étalon (C_4).

Dans tous les cas un circuit oscillant parallèle se trouve formé dans le circuit anodique de la lampe et il est clair que si la fréquence émise par l'oscillateur L_1 -CV1 est la même que celle de résonance de ce circuit, la tension H.F. disponible sur l'anode de V_1 sera maximum.

En envoyant cette tension H.F. sur la grille d'un « œil magique » (V_2), à travers un condensateur C_3 de 50 pF, nous la détectons « par la grille » et provoquons l'apparition d'une tension négative plus élevée sur cette grille. L'œil magique se fermera donc davantage lorsque la résonance sera obtenue et nous indiquera, par le cadran du CV1 la fréquence f correspondante.

La résistance de fuite R_3 est constituée par un potentiomètre, ce qui nous permet d'ajuster au mieux la déviation de l'œil magique et éviter le croisement des secteurs, ce qui nuit à la précision.

L'alimentation de l'ensemble peut être constituée par un petit transformateur, donnant quelque 110-120 volts au secondaire H.T., un redresseur sec (ou une valve) et un filtre très simple comprenant une résistance de 3000 ohms et deux condensateurs électrochimiques de 50 μ F (isolement 150 V).

L'écran de la lampe oscillatrice V_1 sera alimenté directement en haute tension si cette dernière ne dépasse pas 90-100 volts. Par conséquent, les éléments R_2 et C_2 seront supprimés. Si la haute tension est de l'ordre de 250 volts, la résistance R_2 sera ajustée de façon que la tension à l'écran ne dépasse pas 100 volts.

A noter que si le redresseur ne donne que 110-120 volts avant filtrage, il est préférable de connecter l'écran (c) de l'œil magique à l'entrée du filtre, afin de lui appliquer le maximum de tension et d'obtenir une luminosité suffisante.

Enfin, pour éviter tout contact désagréable avec la haute tension lorsqu'on branche l'élément à mesurer aux bornes *a* et *b*, il a été prévu un interrupteur (I) permettant de couper le circuit anodique de la lampe pendant les manipulations.

1. — Mesure des inductances.

Cette mesure se fait sur la position (1) du commutateur S, en connectant, par conséquent, la bobine inconnue L_x aux bornes de la capacité-étalon C_4 .

Le branchement étant effectué, on cherche, sur le cadran du condensateur CV1, la fréquence maximum f qui nous donne la résonance (fermeture de l'œil magique). Par conséquent, on opère en commençant par les fréquences les plus élevées de l'oscillateur et on tourne, pour chaque gamme, le condensateur variable CV1 du minimum vers le maximum.

Cette précaution est nécessaire pour éviter des erreurs dues aux résonances parasites sur harmoniques, mais il est à noter que, le plus souvent, ces résonances parasites sont nettement moins marquées que la résonance principale.

La fréquence de résonance principale f étant connue, on détermine L_x par la relation classique

$$L_x = \frac{25\,300}{f^2 \cdot C_4}$$

Il est dès lors possible de porter sur le cadran du CV1 un certain nombre d'échelles donnant directement la valeur de L_x .

2. — Choix et constitution de la capacité-étalon.

La précision dans la mesure des inductances dépend, bien entendu, de la précision de l'étalonnage de l'oscillateur L_1 -CVI, mais aussi de la précision de la capacité-étalon C_4 .

Or, cette dernière est constituée non seulement par le condensateur C_4 lui-même, mais aussi par la capacité parasite totale du circuit anodique de la lampe V_1 : capacité de sortie de la lampe, capacité de câblage, capacité due au commutateur S , capacité du potentiomètre R_3 (en série avec C_3).

La somme de ces capacités parasites est de l'ordre de 35 pF, mais il est évident que nous avons tout intérêt à la connaître avec le maximum de précision. Pour y parvenir nous procéderons de la façon suivante :

a. — Mettre le commutateur S sur la position (3) et connecter aux bornes a - b une bobine O.C. quelconque, par exemple une bobine d'accord O.C. récupérée sur un bloc hors d'usage. A défaut, enrouler quelque 13 spires espacées en fil émaillé de 6/10 à 8/10, sur un diamètre de 12 mm (fig. 214), de manière que la longueur totale l occupée par les spires soit sensiblement de 15 mm. Une telle bobine, connectée aux bornes a - b , constituera, avec la capacité parasite C_0 aux bornes, un circuit dont la fréquence propre de résonance se situera entre 20 et 25 MHz (fig. 215).

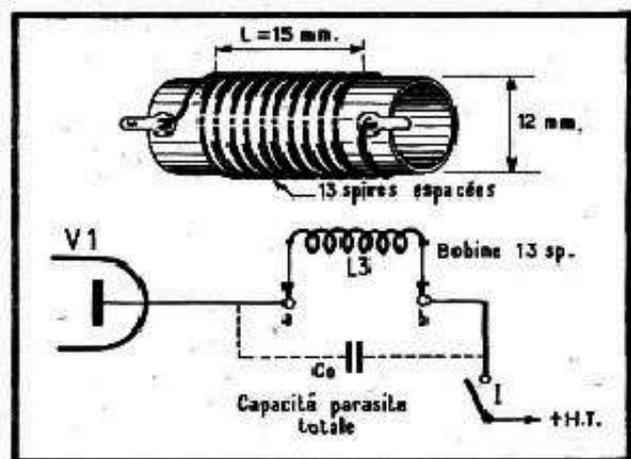


Fig. 214 (en haut). — Constitution de la bobine L_3 .

Fig. 215 (en bas). — Ce montage permet de déterminer C_0 .

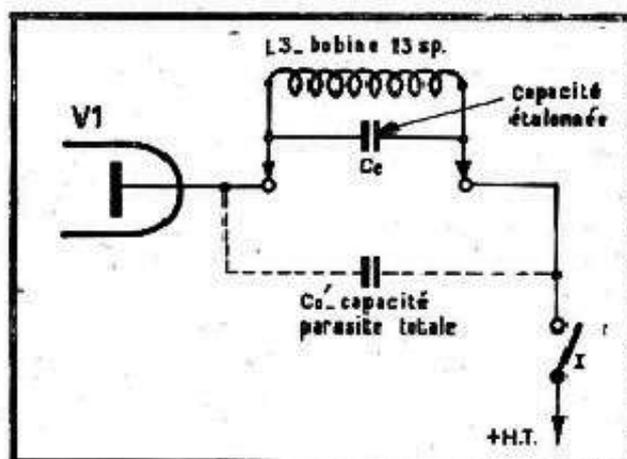


Fig. 216. — Deuxième mesure pour déterminer C_0 .

b. — Rechercher la fréquence de résonance du circuit de la figure 215 et la noter. Soit f_1 cette fréquence.

c. — Sans rien modifier au montage de la figure 215, brancher aux bornes de la bobine L_3 une capacité C_0 dont on connaît la valeur avec le maximum de précision. Par exemple, un condensateur au mica ou « céramique » étalonné à ± 1 %, de 25 à 100 pF. Soit C_0 la valeur de ce condensateur (fig. 216).

d. — Rechercher la nouvelle fréquence de résonance du circuit de la figure 216 et la noter. Soit f_2 cette fréquence.

e. — Faire le rapport des fréquences de résonance f_1/f_2 et élever au carré. Soit n la valeur obtenue

$$n = \left(\frac{f_1}{f_2} \right)^2.$$

f. — Calculer la capacité parasite totale par la relation

$$C_0 = \frac{C_0}{n - 1}.$$

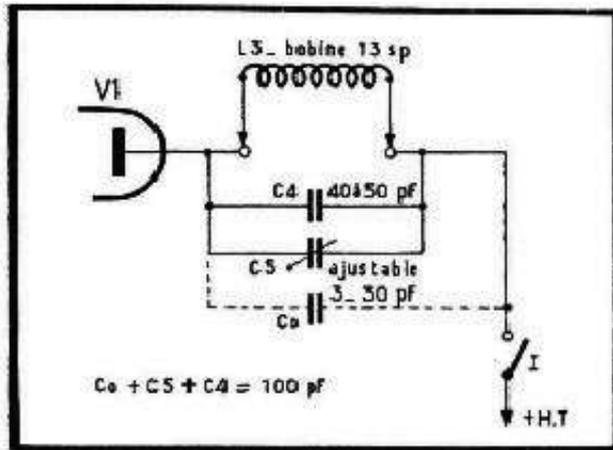


Fig. 217. — Façon pratique de constituer la capacité de 100 pF.

Soit, par exemple, $f_1 = 22,5$ MHz et $f_2 = 12$ MHz. Nous avons donc $f_1/f_2 = 1,875$ et $n = 3,5$ très sensiblement. C_0 étant de 100 pF, nous avons

$$C_0 = \frac{100}{n - 1} = \frac{100}{2,5} = 40 \text{ pF.}$$

La valeur de la capacité parasite C_0 étant trouvée, nous constituons C_4 de façon que $C_0 + C_4 = 100$ pF. Autrement dit, si $C_0 = 40$ pF, nous ferons $C_4 = 60$ pF, capacité que nous pourrions former d'un condensateur fixe (au mica ou « céramique ») de 40 à 50 pF et d'un ajustable à air de 30 pF que nous réglerons en conséquence.

Ce réglage se fera à l'aide de la même bobine qui nous a servi pour déterminer la capacité parasite C_0 . En effet, puisque la bobine L_2 nous donne une fréquence de résonance $f_2 = 12$ MHz avec $C_0 + C_0 = 140$ pF à ses bornes, elle nous donnera une fréquence f_3 avec 100 pF telle que

$$\frac{f_3}{f_2} = \sqrt{\frac{140}{100}} = \frac{11,82}{10} = 1,182,$$

c'est-à-dire

$$f_3 = 12 \times 1,182 = 14,3 \text{ MHz.}$$

Nous réglons donc l'oscillateur L_1 -CV1 sur cette fréquence et recherchons la résonance par la manœuvre de l'ajustable C_5 (fig. 217).

3. — Limites de mesure des inductances.

Le tableau XXIII nous donne la fréquence de résonance que l'on obtient avec différentes valeurs de L_x et une capacité de 100 pF à ses bornes. La valeur réelle de L_x est évidemment légèrement inférieure, car nous ne tenons pas compte de la capacité répartie de la bobine mesurée, capacité qui devient non négligeable par rapport à 100 pF lorsqu'il s'agit de bobines dépassant 50 à 100 μH . Mais de toute façon la valeur de L_x ainsi obtenue suffit largement pour les besoins de la pratique courante, d'autant plus que nous pouvons toujours, si nous le voulons absolument, apprécier l'ordre de grandeur de la capacité répartie par des mesures indirectes, comme nous le verrons plus loin.

Si l'on veut mesurer des inductances comprises entre 2 800 μH et 1 580 μH (fréquences de résonance entre 300 et 400 kHz), on procédera par harmoniques.

En effet, un circuit constitué par une bobine de 2 000 μH et une capacité de 100 pF en parallèle donnera une fréquence de résonance de 356 kHz (0,356 MHz) très sensiblement. Mais le même circuit sera « impressionné » également par la deuxième harmonique de la fréquence moitié, soit 178 kHz, et par la troisième harmonique de la fréquence « tiers », soit 119 kHz environ, et donnera des points de résonance à ces fréquences.

Aucune erreur n'est possible du fait de l'existence de ces deux points de résonance car si la bobine inconnue correspondait à une résonance fondamentale de 178 kHz, elle

Tableau XXIII. — FRÉQUENCE DE RÉSONANCE D'UNE BOBINE L, AVEC UNE CAPACITÉ DE 100 pF EN PARALLÈLE.

L_x (μH)	f (MHz)	L_x (μH)	f (MHz)	L_x (μH)	f (MHz)
20 900	0,110	450	0,750	15,8	4,000
17 500	0,120	395	0,800	12,5	4,500
15 000	0,130	350	0,850	10	5,000
12 900	0,140	312	0,900	8,35	5,500
11 250	0,150	280	0,950	7	6,000
9 900	0,160	253	1,000	6	6,500
8 750	0,170	210	1,100	5,2	7,000
7 800	0,180	175	1,200	4,5	7,500
7 050	0,190	150	1,300	3,95	8,000
6 300	0,200	129	1,400	3,5	8,500
5 750	0,210	112	1,500	3,12	9,000
5 200	0,220	100	1,600	2,8	9,500
4 760	0,230	87	1,700	2,53	10,000
4 400	0,240	78	1,800	2,1	11,000
4 050	0,250	70	1,900	1,75	12,000
3 750	0,260	63	2,000	1,50	13,000
3 470	0,270	57	2,100	1,29	14,000
3 250	0,280	52	2,200	1,12	15,000
3 000	0,290	47,6	2,300	1	16,000
2 800	0,300	44	2,400		
1 580	0,400	40,5	2,500		
1 250	0,450	37,5	2,600		
1 000	0,500	34,7	2,700		
835	0,550	32,5	2,800		
700	0,600	30	2,900		
600	0,650	28	3,000		
520	0,700	20,8	3,500		

Mesures incertaines
au-delà
de cette limite

serait de 7 800 μH environ et ne donnerait pas lieu à une deuxième résonance sur 119 kHz. Le tableau XXIV indique les deux fréquences de résonance (f_2 : deuxième harmonique ; f_3 : troisième harmonique) pour les bobines dont la self-induction se situe entre 2800 et 1580 μH .

Pour lire les valeurs des inductances on peut se reporter aux tableaux ci-dessus ou encore graduer le cadran du CVI directement en valeurs de L_x . C'est uniquement une question de goût.

4. — Mesure des capacités.

Cette mesure se fait sur la position (2) du commutateur S, en connectant, par conséquent, la capacité C_x aux bornes de la bobine-étalon L_2 .

Tableau XXIV. — FRÉQUENCES DE RÉSONANCE SUR HARMONIQUES.

L_x (μH)	f_1 (kHz)	f_2 (kHz)
2 800	150	100
2 640	155	103,3
2 480	160	106,5
2 320	165	110
2 180	170	113,3
2 080	175	116,5
1 950	180	120
1 850	185	123,3
1 760	190	126,5
1 660	195	130
1 580	200	133,3

La capacité parasite C_0 , que nous avons déterminée précédemment, se trouve en parallèle sur L_2 et définit la fréquence maximum du circuit ainsi constitué, les bornes $a-b$ étant libres.

Il est commode de choisir L_2 de façon que la fréquence maximum à circuit ouvert corresponde à la fréquence supérieure extrême de l'une des gammes du bloc, par exemple 1 500 kHz. Par ailleurs, il est intéressant d'avoir une bobine-étalon (L_2) à self-induction relativement faible, afin que sa capacité répartie, s'ajoutant à C_0 , n'empêche pas la mesure des capacités faibles. Ces conditions étant remplies, le point « zéro » de l'échelle des capacités sera constitué évidemment par la fréquence de résonance du circuit L_2-C_0 seul. Si nous branchons une capacité inconnue C_x aux bornes $a-b$, la fréquence de résonance diminue et nous la retrouvons en augmentant la capacité du CV1.

Si nous connaissons la valeur de L_2 , celle de la capacité inconnue sera évidemment donnée par la relation

$$C_0 + C_x = \frac{25\,300}{f^2 L_2}.$$

Il est dès lors possible de porter sur le cadran du CV1 un certain nombre d'échelles donnant directement la valeur de C_x .

5. — Choix et constitution de la bobine étalon.

En se basant sur la fréquence propre du circuit L_2-C_0 telle que $f_0 = 1\,500$ kHz et en tenant compte de la valeur $C_0 = 40$ pF, par exemple, nous trouvons

$$L_2 = \frac{25\,300}{2,25 \cdot 40} = 281 \mu\text{H}.$$

La valeur exacte de L_2 nous importe peu, à vrai dire, le point essentiel étant la capacité réelle à ses bornes. C'est pourquoi, il est bon de déterminer la valeur de C_0 avec le maximum de soin et d'y ajouter la capacité répartie de L_2 , que nous pouvons fixer à 4 pF, chiffre correspondant d'assez près à la réalité.

En ce qui concerne la réalisation matérielle de la bobine L_2 , nous nous inspirerons du croquis de la figure 218, en bobinant environ 130-150 spires en fil de 20/100, deux couches de soie ou émail-soie, entre deux joues en carton écartées de 4 mm et fixées sur un tube en carton bakérisé de 12 mm de diamètre extérieur. Le bobinage se fera « en vrac », en croisant le fil le plus possible, pour imiter le « nid d'abeilles ».

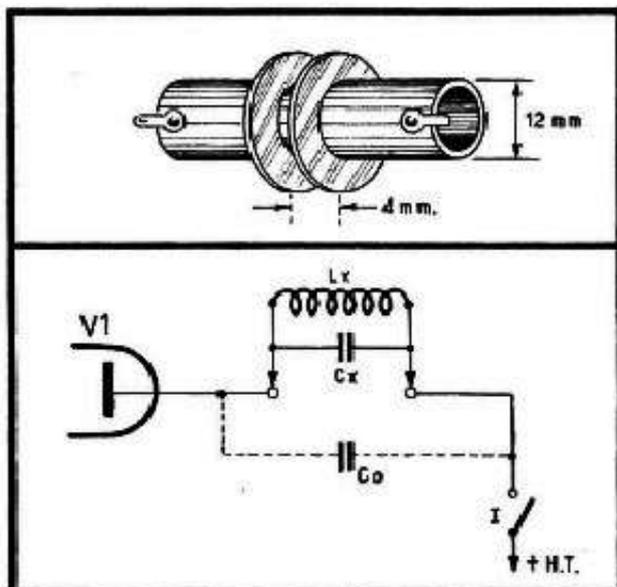


Fig. 218. — Support pour la bobine de 281 μH .

Fig. 219. — Mesure de la fréquence propre d'un circuit parallèle.

Tableau XXV. — FRÉQUENCES DE RÉSONANCE CORRESPONDANT A CERTAINES VALEURS DE CAPACITÉ.

C_x (pF)	f_x (kHz)	C_x (pF)	f_x (kHz)	C_x (pF)	f_x (kHz)
1	1 485	120	768	4 000	157
2	1 465	140	734	5 000	140
5	1 425	160	696	6 000	128
10	1 350	180	666	7 000	118,5
20	1 245	200	636	8 000	111
30	1 157	250	581	9 000	105
40	1 085	300	536	10 000	100
50	1 052	350	500		
60	975	400	474	Aucune lecture précise ou-delà de cette limite	
70	934	500	427		
80	894	1 500	253		
90	858	2 000	220		
100	830	3 000	180		

On enlèvera ensuite les spires de façon à obtenir une résonance sur 1 500 kHz exactement. Au cas où nous pouvons réaliser le bobinage sur un noyau magnétique, le nombre de spires sera évidemment moindre et nous aurons, de plus, la facilité d'ajuster la self-induction par le déplacement du noyau.

6. — Limites de mesure des capacités.

La capacité totale aux bornes de L_2 étant, dans notre cas, de 44 pF, compte tenu de la capacité répartie de la bobine, la fréquence de résonance variera comme l'inverse de la racine carrée du rapport des capacités lorsqu'une capacité inconnue C_x sera connectée aux bornes $a-b$.

En d'autres termes, si cette capacité inconnue est de 6 pF, par exemple, nous aurons, au total, $44 + 6 = 50$ pF aux bornes de L_2 , et, par conséquent, la relation

$$\sqrt{\frac{50}{44}} = \frac{f_0}{f_x},$$

f_x étant la fréquence de résonance correspondant à $C_x = 6$ pF.

Partant de cette relation, où $f_0 = 1500$ kHz, nous pouvons établir une correspondance entre les fréquences de résonance et la capacité inconnue, correspondance que nous résumons par le tableau XXV.

On voit qu'il est nécessaire, pour les capacités supérieures à 1500 pF, de passer sur la gamme 100-300 kHz du bloc, et pour les capacités comprises entre 350 et 500 pF sur la gamme B (400-500 kHz). Par ailleurs, ce bloc ne donnant pas les fréquences fondamentales entre 300 et 400 kHz, nous mesurerons par harmoniques les capacités qui correspondent à ces fréquences, comme nous l'avons fait pour les inductances.

Tableau XXVI. — FRÉQUENCES DE RÉSONANCE SUR HARMONIQUES.

C_x (pF)	f_2 (kHz)	f_3 (kHz)	f_x (kHz?)
600	196,5	131	
700	182,5	122	
800	171	114	
900	162	108	
1000	154	102	
1100	147		294
1200	141		282
1300	136		272
1400	131		262

Le tableau XXVI indique les deux fréquences de résonance que nous devons trouver (f_2 : deuxième harmonique ; f_3 : troisième harmonique ; f_x : fondamentale).

Bien entendu, les tableaux ci-dessus ne sont rigoureusement valables que pour la capacité parasite $C_0 = 40$ pF.

7. — Mesure de la fréquence propre d'un circuit.

Cette mesure se fait sur la position (3) du commutateur S, ce qui revient à fermer le circuit anodique par le circuit à mesurer. Ce dernier peut être, suivant le cas, soit une bobine seule, dont on veut connaître la fréquence de résonance propre, soit un circuit parallèle complet, comprenant une bobine et un condensateur.

Mais dans tous les cas la capacité parasite C_0 vient en parallèle sur le circuit à mesurer et en modifie, par conséquent, la fréquence propre.

Par conséquent, pour trouver la vraie fréquence propre nous devons procéder d'une façon indirecte. Autrement dit, la mesure se fait en deux temps.

a. — Le commutateur S étant sur la position (3), on cherche la fréquence de résonance f_0 , du circuit mesuré, dont les caractéristiques sont L_x et C_x (fig. 219), C_x pouvant désigner uniquement la capacité répartie lorsqu'on opère sur une bobine seule. On écrit alors

$$f_0 = \frac{159}{\sqrt{L_x(C_x + C_0)}} .$$

b. — On place ensuite le commutateur S sur la position (1), autrement dit on introduit, en parallèle sur le circuit mesuré une capacité connue $C_4 + C_5 + C_6 = 100$ pF. On note la nouvelle fréquence de résonance f_1 , inférieure à f_0 évidemment, et on écrit

$$f_1 = \frac{159}{\sqrt{L_x(C_x + C_4 + C_5 + C_6)}} .$$

c. — En faisant le rapport de ces deux relations on trouve

$$\begin{aligned} \frac{f_0}{f_1} &= \sqrt{\frac{C_x + C_4 + C_5 + C_6}{C_x + C_0}} . \\ &= \sqrt{\frac{C_x + 100}{C_x + 40}} . \end{aligned}$$

d. — En désignant par n le carré du rapport f_0/f_1 nous avons

$$n(C_x + 40) = C_x + 100,$$

c'est-à-dire

$$C_x = \frac{100 - 40n}{n - 1} .$$

La valeur de C_x ainsi trouvée sera, évidemment, en picofarads.

e. — Partant de là on calcule immédiatement la fréquence de résonance propre, f_r , du circuit mesuré, par la relation

$$\frac{f_r}{f_0} = \sqrt{\frac{C_x + C_0}{C_x}} = \sqrt{\frac{3}{5 - 2n}} .$$

Tout cela peut sembler un peu long, mais ne présente, en réalité, aucune difficulté. Les deux tableaux (XXVII et XXVIII) donnent, le premier, la valeur de C_x en fonction du rapport f_0/f_1 et de son carré n ; le second, la valeur du rapport f_r/f_0 , pour un certain nombre de valeurs de n . Ces deux tableaux supposent, bien entendu, $C_0 = 40$ pF, mais il est à remarquer que nous pouvons toujours arriver à ce chiffre, car la valeur réelle de C_0

Tableau XXVII. — CAPACITÉ PROPRE D'UN CIRCUIT D'APRÈS LE RAPPORT DES FRÉQUENCES DE RÉSONANCE.

f_2/f_1	n	C_x (pF)	f_2/f_1	n	C_x (pF)
1,01	1,02	2960	1,31	1,72	43,2
1,02	1,04	1460	1,32	1,74	41
1,03	1,06	960	1,33	1,77	37,8
1,04	1,08	710	1,34	1,80	35
1,05	1,10	560	1,35	1,82	33,2
1,06	1,12	460	1,36	1,85	30,6
1,07	1,14	388	1,37	1,88	28,2
1,08	1,17	314	1,38	1,90	26,7
1,09	1,19	275	1,39	1,93	24,4
1,10	1,21	246	1,40	1,96	22,4
1,11	1,23	220	1,41	1,99	20,6
1,12	1,25	200	1,42	2,02	18,8
1,13	1,28	174	1,43	2,04	17,9
1,14	1,30	160	1,44	2,07	16
1,15	1,32	147,5	1,45	2,10	14,5
1,16	1,35	131,5	1,46	2,13	13
1,17	1,37	122	1,47	2,16	11,7
1,18	1,39	114	1,48	2,19	10,4
1,19	1,42	103	1,49	2,22	9,1
1,20	1,44	96,5	1,50	2,25	8
1,21	1,46	90,5	1,51	2,28	6,7
1,22	1,49	82,5	1,52	2,31	5,7
1,23	1,51	77,5	1,53	2,34	4,8
1,24	1,54	71	1,54	2,37	3,7
1,25	1,56	67	1,55	2,40	2,85
1,26	1,59	61,6	1,56	2,43	1,95
1,27	1,61	58,4	1,57	2,46	1,06
1,28	1,64	53,8			
1,29	1,66	50,9			
1,30	1,69	47			

Aucune capacité propre n'est pratiquement inférieure à cette limite.

Tableau XXVIII. — CALCUL DE LA FRÉQUENCE DE RÉSONANCE PROPRE EN FONCTION DE n.

n	f_r/f_0	n	f_r/f_0	n	f_r/f_0	n	f_r/f_0
1,10	1,035	1,39	1,161	1,72	1,390	2,07	1,870
1,12	1,042	1,42	1,180	1,74	1,410	2,10	1,940
1,14	1,050	1,44	1,190	1,77	1,430	2,13	2,010
1,17	1,062	1,46	1,200	1,80	1,460	2,16	2,100
1,19	1,070	1,49	1,220	1,82	1,490	2,19	2,200
1,21	1,080	1,51	1,230	1,85	1,520	2,22	2,310
1,23	1,088	1,54	1,250	1,88	1,550	2,25	2,450
1,25	1,095	1,56	1,260	1,90	1,580	2,28	2,610
1,28	1,110	1,59	1,280	1,93	1,620	2,31	2,810
1,30	1,120	1,61	1,300	1,96	1,670	2,34	3,070
1,32	1,128	1,64	1,320	1,99	1,710	2,37	3,400
1,35	1,142	1,66	1,340	2,02	1,770		
1,37	1,152	1,69	1,360	2,04	1,810		

est généralement inférieure à 40 pF et il suffit, par conséquent, d'ajouter un condensateur de faible valeur (quelques pF) entre les bornes a-b pour faire l'appoint.

Par exemple, nous faisons, sur la position (3) du commutateur S, une première mesure sur une bobine seule et trouvons $f_0 = 350$ kHz. Une seconde mesure, sur la position (1), nous donne $f_1 = 250$ kHz. Par conséquent, nous avons

$$\frac{f_0}{f_1} = \frac{350}{250} = 1,40.$$

d'où nous tirons (premier tableau) $n = 1,96$ et $C_x = 22,4$ pF, cette dernière valeur donnant la capacité répartie de la bobine.

Le deuxième tableau nous donne, pour $n = 1,96$, $f_r/f_0 = 1,670$, ce qui nous permet de calculer immédiatement la fréquence propre f_r de la bobine :

$$f_r = f_0 \times 1,670 = 350 \times 1,670 = 585 \text{ kHz.}$$

Nous pouvons même, si cela nous amuse, calculer alors la « self » réelle L_x de cette bobine puisque

$$0,585 = \frac{159}{\sqrt{22,4 L_x}}$$

d'où

$$L_x = \frac{25\,300}{0,342 \times 22,4} = \frac{25\,300}{7,66} = 3\,300 \mu\text{H.}$$

8. — Mesure de la capacité répartie.

D'après tout ce que nous avons dit plus haut, la capacité répartie d'une bobine est égale à C_x du premier tableau, si aucun condensateur « matériel » n'existe en parallèle sur cette bobine.

9. — Conclusion.

Tout ce que nous avons vu plus haut nous permet d'identifier rapidement n'importe quel circuit, dans n'importe quelles conditions. En particulier, nous pouvons effectuer les mesures sur un transformateur M.F. ou sur un bloc de bobinages sans les démonter, à condition de connecter le circuit mesuré aux bornes $a-b$ de notre appareil par des connexions aussi courtes que possible.

Le procédé est suffisamment précis et peut nous rendre de grands services lorsque nous cherchons, par exemple, à déterminer la fréquence d'accord d'un transformateur M.F. inconnu.

Supposons que, pour un tel transformateur (que nous mesurons sans le sortir de son blindage, bien entendu) la première mesure nous donne $f_0 = 420$ kHz, et la seconde $f_1 = 370$ kHz (obtenue par les harmoniques des fréquences 185 et 123,3 kHz).

Le rapport f_0/f_1 étant de 1,135 environ, nous avons

$$n = 1,29 \text{ très sensiblement,}$$

ce qui nous donne un rapport f_r/f_0 compris entre 1,110 et 1,120. La fréquence d'accord cherchée sera donc comprise entre 466 et 471 kHz.



DIFFÉRENTS TYPES DE LIAISON ET H. F. ET M. F.

Amplificateurs H.F. et M.F.

Nous avons vu, à propos des montages B.F., qu'un étage amplificateur était constitué par une lampe, triode ou penthode, associée aux circuits de liaison vers la lampe suivante. Le gain obtenu dépendait des caractéristiques de la lampe et de celles des éléments de liaison, notamment de la charge d'anode.

La structure générale d'un étage amplificateur H.F. (dans cette catégorie nous englobons également les amplificateurs M.F.) est exactement la même et seuls les éléments de liaison doivent répondre aux conditions particulières déterminées par les fréquences en jeu et la largeur de la bande à amplifier.

On dit généralement que seules les penthodes conviennent pour l'amplification H.F., mais on oublie que les amplificateurs pour de très hautes fréquences (télévision radar, etc.) utilisent aussi et surtout des triodes. Ce qui est plus exact, c'est que dans le domaine restreint de la radio dite d'amateur, on demande à un amplificateur H.F. un gain aussi élevé que possible et une bande de fréquences amplifiées relativement étroite. Une penthode est alors particulièrement indiquée, et nous l'admettrons sans autres explications et sans insister sur les inconvénients d'une triode utilisée dans les mêmes conditions.

Dans notre cas, cependant, il convient de distinguer deux types d'amplificateurs :

- a. — Amplificateurs à fréquence variable;
- b. — Amplificateurs à fréquence fixe.

Nous allons les passer successivement en revue.

Amplificateurs à fréquence variable

Un tel amplificateur reçoit directement les signaux recueillis par le collecteur d'ondes, antenne ou cadre, et il est évident que sa fréquence « de travail » dépend de l'accord du circuit d'entrée, c'est-à-dire de la position du condensateur variable correspondant et de la gamme choisie. Cette fréquence peut donc varier dans de très larges limites.

On prévoit généralement un étage amplificateur H.F. pour accroître la sensibilité du récepteur d'une part et, d'autre part et surtout, pour améliorer la sélectivité par adjonction de circuits accordés supplémentaires. Par conséquent, il est moins intéressant d'avoir un tel amplificateur complètement « aperiodique », amplifiant plus ou moins toutes les fréquences reçues.

En dehors des caractéristiques propres de la lampe employée, l'efficacité d'un amplificateur H.F. dépend d'une part de ce qu'il reçoit et, d'autre part, de ce qu'il transmet à l'étage suivant. Autrement dit, les différents modes de couplage que nous avons déjà passés en revue prennent ici une importance particulière.

Généralement, on caractérise un étage H.F. par son système de couplage avec l'étage suivant, et nous indiquons ci-après quelques schémas parmi les plus employés.

Celui de la figure 220, dit à liaison par transformateur H.F. à secondaire accordé, est le plus classique. Nous avons déjà indiqué plus haut que le bobinage accordé L_2 était identique à celui d'entrée L_1 , et que la fréquence propre de L_2 devait se trouver en dehors de la gamme reçue. En plaçant cette fréquence propre plus bas que l'extrémité « basse » de la gamme, ou plus haut que l'extrémité « haute » on peut favoriser la transmission à l'extrémité correspondante.

Le schéma de la figure 221 est, par analogie avec le précédent, à liaison par transformateur H.F. à primaire accordé. C'est le bobinage L_3 qui doit être ici identique à celui d'entrée L_1 . Ce schéma n'est pratiquement plus employé, surtout à cause de la présence de la haute tension sur le condensateur variable, mais quelques récepteurs anciens, d'il y a 25 à 30 ans, utilisaient des liaisons H.F. dérivées de ce système.

Le schéma de la figure 222 comporte, dans le circuit anodique de la lampe amplificatrice, une inductance H.F. (L_3) appelée souvent bobine d'arrêt. Par raison d'économie et de simplification de la commutation cette bobine reste en circuit sur toutes les gammes couvertes, le bobinage accordé L_2 étant seul commuté. Il est donc évident que la charge de la lampe, constituée en partie par l'impédance du bobinage L_3 , peut varier fortement dans les limites des fréquences amplifiées, et que le gain de l'étage peut être très irrégulier de ce fait.

Comme le montage de la figure 222 est assez souvent utilisé, avec quelques variantes parfois, comme nous le verrons plus loin, nous pensons qu'il est utile de dire quelques mots sur l'importance de choisir correctement la valeur de la bobine d'arrêt L_3 .

Nous venons de dire que l'impédance de cette bobine constituait une partie importante de la charge anodique de la lampe. Or, cette impédance est fonction de la self-induction L , de la capacité totale C_0 aux bornes de la bobine, de la résistance H.F. et de la fréquence. Elle est maximum à la résonance et diminue plus ou moins rapidement de part et d'autre, suivant la qualité du circuit.

Il n'est pas indiqué d'avoir la résonance propre de la bobine d'arrêt située dans les limites des fréquences amplifiées, puisque nous aurons alors un gain très important dans une bande relativement étroite de fréquences et un gain nettement inférieur partout ailleurs.

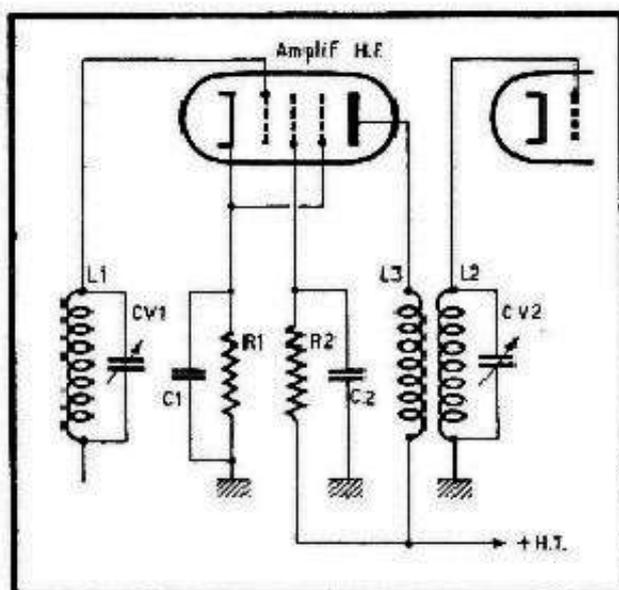


Fig. 220. — Liaison H.F. par transformateur à secondaire accordé.

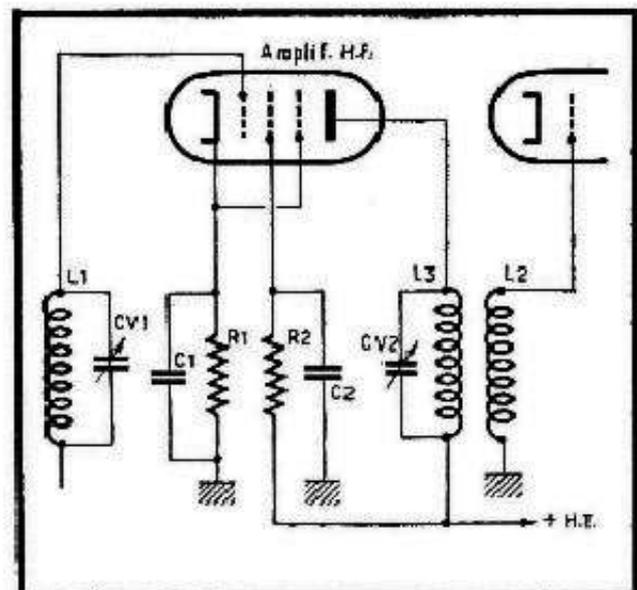
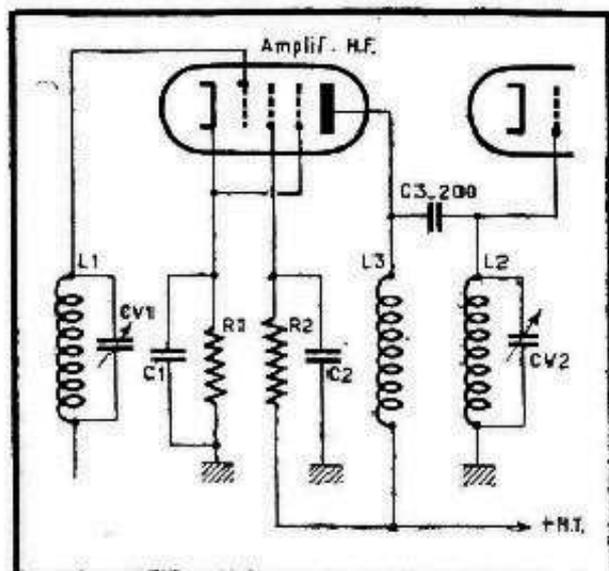


Fig. 221. — Liaison H.F. par transformateur à primaire accordé.

Fig. 222. — Liaison H.F. par bobine d'arrêt, capacité et circuit accordé.



Il n'est pas question, évidemment, de placer la résonance propre de L_3 aux fréquences très élevées, c'est-à-dire vers 20 MHz, par exemple. Nous favoriserons ainsi les ondes courtes, mais aux petites ondes et, surtout, aux grandes, l'impédance de L_3 prendrait des valeurs ridiculement faibles, par défaut du facteur « self-induction ».

Donc, il nous faut « de la self », mais avec le moins de capacité possible, car aux fréquences élevées cette capacité nous diminuera trop la valeur de l'impédance.

La formule qui permet de calculer l'impédance d'un circuit parallèle se trouve dans tous les traités, formulaires et manuels. Elle est assez encombrante et ne nous est d'aucune utilité. Ce qui est plus intéressant, c'est la valeur que prend l'impédance de L_3 suivant la valeur de L , C_0 et f , ces symboles désignant respectivement :

L — le coefficient de self-induction de L_3 , en μH ;

C_0 — la capacité totale en parallèle sur L_3 , constituée par la capacité répartie de la bobine, la capacité de sortie de la lampe, la capacité de câblage, etc. (en pF) ;

f — la fréquence en MHz.

Le tableau XXIX donne la valeur approximative de l'impédance pour un certain nombre de bobines différentes (nous négligeons R , la résistance en H.F. du circuit).

On se rend compte que si l'on constitue L_3 simplement par une bobine de self-induction donnée, il est difficile d'avoir une impédance de valeur élevée ailleurs que dans le voisinage de la fréquence de résonance, où l'impédance peut atteindre et dépasser 50 000 à 100 000 ohms.

Tableau XXIX. — IMPÉDANCE DE QUELQUES BOBINES D'ARRÊT AUX DIFFÉRENTES FRÉQUENCES.

Fréquence	Impédance (Z) en ohms pour les bobines :						
	L = 100 μH C ₀ = 20 pF	L = 2000 μH C ₀ = 40 pF	L = 2000 μH C ₀ = 60 pF	L = 5000 μH C ₀ = 20 pF	L = 5000 μH C ₀ = 40 pF	L = 8000 μH C ₀ = 40 pF	L = 8000 μH C ₀ = 60 pF
10 MHz.....	900	400	250	800	400	400	260
1000 kHz.....	680	6000	3300	11 000	4500	4 500	2 700
200 kHz.....	200	3000	3300	7 500	9000	20 000	43 000
Fréquence de résonance.....	3,5 MHz	570 kHz	450 kHz	500 kHz	350 kHz	280 kHz	230 kHz

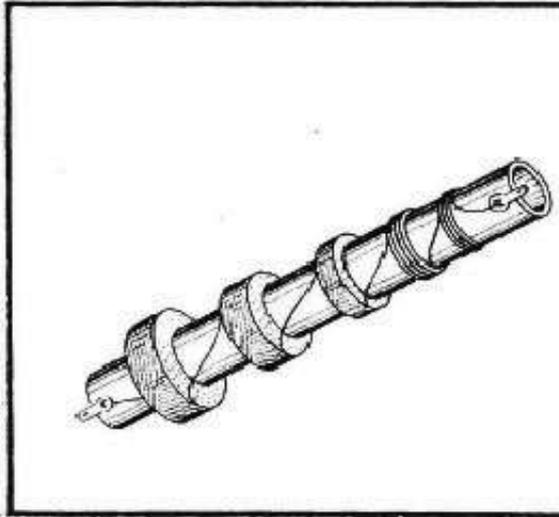


Fig. 223. — Bobine d'arrêt à enroulement fractionné, afin de réduire la capacité répartie.

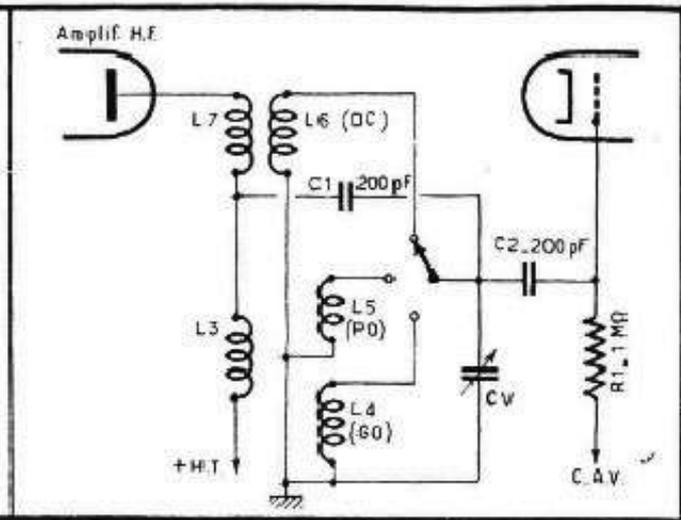


Fig. 224. — Liaison H. F. mixte: inductive en O.C.; par bobine d'arrêt (L_3) et capacité en P.O. et G.O.

En particulier, en O.C. on n'arrive pas à dépasser une impédance de quelques centaines d'ohms, quelle que soit la combinaison adoptée, mais on remarque en même temps que cette impédance est pratiquement la même pour une même valeur de C_0 , quelle que soit la valeur de L . Par conséquent, pour augmenter la valeur de Z aux fréquences élevées, il faut diminuer le plus possible la capacité aux bornes de la bobine. Or, dans une bobine normale, en « nids d'abeilles », de 5 000 à 8 000 μH , même une valeur de C_0 de l'ordre de 20 pF est très difficilement réalisable, sinon impossible, car déjà la capacité de sortie de la lampe est souvent de près de 10 pF.

On tourne la difficulté en donnant à L_3 une forme spéciale : bobinage fractionné, réalisé généralement comme le montre le croquis de la figure 223. De cette façon on diminue très sensiblement la capacité répartie de l'ensemble et on se trouve en présence, en quelque sorte, de plusieurs bobines montées en série et possédant, chacune, sa fréquence de résonance propre. De telles bobines se comportent fort honorablement sur une très large bande de fréquences, englobant pratiquement les trois gammes normales de radiodiffusion.

Parfois, pour éviter de faire appel à une bobine d'arrêt spéciale, on réalise un-couplage mixte, inductif en O.C. et capacitif en P.O. et G.O. (fig. 224). Le primaire O.C. (L_7) est connecté en série avec la bobine d'arrêt L_3 dont l'effet se fait sentir surtout en P.O. et G.O.

Si l'on recherche, par l'effet d'une bobine d'arrêt telle que L_3 , à favoriser plus particulièrement une certaine gamme, il faut s'arranger pour que la résonance propre de L_3 soit inférieure à la limite inférieure de cette gamme. En effet, le couplage capacitif (C_2) vers le circuit accordé favorisera les fréquences élevées, tandis que L_3 , par son impédance plus élevée aux fréquences basses, favorisera ces dernières. Nous pourrions, de cette façon, obtenir un gain relativement uniforme.

Dans le schéma de la figure 225 nous avons affaire à une liaison que l'on appelle souvent « aperiodique » et qui, en réalité, ne l'est pas tout à fait, puisque le gain résultant dépend des caractéristiques et de la fréquence propre de la bobine d'arrêt L_2 , comme nous venons de le voir.

En tant que rendement ce montage est évidemment inférieur à tous ceux qui précèdent, car même dans celui de la figure 222, la présence d'un circuit accordé L_2 , à surtension élevée, pouvait compenser dans une certaine mesure la faiblesse due à l'impédance insuffisante de L_3 . Néanmoins, le schéma de la figure 225 est assez souvent employé à cause de sa simplicité, car on réalise alors un étage amplificateur H.F. sans condensateur supplémentaire. Si la bobine d'arrêt L_2 est bien établie, le gain, sans atteindre celui d'un étage à circuit accordé, est loin d'être négligeable.

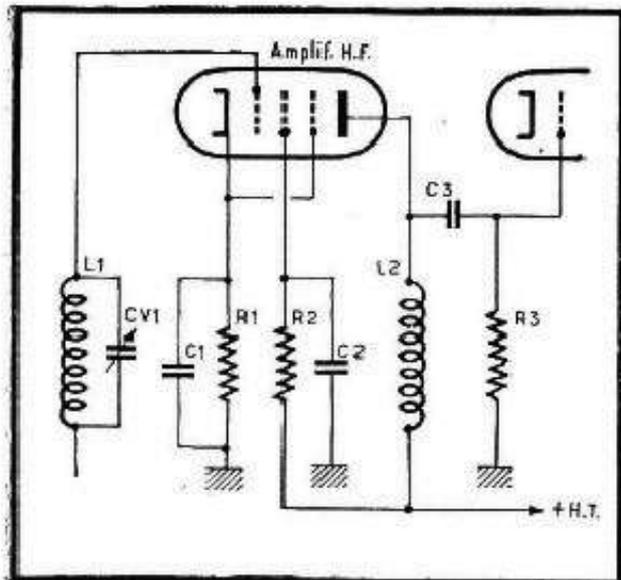


Fig. 225. — Liaison H.F. par bobine d'arrêt, capacité et résistance.

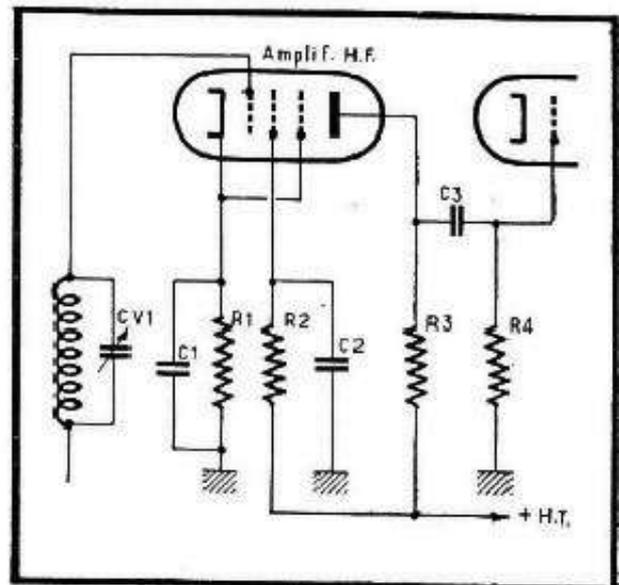


Fig. 226. — Liaison H.F. apériodique, par résistances et capacité.

Un montage encore plus simple est celui de la figure 226, que l'on obtient à partir du schéma de la figure 225 en remplaçant L_2 par une résistance. Nous retrouvons ici exactement le schéma d'un amplificateur B.F. à résistances-capacité. Bien que ce montage soit couramment baptisé d'apériodique, le gain qu'il procure varie fortement avec la fréquence à cause des capacités parasites diverses (capacité de sortie de la lampe, capacités de câblage, etc.) qui shuntent la résistance R_3 et diminuent le gain aux fréquences élevées, c'est-à-dire en O.C. en particulier. L'impédance résultante de R_3 et des capacités en parallèle peut n'être alors que de quelques centaines d'ohms.

Par conséquent, si on utilise une bobine d'arrêt quelconque, un bobinage en nids d'abeilles classique par exemple, on n'a pratiquement aucun avantage avec le schéma de la figure 225, à moins que par les caractéristiques particulières de cette bobine on veuille favoriser plus spécialement une certaine bande de fréquences.

Dans le cas de la figure 226 la valeur de la résistance de charge R_3 peut varier, généralement, entre 10 000 et 25 000 ohms.

Enfin, nous pouvons choisir également le schéma, fréquemment utilisé, de la figure 227 où la charge anodique de la lampe amplificatrice est constituée par une bobine d'arrêt L_3 en série avec une résistance R_3 . En choisissant convenablement les caractéristiques de L_3 on peut arriver à obtenir un gain nettement plus régulier qu'avec les schémas 225 et 226.

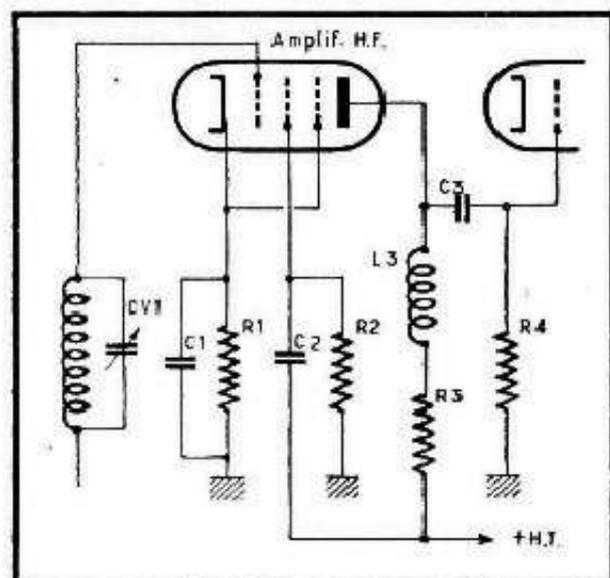


Fig. 227. — Liaison H.F. à bobine de correction (L_3) pour fréquences élevées.

Ceux qui sont habitués aux montages de télévision reconnaîtront immédiatement dans le schéma de la figure 227 la structure classique d'un amplificateur à large bande avec bobine de correction (L_3) pour les fréquences élevées, mais pour tous les autres nous croyons utile de rappeler le principe de cette correction.

Tout d'abord, lorsqu'on se propose, avec un des schémas des figures 225, 226 ou 227, d'amplifier à peu près uniformément les fréquences de toutes les gammes couvertes par le récepteur, c'est-à-dire, en fait, une large bande de fréquences, il faut dire adieu à l'idée d'un gain important. Les choses sont ainsi faites que les deux conditions (large bande et gain élevé) sont incompatibles.

En résumé, si nous voulons amplifier une large bande, et cela d'une façon uniforme, il faudra s'estimer heureux si le gain moyen de l'étage est de l'ordre de 7 à 10, et encore à condition d'utiliser des lampes à forte pente, comme nous le verrons plus loin.

Le schéma de la figure 225 se prête assez mal à une amplification uniforme, mais permet, par le choix convenable des caractéristiques de L_3 , de favoriser telle ou telle gamme.

Le schéma de la figure 226 ne donne même pas cette possibilité et le gain qu'il procure s'écroule lamentablement aux fréquences élevées, comme nous le montre une relation très simple qui existe entre la résistance de charge R_3 (en ohms), la capacité totale C_0 qui la shunte (en farad) et la limite supérieure des fréquences amplifiées f_{max} (en hertz) :

$$f_{\text{max}} = \frac{1}{6,28 R_3 C_0}$$

Précisons que nous désignons par *limite supérieure des fréquences amplifiées* une certaine fréquence pour laquelle le gain de l'étage n'est plus que 0,7 du gain normal moyen,

Si, par exemple, l'amplificateur de la figure 226 est prévu pour avoir un gain normal à 100 kHz, et que nous avons $C_0 = 20$ pF ($2 \cdot 10^{-11}$ farad), la résistance R_3 ne devra pas dépasser une certaine valeur si nous voulons que la limite supérieure soit de 2000 kHz (2MHz). Cette valeur sera

$$R_3 = \frac{10^{11}}{6,28 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 10^6} = \frac{100\ 000}{25} = 4\ 000 \text{ ohms.}$$

Nous sommes loin des valeurs habituellement employées (10 000 à 25 000 ohms) et noterons qu'après la « fréquence limite » le gain continue à diminuer d'une façon à peu près uniforme de sorte qu'en O.C. il sera de beaucoup inférieur à sa valeur normale.

Les choses s'aggravent encore si la capacité-shunt C_0 est plus élevée que la valeur prise dans l'exemple ci-dessus, bien que dans les amplificateurs tels que celui de la figure 226 il soit relativement facile, en soignant le câblage, de réduire cette capacité au minimum, même à moins de 20 pF, auquel cas on peut évidemment, pour le même résultat, augmenter légèrement la valeur de R_3 .

Le tableau suivant (XXX) donne la valeur maximum de la résistance R_3 , pour un certain nombre de fréquences-limites supérieures et pour deux valeurs de la capacité C_0 , 15 et 20 pF, correspondant à peu près à ce que l'on trouve dans la pratique.

On voit, d'après ce tableau, que si l'on veut uniformiser le gain d'un amplificateur à résistances-capacité et l'étendre aux ondes courtes, on est conduit à diminuer considérablement ce gain.

Le montage de la figure 227 nous permet, grâce à la bobine de correction L_3 , d'adopter une valeur de R_3 supérieure, donc d'augmenter le gain, pour une même fréquence-limite f_{max} . Si nous regardons attentivement le schéma correspondant, nous pouvons nous rendre compte que le circuit $L_3 - R_3$ et la capacité-shunt C_0 constituent un circuit oscillant parallèle à faible surtension (Q), puisqu'une résistance relativement élevée se trouve en série avec L_3 (fig. 228). Par ailleurs, la fréquence de résonance propre (f_0) de ce circuit nous est donnée par la « self » de L_3 et la capacité C_0 .

Tableau XXX. — VALEUR MAXIMUM DE LA RÉSISTANCE DE CHARGE SUIVANT LA LIMITE SUPÉRIEURE DE FRÉQUENCES AMPLIFIÉES.

C ₀ (pF)	Valeur de R ₃ (en ohms) pour la fréquence-limite (en MHz) de :									
	1	2	4	6	8	10	12	14	16	18
15	10 800	5400	2700	1800	1350	1050	900	760	660	600
20	8 000	4000	2000	1350	1000	800	670	570	500	450

Les deux relations suivantes nous permettent de déterminer les deux grandeurs Q et f₀, ci-dessus :

$$Q = \frac{1}{R_3} \sqrt{\frac{L_3}{C_0}}$$

où R₃ est en ohms, L₃ en henry et C₀ en farad, et

$$f_0 = \frac{159}{\sqrt{L_3 C_0}}$$

où f₀ est en mégahertz, L₃ en microhenrys et C₀ en picofarads.

Le choix des valeurs R₃ et L₃ pour une certaine valeur de C₀, dont nous avons indiqué plus haut l'ordre de grandeur, doit être guidé par les considérations suivantes :

1. — Le coefficient de surtension Q sera compris entre 0,65 et 0,85 ;
2. — La fréquence de résonance f₀ se trouvera, à peu près, vers la fréquence limite supérieure désirée f_{max}, ou lui sera inférieure ;
3. — Le coefficient de surtension Q adopté détermine un certain coefficient k que nous appellerons *coefficient d'élargissement de la bande* et qui est donné, en fonction de Q, par le tableau suivant :

Q	0	0,5	0,64	0,71	0,87	1
k	1	1,41	1,72	1,80	1,84	1,89

4. — Si la fréquence-limite désirée est f_{max}, la résistance R₃ sera calculée, par la relation indiquée plus haut, mais pour une fréquence f_{max}/k.

En d'autres termes, si dans le schéma de la figure 226 nous calculons R₃ pour une certaine fréquence f_{max}, l'adjonction de la bobine L₃ recule cette limite à f_{max} × k, sans modifier la valeur de R₃.

Pratiquement, le calcul se conduira de la façon suivante :

1. — On se fixera une certaine valeur de Q d'après le tableau ci-dessus. Il est inutile de dépasser Q = 1 ;
2. — On se fixe la fréquence f_{max} désirée, après correction et, d'après le tableau XXX et la valeur de C₀ adoptée, on détermine la valeur de R₃ ;
3. — On multiplie cette valeur de R₃ par k, correspondant à la valeur de Q adoptée et on trouve la valeur réelle de la résistance de charge ;
4. — Par la relation donnant Q on calcule alors la valeur de L₃,

$$L_3 = Q^2 R_3^2 C_0 ;$$

5. — On vérifie, par la relation donnant f₀, que la fréquence de résonance du circuit ainsi constitué se trouve entre le milieu de l'intervalle f_{max} à f_{max}/k et cette dernière fréquence.

Par exemple, adoptons $Q = 0,71$ et cherchons à déterminer les éléments R_3 et L_3 pour un étage à fréquence-limite supérieure $f_{\max} = 10$ MHz, en admettant $C_0 = 15$ pF.

Le tableau XXX nous indique, pour $f_{\max} = 10$ MHz et $C_0 = 15$ pF, $R_3 = 1050$ ohms.

Puisqu'à $Q = 0,71$ correspond $k = 1,80$, la valeur réelle de R_3 sera

$$R_3 = 1050 \times 1,80 = 1900 \text{ ohms}$$

Calculons maintenant la self-induction de la bobine L_3

$$\begin{aligned} L_3 &= (0,71)^2 \cdot (1900)^2 \cdot (1,5 \cdot 10^{-11}) = 0,5 \times 3,6 \cdot 10^6 \times 1,5 \cdot 10^{-11} \\ &= 2,7 \cdot 10^{-5} \text{ henry} = 27 \mu\text{H}. \end{aligned}$$

On vérifie qu'une bobine de $27 \mu\text{H}$ et une capacité de 15 pF forment un circuit dont la fréquence propre est

$$f_0 = \frac{159}{\sqrt{27 \times 15}} = \frac{159}{20} = 7,95 \text{ MHz.}$$

fréquence qui est située à peu près au milieu de l'intervalle $f_{\max} = 10$ MHz et $f_{\max}/k = 10/1,80 = 5,5$ MHz.

Dans le choix du coefficient de surtension Q et, par conséquent, de k nous nous reporterons aux courbes de la figure 229 qui nous montrent comment se relèvent les fréquences élevées suivant la valeur de Q adoptée. Nous voyons qu'il n'y a aucun intérêt à prendre Q inférieur à $0,5$, ni supérieur à 1 , car l'élargissement de la bande, pour cette dernière valeur, atteint pratiquement sa limite.

En radio, où le déphasage n'a aucune importance en H.F., nous pouvons admettre une pointe de résonance aux fréquences élevées (il n'en est pas de même en télévision, pour les amplificateurs vidéo, où l'on adopte généralement $Q = 0,71$ ou même moins), ce qui aura pour effet, dans un récepteur normal, de favoriser un peu l'amplification des O.C.

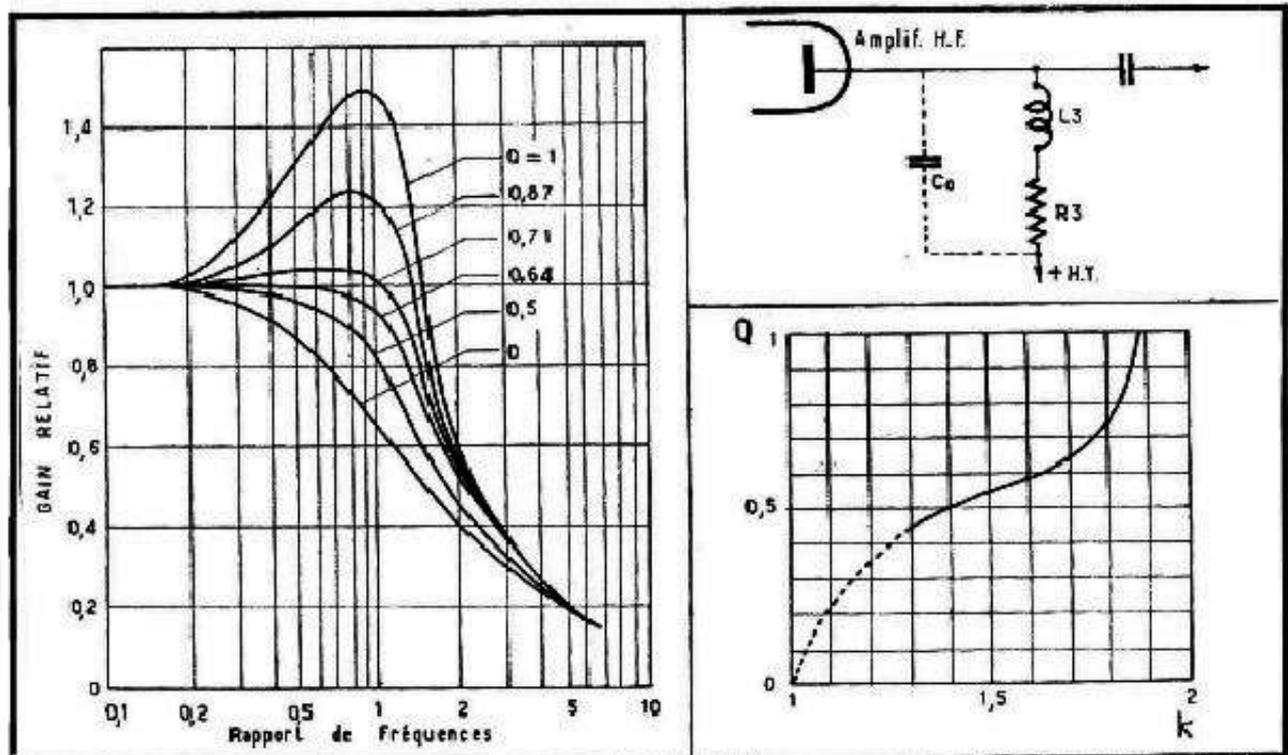


Fig. 229. — Courbes de correction suivant les caractéristiques du circuit.

Fig. 228 (en haut). — Comment se présente, en réalité, le circuit de correction.

Fig. 230. (en bas). — Courbe donnant le coefficient k en fonction de Q .

Tableau XXXI. — CALCUL DES CIRCUITS H.F. CORRIGÉS.

f_{\max} (MHz)	C_0 (pF)	Q	k	R_3 (ohms)	L_3 (μ H)	f_0 (MHz)	Z_0 (ohms)
18	10	1	1,89	1700	29	9,35	2400
		0,87	1,84	1650	20,5	11,1	1900
		0,71	1,80	1620	13	14	1380
	15	1	1,89	1130	19,2	9,35	1600
		0,87	1,84	1100	13,8	11,1	1260
		0,71	1,80	1080	8,8	14	920
	20	1	1,89	850	14,4	9,35	1200
		0,87	1,84	830	10,5	11,1	960
		0,71	1,80	810	6,6	14	690
14	10	1	1,89	2160	46,5	7,35	3040
		0,87	1,84	2100	33,4	8,7	2400
		0,71	1,80	2050	21	11	1750
	15	1	1,89	1440	31	7,35	2030
		0,87	1,84	1400	22,4	8,7	1600
		0,71	1,80	1370	14,1	11	1170
	20	1	1,89	1080	23,3	7,35	1530
		0,87	1,84	1050	16,7	8,7	1280
		0,71	1,80	1025	10,5	11	870
10	10	1	1,89	3020	91	5,26	4250
		0,87	1,84	2940	65,5	6,21	3400
		0,71	1,80	2880	41,5	7,8	2450
	15	1	1,89	2000	60	5,26	2820
		0,87	1,84	1930	42	6,21	2220
		0,71	1,80	1890	27	7,8	1600
	20	1	1,89	1500	45,5	5,26	2120
		0,87	1,84	1470	33	6,21	1700
		0,71	1,80	1440	20,7	7,8	1320

La courbe de la figure 230 traduit les variations de k en fonction de Q , la partie pratiquement utilisable étant dessinée en trait plein, tandis que le tableau XXXI nous donne immédiatement la solution pour un certain nombre de valeurs f_{\max} , C_0 et Q .

En regardant ce tableau on se rend mieux compte de certaines particularités des amplificateurs H.F. « corrigés », particularités que l'on pouvait évidemment déduire des formules indiquées plus haut :

1. — Pour une certaine valeur de C_0 , la valeur de R_3 varie très peu en fonction de Q ; par contre la valeur de L_3 varie très sensiblement;

2. — La fréquence de résonance f_0 du circuit avec correction est d'autant plus faible que Q est plus élevé. Lorsqu'on prend $Q = 1$, cette fréquence f_0 coïncide pratiquement avec la fréquence-limite supérieure sans correction;

3. — La fréquence de résonance f_0 reste la même, pour une certaine valeur de f_{\max} et de Q , quelle que soit la valeur de C_0 ;

4. — La dernière colonne du tableau nous indique la valeur de l'impédance de charge résultante (Z_0) à la fréquence de résonance f_0 . Ces chiffres nous permettent, comparés aux valeurs correspondantes de R_3 , de prévoir de combien le gain à la fréquence f_0 sera supérieur au gain moyen de l'amplificateur. Par exemple, si nous avons $R_3 = 2\ 100$ ohms et $Z_0 = 2\ 400$ ohms, le gain à 8,7 MHz sera égal au gain moyen multiplié par $2\ 400/2\ 100 = 1,15$.

Voici maintenant un exemple et une application de tout ce que nous avons dit plus haut sur les amplificateurs H.F. « corrigés », sous forme d'un schéma emprunté à une

réalisation étrangère (fig. 231). La penthose 6AH6, à pente élevée (9 mA/V) est caractérisée par une capacité de sortie très faible, de l'ordre de 2 pF, de sorte que la capacité totale C_0 du circuit, malgré la présence d'un filtre M.F. ($L_4 - C_2$), est certainement assez faible.

Par ailleurs, la « self » de la bobine L_3 nous est indiquée : 6 μ H, ce qui laisse prévoir d'après le tableau, une fréquence f_{max} relativement élevée et, en même temps, une valeur de Q assez faible, de l'ordre de 0,5. Donc, le constructeur a recherché avant tout une amplification uniforme, sans relèvement des O.C.

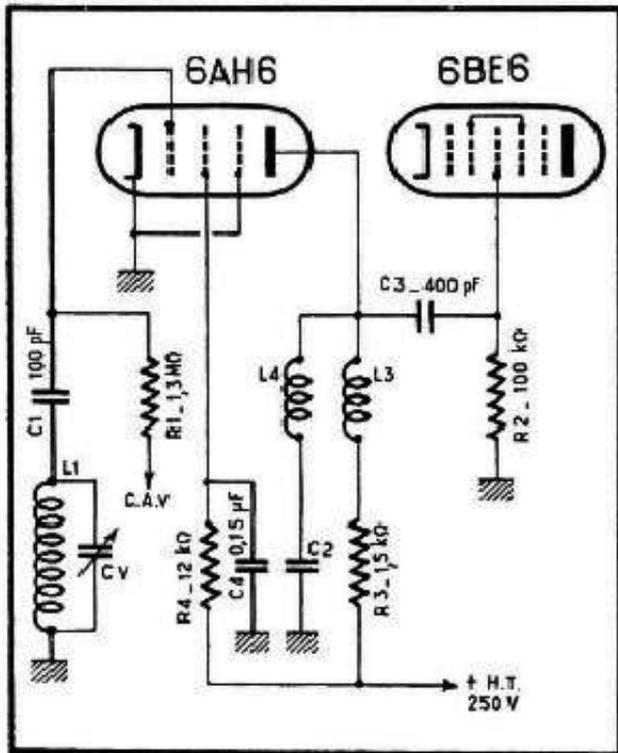


Fig. 231. — Exemple d'une liaison H.F. corrigée.

Bobines de correction

La plupart du temps une bobine de correction telle que L_3 peut être réalisée sous forme d'un enroulement cylindrique à une seule couche, sur un tube en carton bakérisé. Il est inutile de prévoir un noyau magnétique et, en général, de rechercher la « qualité », puisque, de toute façon, le circuit sera considérablement amorti. Par contre, il est tout indiqué de bobiner à spires espacées, de façon à diminuer le plus possible la capacité propre de la bobine.

Pour calculer une bobine on procède de la façon suivante :

1. — Le diamètre d du tube (fig. 232) étant imposé par le tube dont on dispose, on se fixe une certaine longueur l de l'enroulement, 2 à 3 fois supérieure à d ;
2. — On calcule le rapport $k = l/d$, le diamètre d et la longueur l étant exprimés en centimètres ou en unités du même ordre ;
3. — On calcule le nombre de spires nécessaires n par la relation suivante :

$$n^2 = \frac{L (100 k + 44)}{d}$$

où L est la self-induction nécessaire exprimée en microhenrys ;

4. — On vérifie, ensuite, grâce au tableau XXXII, que la longueur l choisie permet de placer le nombre de spires nécessaires en fil émaillé de diamètre donné. Ce tableau indique le nombre de spires jointives qu'il est possible de bobiner sur une longueur donnée. Si l'on veut espacer les spires convenablement, cette longueur doit être doublée et égale à la longueur choisie l .

5. — A noter que si la bobine à exécuter est assez « selfique » (plus de 15 μ H,

Tableau XXXII. — CALCUL DU NOMBRE DE SPIRES POSSIBLE SUR UNE LONGUEUR DONNÉE.

Diamètre du fil (émaille)	Nombre de spires jointives (n) qu'il est possible de placer sur une longueur en (cm) de :																			
	0,8	0,9	1	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7	1,8	1,9	2	2,1	2,2	2,3	2,4	2,5		
15/100	48,5	54,5	60,6	66,8	72,8	79,9	85	91	97	103,2	109,2	115,3	121,4	127,4	133,5	139,5	145,6	151,7		
18/100	41	46,2	51,3	56,4	61,5	66,6	71,8	77	82,1	87,2	92,4	97,5	102,7	107,8	112,8	118	123,1	128,2		
20/100	36,4	40,9	45,5	50	54,6	59,2	63,7	68,3	72,7	77,4	81,9	86,5	91	95,5	100	104,7	109,2	113,8		
23/100	32	36	40	44	48	52	56	60	64	68	72	76	80	84	88	92	96	100		
25/100	29,7	33,4	37,1	40,8	44,5	48,3	52	55,6	59,4	63,1	66,8	70,5	74,3	77,9	81,6	85,4	89	92,8		
27/100	27,6	30,5	33,9	37,3	40,6	44	47,4	50,8	54,2	57,6	61	64,4	67,8	71,2	74,5	78	81,4	84,7		
31/100	23,5	26,5	29,4	32,4	35,3	38,2	41,2	44,1	47	50	52,9	55,8	58,8	61,7	64,6	67,6	70,5	73,5		
35/100	21	24,7	26,3	28,9	31,6	34,2	36,8	39,5	42,1	44,7	46,4	50	52,6	55,2	57,9	60,5	63,5	65,8		
41/100	18	20,3	22,5	24,8	27	29,2	31,5	33,7	36	38,3	40,5	42,7	45	47,2	49,5	51,7	54	56,2		
47/100	16,1	18,2	20,2	22,2	24,2	26,2	28,3	30,3	32,3	34,3	36,4	38,4	40,3	42,2	44,1	46,1	48,1	50,1		
51/100	14,5	16,4	18,2	20	21,8	23,7	25,5	27,3	29,2	31	32,8	34,6	36,4	38,2	40,1	42,1	44,1	46,1		
55/100	13,5	15,25	16,95	18,65	20,3	22	23,7	25,4	27,1	28,8	30,5	32,2	33,9	35,6	37,2	39	40,6	42,4		
62/100	12,1	13,6	15,15	16,7	18,2	19,7	21,2	22,7	24,2	25,8	27,3	28,8	30,4	32,1	33,6	35,1	36,6	38,2		

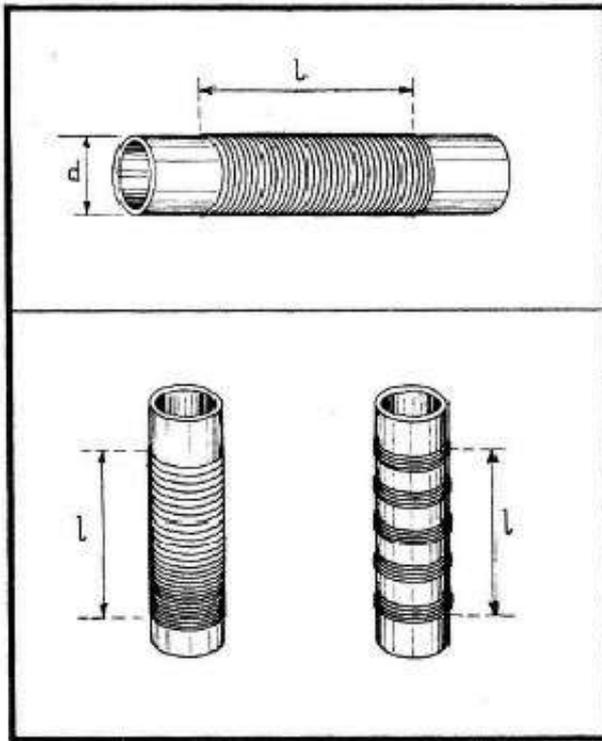


Fig. 232. — Dimensions géométriques d'une bobine.

Fig. 233. — Deux façons de réaliser le bobinage tout en diminuant la capacité répartie.

Tableau XXXIII. — CARACTÉRISTIQUES DE QUELQUES BOBINES DE CORRECTION.

L_s (μH)	l (cm)	n	Fil à utiliser (émaillé)
5	1,2	24,5	25/100
	1,8	28,5	25 à 27/100
	2,4	31,8	35/100
	3,6	37,8	35 à 41/100
10	1,2	34,6	15/100
	1,8	40,3	20 à 23/100
	2,4	45	25/100
	3,6	53,5	31/100
15	1,8	49,5	15/100
	2,4	55	20/100
	3,6	65	25 à 27/100
	4,8	74	27 à 31/100
20	1,8	57	15/100
	2,4	64	18/100
	3,6	76	20 à 22/100
	4,8	85	25 à 27/100
25	2,4	71	15/100
	3,6	85	18 à 20/100
	4,8	96	23/100

par exemple) on a intérêt à choisir un diamètre d assez élevé (15 à 20 mm), pour ne pas avoir un bobinage exagérément long.

Soit, par exemple, à faire un bobinage de 13,8 μH , sur tube de 12 mm de diamètre

($d = 1,2$ cm). Choisissons une longueur $l = 2 d = 2,4$ cm, ce qui nous donne $k = 2,4/1,2 = 2$. Le nombre de spires sera

$$n^2 = \frac{(13,8 \times 200) + (13,8 \times 44)}{1,2} = \frac{3367}{1,2} = 2800,$$

ce qui nous donne

$$n = \sqrt{2800} = 53 \text{ spires.}$$

Le tableau nous indique que le fil de 20/100 « fait » 54,6 spires sur 1,2 cm. Donc en bobinant 53 spires de ce fil sur 2,4 cm nous pourrions espacer suffisamment. D'ailleurs, lorsque le nombre de spires est assez élevé, il n'est pas nécessaire de les espacer régulièrement tout au long du bobinage, ce qui est fastidieux lorsqu'on bobine à la main et on adoptera l'une des solutions de la figure 233; bobinage à spires jointives dans le bas, s'espçant de plus en plus vers l'extrémité « plaque » (fig. 233 a) ou bobinage réalisé en plusieurs sections à spires jointives (fig. 233 b).

Voici, à titre d'exemple, un tableau (XXXIII) donnant le nombre de spires, le fil à utiliser et la longueur l du bobinage pour un certain nombre de valeurs de L , le tube employé étant de 1,2 cm de diamètre (très courant dans le commerce).

Les autres valeurs de L_3 se déduisent facilement des chiffres ci-dessus, si l'on pense que, d et l restant constants, le nombre de spires n augmente comme la racine carrée de L_3 . Par exemple, si l'on veut faire une bobine de $7 \mu\text{H}$, on part des chiffres donnés pour celle de $5 \mu\text{H}$ et on les augmente dans le rapport

$$\sqrt{7/5} = \sqrt{1,4} = 1,18.$$

Si la longueur est $l = 1,8$ cm, le nombre de spires pour une bobine de $7 \mu\text{H}$ sera

$$n = 28,5 \times 1,18 = 33,5.$$

De même, une bobine de $40 \mu\text{H}$ aura $\sqrt{4} = 2$ fois plus de spires que la bobine de $10 \mu\text{H}$ et ainsi de suite.



CHAPITRE XVIII

GAIN ET STABILITÉ D'UN AMPLIFICATEUR H. F. SOLUTIONS PRATIQUES

Gain d'un amplificateur H.F.

Si nous nous sommes donné beaucoup de mal pour rechercher, dans les liaisons H.F. que nous avons examinées plus haut, les moyens d'égaliser l'impédance de charge de la lampe aux différentes fréquences, c'est que le gain d'un étage amplificateur H.F. est proportionnel à cette impédance.

Pour être plus précis, ce gain G est égal, dans le cas général, au produit de l'impédance Z , exprimée en *ohms*, par la pente S de la lampe utilisée, exprimée en *ampère par volt* c'est-à-dire

$$G = Z \times S.$$

La valeur de S est indiquée, pour chaque lampe, par les recueils de caractéristiques, généralement en milliampères par volt (mA/V), microampères par volt ($\mu\text{A/V}$) ou en micromhos (μmhos). Pour cette raison, il est plus commode, pour les calculs, d'exprimer dans la relation ci-dessus, l'impédance en milliers d'ohms si la pente l'est en milliampères par volt, ou en mégohms si la pente est indiquée en micromhos ou en microampères par volt.

Par exemple, si la pente est $5,2 \text{ mA/V}$, c'est-à-dire $0,0052 \text{ A/V}$ ou $5200 \mu\text{A/V}$ (ou μmhos), et l'impédance Z est $15\,000 \text{ ohms}$ ($15 \text{ k}\Omega$ ou $0,015 \text{ M}\Omega$), le gain G de l'étage sera

$$\begin{aligned} G &= 0,0052 \times 15\,000 = 78, \\ &= 5,2 \times 15 = 78, \\ &= 5200 \times 0,015 = 78, \end{aligned}$$

suivant les unités adoptées.

La relation ci-dessus ($G = Z \times S$) est valable pour tous les types de liaison résumés par les schémas partiels de la figure 234, mais lorsqu'il s'agit d'une liaison à transformateur à secondaire accordé (fig. 235) une certaine correction doit être introduite, pour tenir compte du coefficient de couplage. Le gain devient alors

$$G = S \times Z \times p$$

où Z est l'impédance à la résonance du circuit $L_1\text{-}CV$ et p un coefficient donné par

$$p = \frac{M}{L_1}.$$

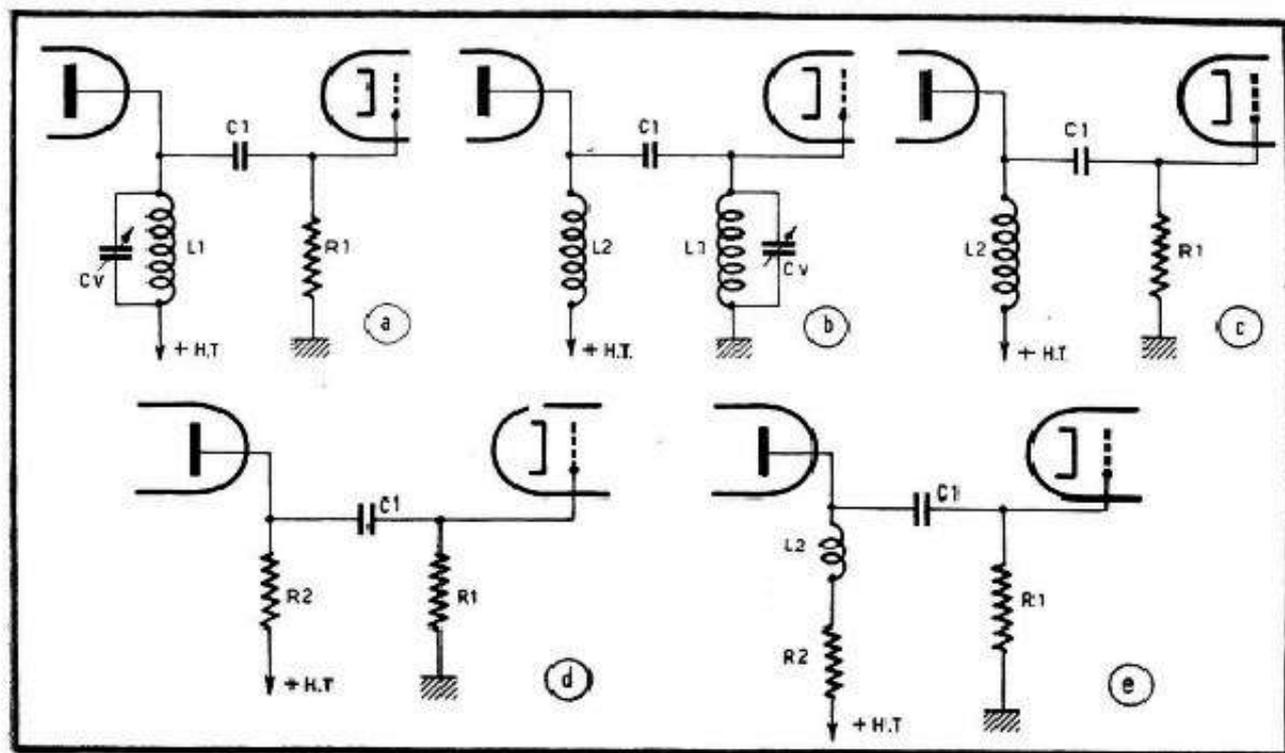


Fig. 234. — Structure générale des différents types de liaison H.F.

où M est l'induction mutuelle exprimée en mêmes unités que L_1 , bien entendu, en microhenrys, par exemple.

La liaison par transformateur à secondaire accordé étant très souvent utilisée, nous croyons utile de donner quelques explications sur l'importance de p et sa relation avec la « self » des deux enroulements L_1 et L_2 .

Nous savons que l'induction mutuelle M et le coefficient de couplage k sont liés par la formule

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$$

Dans la pratique on peut admettre que k est compris entre 0,15 et 0,3, ce qui nous donne, pour M , des valeurs comprises entre

$$0,15 \sqrt{L_1 L_2}$$

et

$$0,3 \sqrt{L_1 L_2} .$$

On voit immédiatement que si l'on situe la résonance propre du primaire L_2 plus haut que la fréquence la plus élevée du circuit L_1 -CV, la self-induction de la bobine L_2 sera tout au plus égale à celle de L_1 et, de ce fait, p sera compris entre 0,15 et 0,3. Autrement dit, le gain G de l'étage sera nettement inférieur au produit $S \times Z$.

Par contre, si la résonance propre du primaire se situe plus bas que l'extrémité inférieure de la gamme couverte par L_1 -CV, la self-induction de L_2 est considérablement plus élevée que celle de L_1 . On peut dire, très approximativement, qu'elle doit être au moins douze à quinze fois plus grande. Il en résulte que p sera compris entre 0,5 et 1,2 environ. Le gain devient plus élevé et peut même devenir supérieur au produit $S \times Z$.

Donc, si l'on recherche un gain élevé, il faut donner une valeur suffisante à la bobine L_2 . Cependant, il n'est pas indiqué non plus d'aller trop loin dans cette voie et il est préférable de « serrer » le plus possible le couplage entre L_1 et L_2 afin d'augmenter M sans trop augmenter L_2 .

En réalité, la théorie de la liaison H.F. par transformateur à secondaire accordé

est beaucoup trop compliquée pour être même résumée ici, et les indications que nous donnons plus haut ne constituent qu'une approximation, valable dans la mesure où la résistance interne R_1 de la lampe employée est largement supérieure au rapport

$$\frac{k^2 Z_1 L_2}{L_1}$$

où Z_1 est l'impédance à la résonance du circuit L_1 -CV.

Comme R_1 est généralement de l'ordre de $1 \text{ M}\Omega$ (souvent moins) et que Z_1 est beaucoup plus élevée aux fréquences basses (en G.O. en particulier), on voit que nos considérations sont d'autant plus valables que la fréquence est plus élevée, en admettant que le rapport L_2/L_1 soit de 12 à 15.

A noter que la fréquence « haute » de résonance du primaire L_2 est généralement égale à la limite supérieure de la gamme multipliée par 1,2 à 1,5, tandis que la fréquence « basse » est égale à la limite inférieure multipliée par 0,6 à 0,8. Dans aucun cas la fréquence propre de résonance du primaire L_2 ne doit se trouver dans le voisinage de la moyenne fréquence du récepteur.

Impédance de charge réelle d'une amplificatrice H.F.

Nous avons vu, à propos des amplificateurs B.F., que la charge réelle d'un tube n'était pas constituée seulement par la résistance insérée dans son circuit anodique, mais par la résultante de tous les éléments de liaison : capacité de sortie de la lampe, capacité de liaison, résistance de fuite de la lampe suivante, sa capacité d'entrée, etc.

Par analogie, dans l'évaluation de l'impédance de charge Z d'une amplificatrice H.F. on tient compte des mêmes éléments et l'on choisit, en particulier, la valeur de la capacité de liaison C_1 de façon que son influence soit négligeable, c'est-à-dire qu'elle constitue, pratiquement, un court-circuit pour toutes les fréquences amplifiées. La valeur généralement adoptée est de 150 à 200 pF, dont la capacitance à 200 kHz est de 6000 à 4000 ohms seulement.

En dehors de cela, pour les différents types de liaison des figures 234 et 235 l'ordre de grandeur de l'impédance de charge est déterminé de la façon suivante :

Fig. 234 a. — C'est l'impédance à la résonance du circuit L_1 -CV shunté par R_1 . Elle dépend, par conséquent, de la qualité du circuit accordé et diminue fortement avec la fréquence. L'influence de R_1 , dont la valeur est, le plus souvent, de $500\,000$ ohms à $1 \text{ M}\Omega$, ne se fait sentir qu'en G.O. et peut être pratiquement négligée en P.O. et, surtout, en O.C.

Fig. 234 b. — C'est l'impédance de la bobine d'arrêt L_2 avec, en parallèle, celle du circuit L_1 -CV à la résonance. Elle varie également avec la fréquence et sa valeur, à qualité du circuit L_1 -CV égale, est toujours nettement inférieure à celle de la figure 234 a.

Fig. 234 c. — Si la valeur de la résistance R_1 est suffisamment élevée, l'impédance

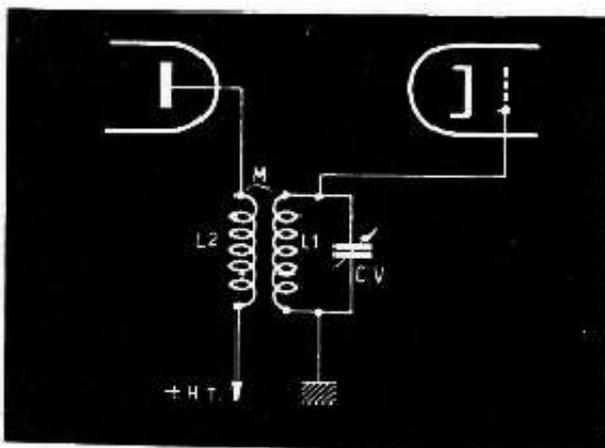


Fig. 235. — Liaison H.F. par transformateur à secondaire accordé.

de charge est pratiquement égale à celle de la bobine d'arrêt L_2 , surtout si la résonance propre de cette dernière est nettement en dehors des gammes couvertes. En shuntant L_2 par une résistance ou, simplement, en diminuant la valeur de R_1 , on peut corriger, dans une certaine mesure, des irrégularités dues à une résonance mal placée.

Fig. 234 *d*. — C'est, pratiquement, l'impédance de l'ensemble R_2 — capacité de sortie de la lampe, en parallèle. Les variations de cette impédance en fonction de la fréquence sont d'autant plus importantes que la valeur de R_2 est plus élevée, comme nous l'avons déjà vu plus haut.

Fig. 234 *e*. — Impédance toujours faible, mais très peu influencée par la fréquence, si l'ensemble de correction R_2 - L_2 est bien établi, dans les limites où cette correction s'exerce. En moyenne, l'impédance, dans ces limites, est égale à R_2 .

Fig. 235. — Impédance qui dépend, naturellement, de l'élément de liaison, constitué ici par la mutuelle M , et de l'impédance à la résonance du circuit L_1 -CV. En admettant les mêmes approximations que plus haut, on peut dire que cette impédance est

$$Z = Z_1 \left(\frac{M}{L_1} \right)^2,$$

Z_1 étant l'impédance à la résonance du circuit L_1 -CV. Donc, si le primaire L_2 est à « basse impédance » (fréquence propre supérieure à la limite supérieure de la gamme) Z est nettement inférieure à Z_1 . Dans le cas contraire (primaire L_2 à « haute impédance »), la valeur de Z se rapproche de celle de Z_1 et peut même dépasser cette dernière.

Quant à l'impédance à la résonance d'un circuit accordé, rappelons qu'elle est égale à $6,28 fQL$. Si cette impédance est exprimée en *ohms*, il faut faire intervenir f en *hertz* et L en *henry*, ou alors, ce qui est souvent plus commode, f en *mégahertz* et L en *microhenrys*.

Pour les appréciations rapides, on peut prendre $Q = 100$, valeur moyenne qui nous donnera toujours un ordre de grandeur valable.

Rappelons également que la valeur de L pour quelques bobines courantes dans la pratique a été résumée dans le tableau XX (p. 156).

Retenons enfin que l'impédance à la résonance d'un circuit accordé peut être facilement de 200 000 à 300 000 ohms en G.O., de 100 000 à 150 000 ohms en P.O. et de 8 000 à 12 000 ohms en O.C.

Amplificatrices H.F. pour fréquences élevées

Certains types de liaisons H.F. des figures 234 et 235 sont plus spécialement adaptés à l'amplification des fréquences élevées : FM, télévision, V.H.F. en général. Ce sont en particulier, les schémas 234 *b*, 234 *c* et 234 *e*.

Le premier (fig. 234 *b*) est utilisé, par exemple, pour la bande FM (87 à 102 MHz) et on s'arrange pour que la fréquence propre de la bobine d'arrêt L_2 soit égale à la limite inférieure de la bande, multipliée par 0,71, soit 62,5 MHz environ. La capacité de liaison C_1 est alors de 10 pF. L'ensemble C_1 - L_2 se comporte comme une certaine capacité parasite supplémentaire en parallèle sur L_1 -CV, que l'on ne peut pas négliger à ces fréquences, mais qui reste faible, de 3 à 4 pF environ.

Le montage de la figure 234 *e* est très souvent utilisé en M.F. télévision où la transmission d'une très large bande est nécessaire, mais on y rencontre aussi le schéma 234 *c*. Afin de réduire au minimum l'influence de la capacité d'entrée de la lampe suivante et d'amortir en même temps le bobinage, la résistance de fuite R_1 a toujours une valeur très faible : 1500 à 4000 ohms.

Stabilité d'un amplificateur H.F. et lampes employées

Chacun de nous a souvent remarqué que le remplacement, sur un récepteur, d'une lampe amplificatrice H.F. (ou M.F.) par une autre, plus « poussée » provoquait quelquefois un accrochage. Autrement dit, l'amplificateur entrait en oscillation, cessait d'être

stable. Cela nous montre qu'il existe une limite d'amplification que nous ne pouvons pas dépasser avec une lampe de caractéristiques données associée à certains circuits de liaison.

Comme le gain d'un étage H.F. s'exprime, en gros, par le produit de la pente du tube utilisé par son impédance de charge, il est normal de définir une certaine impédance de charge maximum, critique, que l'on ne peut dépasser sans risquer l'accrochage.

Cette impédance maximum s'exprime par la formule

$$Z_{\max} = \frac{0,22}{\sqrt{SfC_{ag}}},$$

où S est la pente de la lampe ; f , la fréquence ; C_{ag} , la capacité anode-grille de commande.

Pour le calcul, on choisira entre les combinaisons pratiques d'unités suivantes :

1. — Z_{\max} en mégohms ($M\Omega$) ; S en microampères par volt ($\mu A/V$) ; f en mégahertz (MHz) ; C_{ag} en picofarads (pF) ;

2. — Z_{\max} en kilohms ($k\Omega$) ; S en ampère par volt (A/V) ; f en mégahertz (MHz) ; C_{ag} en picofarads (pF) ;

3. — Z_{\max} en mégohms ($M\Omega$) ; S en milliampères par volt (mA/V) ; f en mégahertz (MHz) ; C_{ag} en millipicofarads (mpF).

C'est cette dernière combinaison qui, à notre avis, donne les résultats les plus rapides, à condition que l'on s'habitue à manipuler le sous-multiple peu courant : millipicofarad, commode pour exprimer les capacités très faibles telles que C_{ag} qui, dans une penthode, est de 0,002 à 0,03 pF, c'est-à-dire de 2 à 30 mpF.

Le tableau XXXIV nous donne, pour un certain nombre de lampes utilisées pour l'amplification H.F., la pente en mA/V , la résistance interne en $M\Omega$, la capacité C_{ag} en mpF, la valeur de Z_{\max} pour trois fréquences moyennes des gammes G.O. (0,2 MHz), P.O. (1 MHz) et O.C. (10 MHz). Dans ce tableau, nous indiquons pour chaque lampe, la tension, d'anode (V_a) et celle d'écran (V_e) qui correspondent à la pente annoncée. Par ailleurs, pour ne pas surcharger le tableau, nous n'avons pas voulu mentionner les lampes de la série U, ni celles de la série 12 volts. Leurs performances sont très voisines de celles des tubes 6,3 volts correspondants, avec, en général, la pente légèrement inférieure lorsque la haute tension n'est que de 100 volts.

Le tableau XXXIV appelle plusieurs remarques et commentaires.

1. — Tout d'abord, les chiffres indiqués pour Z_{\max} et G_{\max} supposent qu'il n'existe aucune autre cause d'accrochage ou d'instabilité, et qu'en particulier il n'existe aucun couplage parasite entre les circuits d'entrée (grille) et de sortie (anode). On suppose également que tous les « retours de masse » sont correctement établis et que des blindages existent là où il faut, éventuellement. Comme toutes ces conditions réunies sont difficilement satisfaites dans un récepteur, même soigné, il est prudent de se tenir nettement au-dessous des limites indiquées, en les diminuant, par exemple, de 20 %.

2. — L'avantage des tubes à pente élevée apparaît très nettement, lorsqu'on compare Z_{\max} et S , même lorsque les chiffres donnant G_{\max} sont du même ordre de grandeur. Cet avantage est particulièrement impressionnant en O.C. En effet, en G.O. et P.O. il nous est facile d'avoir une impédance de charge Z élevée, qui peut même dépasser largement la limite Z_{\max} et nous obliger à amortir les circuits correspondants.

Il en est tout autrement en O.C., où une impédance de l'ordre de 10 000 ohms constitue déjà une performance honorable. Dans ces conditions, nous voyons qu'une EF41 ne nous donnerait qu'un gain de $2,2 \times 10 = 22$, tandis qu'une EF 80 arriverait à la limite d'accrochage, avec $G_{\max} = 72$.

3. — Il est facile, d'après le tableau XXXIV, de déduire la valeur de Z_{\max} pour n'importe quelle autre fréquence, puisque Z_{\max} varie comme l'inverse de la racine carrée de f . Par exemple, pour le tube 6AH6, Z_{\max} est de 4 200 ohms à 10 MHz. Par conséquent à 100 MHz, c'est-à-dire à une fréquence 10 fois plus élevée, Z_{\max} sera $\sqrt{10} = 3,16$ fois plus faible, soit 1300 ohms environ. Le gain maximum sera encore de 11 à 12.

Tableau XXXIV. — LIMITES D'UTILISATION DE QUELQUES PENTHODES COURANTES MONTÉES EN AMPLIFICATRICES H.F.

Lampe	S (mA/V)	R _i (MΩ)	C _{og} (mpF)	f (MHz)	Z _{max} (MΩ)	G _{max}
EA42 V _a = 250 V V _e = 85 V	2	1,4	2	0,2 1 10	0,23 0,102 0,032	460 204 64
EBF80/6N8 V _a = 250 V V _e = 85 V	2,2	1,4	2,5	0,2 1 10	0,21 0,094 0,03	460 206 66
ECH81/6AJ8 V _a = 250 V V _e = 100 V	2,4	0,7	10	0,2 1 10	0,1 0,045 0,014	240 103 34
EF40 V _a = 250 V V _e = 140 V	1,85	2,5	25	0,2 1 10	0,072 0,032 0,010	133 59 18,5
EF41 V _a = 250 V V _e = 95 V	2,2	1	2	0,2 1 10	0,245 0,110 0,035	540 240 77
EF42 V _a = 250 V V _e = 250 V	9,5	0,44	5	0,2 1 10	0,07 0,031 0,010	665 295 95
EF80/6BX6 V _a = 170 V V _e = 170 V	7,2	0,4	7	0,2 1 10	0,07 0,031 0,010	500 220 72
EF85/6BY7 V _a = 250 V V _e = 100 V	6	1	7	0,2 1 10	0,075 0,033 0,010	450 200 60
EF89 V _a = 250 V V _e = 95 V	4,7	0,8	2	0,2 1 10	0,160 0,072 0,023	750 340 110
6AC7 V _a = 300 V V _e = 150 V	9	1	15	0,2 1 10	0,042 0,019 0,006	380 170 54
6AG5 V _a = 250 V V _e = 150 V	5	0,8	30	0,2 1 10	0,040 0,018 0,0055	200 90 27,5
6AH6 V _a = 300 V V _e = 150 V	9	0,5	30	0,2 1 10	0,030 0,0135 0,0042	270 120 38
6AK5 V _a = 180 V V _e = 120 V	5,1	0,5	20	0,2 1 10	0,049 0,022 0,007	250 117 36
6AU6 V _a = 250 V V _e = 150 V	5,2	1	3,5	0,2 1 10	0,116 0,052 0,016	590 270 83
6BA6 V _a = 250 V V _e = 100 V	4,4	1	3,5	0,2 1 10	0,113 0,050 0,016	500 220 70
6CB6 V _a = 200 V V _e = 150 V	6,2	0,6	20	0,2 1 10	0,044 0,020 0,0062	270 124 38

4. — Une penthode de caractéristiques peu poussées, comme une EF41, par exemple, peut se trouver néanmoins à la limite d'accrochage en G.O. et P.O., mais fonctionnera toujours très loin de son maximum en O.C.

6. — Il est à remarquer que la pente des tubes des anciennes séries est, généralement, plus faible que celle des tubes modernes. C'est ainsi que nous trouvons les valeurs suivantes :

AF3 — 1,5 à 1,8 mA/V ;

EF5 — 1,5 mA/V ;

6K7 — 1,65 mA/V.

Lors du remplacement éventuel d'un de ces tubes par une penthode à pente plus élevée, des accrochages sont à craindre. Par prudence on choisira toujours une lampe de remplacement relativement « molle », telle que EF41 ou EAF42.

Notons, enfin, que la pente des lampes telles que EF9 ou 6M7 est de l'ordre de 2,2 mA/V, dans les conditions normales d'emploi.



COMMENT RÉGLER LE GAIN D'UN AMPLIFICATEUR H. F. SOLUTIONS PRATIQUES SCHÉMAS INDUSTRIELS

Comment régler le gain d'un étage H.F.

Nous savons que la sélectivité d'un circuit dépend de sa qualité, de son coefficient de surtension Q . Si on amortit artificiellement un circuit oscillant à l'aide d'une résistance en parallèle (ou en série), on diminue sa qualité (Q) et son impédance Z à la résonance. Sa sélectivité devient moins bonne.

D'une façon générale, il est plus logique, dans un superhétérodyne, de rechercher le maximum de sélectivité, avant le changement de fréquence, surtout en O.C., car c'est là que la réception des fréquences-images est particulièrement gênante.

En G.O. et P.O. l'intérêt d'un circuit sélectif supplémentaire n'est pas négligeable, mais souvent, en rapport avec les conditions locales de réception, on préfère pousser le gain.

Lorsqu'on utilise une penthode à grande pente en amplificatrice H.F., on se trouve généralement dans de bonnes conditions en O.C. : l'impédance de charge réelle peut se rapprocher de Z_{\max} . Il devient alors possible d'avoir un gain élevé sans avoir à amortir le circuit, d'où bonne sélectivité, ou du moins une sélectivité maximum possible.

Mais lorsqu'une telle penthode fonctionne en G.O. et P.O., l'impédance de charge réelle dépasse toujours, même avec des bobines de qualité quelconque, la valeur limite Z_{\max} . Pour rendre stable le fonctionnement de l'amplificateur on est alors obligé d'amortir les circuits, ce qui diminue évidemment Z , mais aussi Q et, par conséquent, la sélectivité.

Il est à remarquer que la valeur Z_{\max} est souvent atteinte et dépassée même avec des penthodes de caractéristiques plus modestes, telle une simple EF41.

On peut y remédier soit en réduisant volontairement la pente de la lampe en P.O. et G.O., soit en utilisant certains branchements afin de diminuer l'impédance de charge réelle sans amortir le circuit correspondant.

Pour modifier la pente d'une penthode H.F. il existe deux moyens : modifier la polarisation de la grille de commande G_1 ou la tension d'écran G_2 . Si le tube est polarisé « par la cathode », il suffit d'augmenter la valeur de la résistance de polarisation et inversement. La figure 236 représente une commutation souvent adoptée, la valeur des résistances étant de 200 à 400 ohms en O.C. et de 1500 à 5000 ohms en P.O. et G.O., la pente de la lampe diminuant lorsque la résistance augmente.

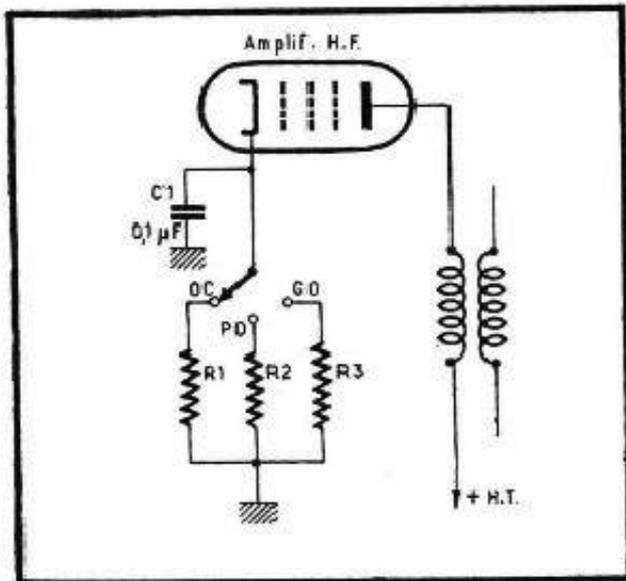
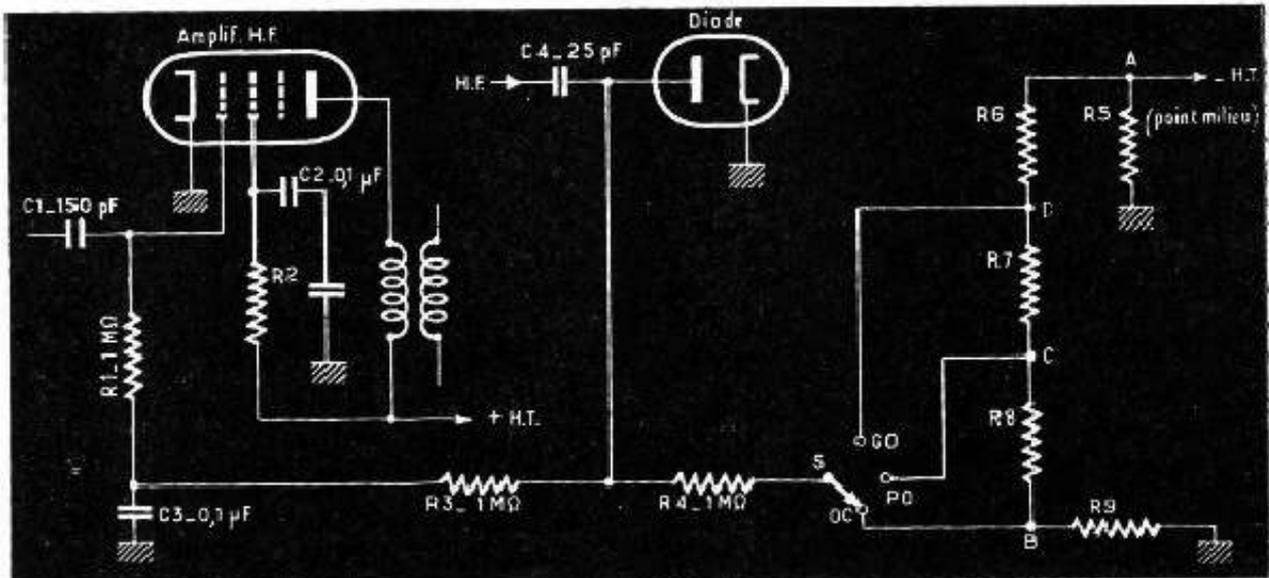


Fig. 236 (ci-contre). — Commutation des résistances de polarisation d'une amplif. H.F.

Fig. 237 (ci-dessous). — Comment faire varier la polarisation d'une amplif. H.F., dont la cathode est réunie à la masse.



Si le tube est polarisé « par la grille », avec la cathode réunie à la masse et la tension de la C.A.V. appliquée à la grille, la solution devient plus compliquée, car il nous faut disposer d'une tension négative de quelques volts et, de plus, avoir un circuit de C.A.V. complètement séparé pour la lampe H.F. En effet, si le circuit de C.A.V. est commun à tous les tubes commandés, toute modification de la polarisation initiale (de repos) sera transmise également aux autres tubes, ce qui est à éviter bien entendu.

La figure 237 donne une idée du montage possible, la diode utilisée pour la C.A.V. étant séparée ou faisant partie d'un autre tube dont la cathode est réunie à la masse. Entre le point milieu du secondaire H.T. et la masse on dispose une résistance (R_5) de quelque 100 ohms (cette résistance existe déjà souvent lorsque la polarisation de la lampe finale s'effectue « par la grille »). Dans ces conditions nous aurons, au point A, une tension de -5 à -8 volts, suivant le débit du récepteur. En shuntant R_5 par un pont-diviseur de tension (R_6, R_7, R_8, R_9) nous pouvons obtenir des tensions négatives intermédiaires qui, par le jeu du commutateur S, seront appliquées au circuit de C.A.V. de l'amplificatrice H.F., donc à la grille de cette lampe. La plaque de la diode sera alimentée en H.F., à travers un condensateur (C_4) de 10 à 50 pF, à partir de la plaque de l'amplificatrice M.F., ou à partir de la diode de détection-signal.

La valeur des résistances du pont-diviseur de tension shuntant R_5 sera choisie de

Tableau XXXV. — VARIATION DE LA PENTE DE CERTAINES LAMPES EN FONCTION DE LA POLARISATION ET DE LA TENSION D'ÉCRAN.

Lampe	R _s (ohms)	Tension écran (volts)	Pente (en mA/V) pour une polarisation (en V) de :				
			- 2	- 4	- 6	- 8	- 10
EAF42	100 000	50	2	1,4	1	0,8	0,65
		75	0,6	0,2	0,065		
		100	1,2	0,45	0,25	0,1	
EBF80	100 000	50	3	1	0,45	0,25	
		75	2,2	1,6	1,2	0,85	0,65
		100	1	0,25	0,07		
EBF89	56 000	75	1,8	0,6	0,25	0,1	
		100	2,8	1,2	0,5	0,25	
		125	4	2,8	2,1	1,5	1
ECH81	40 000	50	3,3	1	0,18	0,05	0,035
		100	4,1	2,3	0,75	0,23	0,1
		125	5	3	1,4	0,55	0,25
EF41	90 000	50	2,4	1,8	1,1	0,7	0,5
		75	1,4	0,2	0,09		
		100	2,6	1,4	0,5	0,25	
EF42	250	50	2,5	1,9	1,4	1,1	0,85
		75	0,85	0,3	0,14	0,045	
		100	1,8	0,7	0,35	0,15	0,18
EF80	170 200 250	250	9,5	La pente diminue très vite lorsque la polarisation augmente et atteint une valeur très faible pour - 4 V déjà.			
		170	7,4	1,4			
		200	8,8	3			
EF85	60 000	50	5,3	1,5			
		100	6,5	4	2,3	1,2	0,65
		150	3	0,2	0,08		
EF80 ^c	51 000	50	6,5	2,5	0,3	0,18	0,13
		100	4	6	2,5	0,5	0,26
		150	2	2,8	2,1	1,5	1
6AC7	60 000	50	2	0,32	0,11	0,045	0,016
		100	4	2	0,85	0,35	0,17
		150	4	3,5	2	1,2	0,6
6AU6	100 150	50	9	6	3,6	1,5	
		100	0,5	Valeur négligeable à partir de - 3 V. Valeur négligeable pour - 4V.			
		150	4	1,5			
6BA6	33 000	100	9	Valeur négligeable pour - 4 V.			
		150	2,25	1			
6BA6	33 000	50	3,9				
		75	4	2	1,1	0,8	0,65
		100	0,8	0,25	0,12	0,065	0,1
6BA6	33 000	75	2	0,5	0,27	0,17	0,1
		100	3,5	0,9	0,5	0,32	0,21

façon que l'effet de shunt soit négligeable. Autrement dit, la somme de ces quatre résistances devra représenter 15 à 20 fois la valeur de R_5 , soit 1500 à 2000 ohms. Quant à la valeur relative de ces résistances, elle dépendra évidemment des caractéristiques de la lampe H.F. et de la diminution de la pente que nous voulons obtenir. La polarisation minimum (pente maximum, donc position O.C.) étant généralement de l'ordre de -2 volts, nous devons avoir cette tension en B. Si, par exemple, la tension en A est de -7 volts et que R est la résistance totale du pont $R_6 + R_7 + R_8 + R_9$, la valeur de R_9 est

$$R_9 = \frac{2}{7} R = 0,3 R \text{ environ.}$$

De même, si nous voulons avoir -4 volts en C (P.O.) et -6 volts en D (G.O.), nous aurons, respectivement,

$$R_7 + R_8 = \frac{4}{7} R = 0,6 R \text{ environ,}$$

et, évidemment,

$$R_6 + R_8 + R_7 = \frac{6}{7} R = 0,85 R.$$

La diminution de la pente avec l'augmentation de la polarisation est d'autant plus sensible que la pente maximum est plus élevée.

Le tableau XXXV nous donne une idée sur la façon dont varie la pente en fonction de la polarisation, pour quelques tubes courants. Des renseignements plus détaillés peuvent toujours être obtenus par l'examen des courbes fournies par les fabricants de lampes. Ces indications ne sont valables que pour une certaine résistance d'écran (R_2 , fig. 238 a) ou pour une certaine tension d'écran obtenue par un pont (R_2 - R_3 , fig. 238 b), indiquées dans le tableau.

La possibilité de faire varier la pente en agissant sur la tension d'écran ressort également du tableau XXXV, mais on remarquera qu'il peut y avoir deux façons d'alimenter un écran : par résistance série (R_2 , fig. 238 a) ou par un pont (R_2 - R_3 , fig. 238 b). Le premier schéma est nettement préférable lorsque la lampe est commandée par la C.A.V., mais exige, pour faire varier la pente, une variation beaucoup plus importante de la polarisation. Le second schéma permet d'obtenir une tension d'écran relativement stable, si la consommation propre du diviseur de tension R_2 - R_3 est élevée par rapport au courant d'écran, mais la plage de variation de la pente en fonction de la polarisation se trouve fortement réduite, comme le montre d'ailleurs le tableau. La tension d'écran demande, ici, à être ajustée avec beaucoup plus de soin et l'application éventuelle de la C.A.V. à la grille exige quelques précautions.

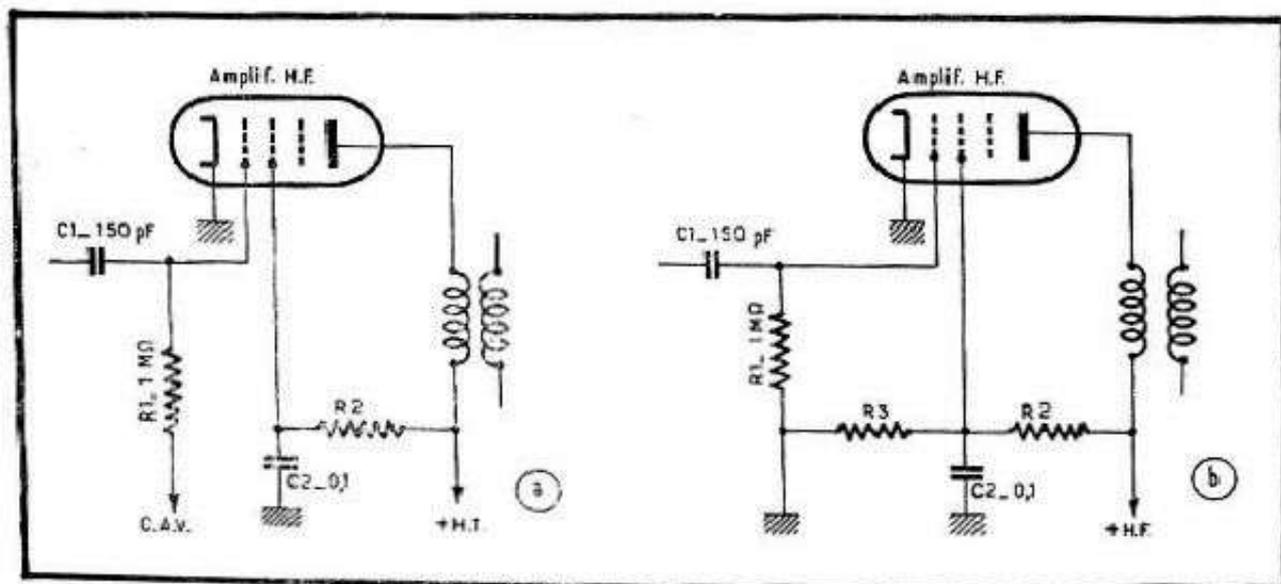


Fig. 238. — Deux façons d'alimenter l'écran d'une amplificatrice H.F.

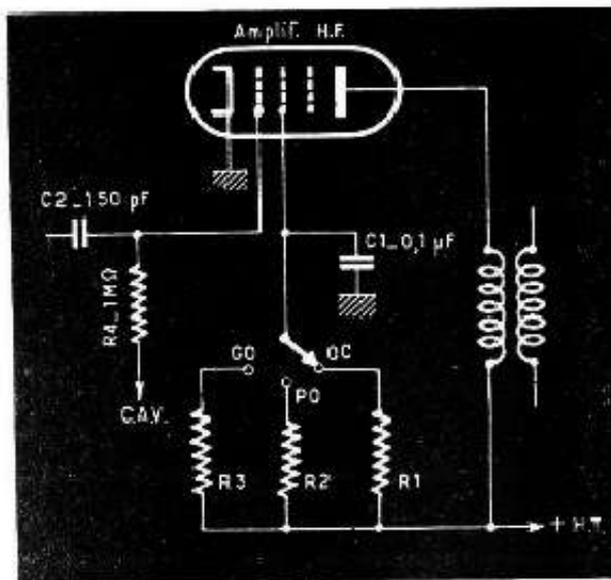


Fig. 239. — Modification de la pente d'une amplifcatrice H.F. par variation de la tension d'écran.

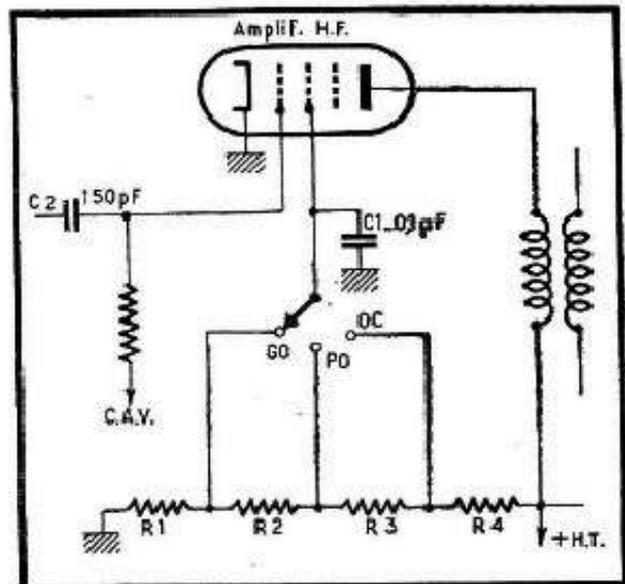


Fig. 240. — Autre possibilité de faire varier la tension d'écran d'une penthode H.F.

Toujours est-il que pour faire varier la tension d'écran suivant la gamme on peut utiliser l'un des schémas des figures 239 et 240. La valeur des différentes résistances est fonction des caractéristiques de la lampe utilisée, la résistance R_1 de la figure 239 ayant, en principe, la valeur R_2 du tableau. Les autres résistances seront nettement plus élevées.

Il est pratiquement impossible de prévoir par le calcul de combien on doit augmenter la polarisation ou diminuer la tension d'écran pour stabiliser un amplificateur et la meilleure façon consiste encore à le déterminer expérimentalement.

Si l'on veut diminuer l'impédance de charge en agissant sur les circuits de liaison, sans amortir ces derniers, les moyens varient suivant le type de liaison utilisé.

Dans le cas de la figure 234 a on peut connecter la plaque de la lampe à une prise intermédiaire sur le bobinage L_2 (fig. 241). L'impédance réelle est alors pratiquement égale à celle du circuit L_1 -CV à la résonance, multipliée par le carré du rapport L_a/L_1 , L_a étant la self-induction de la « prise ». Comme L_a/L_1 varie comme le carré du rapport du nombre de spires, on voit que l'impédance varie comme la puissance 4 de ce rapport et que sa diminution peut être très rapide.

Il est relativement facile, dans le schéma de la figure 234 b, de donner à la bobine d'arrêt L_2 des caractéristiques telles que l'impédance de charge totale soit ramenée dans les limites voulues. Il en est de même pour la figure 234 c.

Pour les figures 234 d et 234 e la question ne se pose pas, car dans tous les cas l'impédance totale est toujours nettement plus faible que Z_{\max} .

Enfin, pour la figure 235, le moyen le plus simple de diminuer l'impédance consiste à diminuer M (induction mutuelle), en écartant, par exemple, les bobines L_1 et L_2 .

Amplification H.F. dans la pratique

Il nous reste, après tout ce que nous avons vu, à examiner d'un œil critique quelques schémas réels d'amplificateurs H.F. et de les commenter. Voici, par exemple, un petit récepteur à amplification directe, alimenté sur secteur (fig. 242). Le système de liaison H.F. utilisé est du type à circuit d'anode accordé, puisque le condensateur C_7 n'a aucune influence en H.F. et que sa capacité suffisamment élevée ne modifie pratiquement en rien celle du CV2. Ce circuit est relativement peu amorti, étant donné que nous avons ensuite l'ensemble C_8 - R_5 .

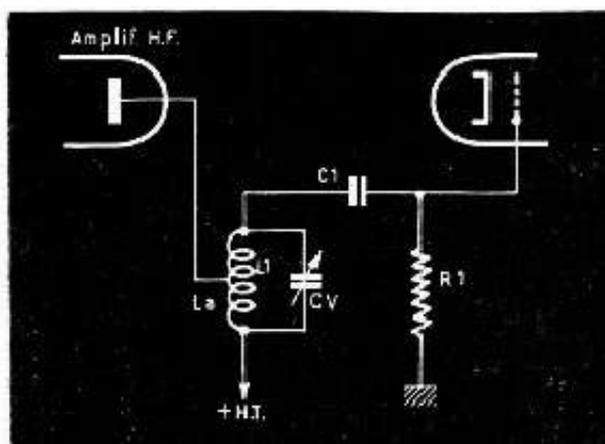


Fig. 241. — Diminution de l'impédance de charge par prise sur le bobinage accordé.

La sélectivité de ce récepteur doit être assez bonne, dans la mesure où elle peut l'être avec deux circuits accordés seulement. Le tube 6AU6 est monté en détecteur à réaction, les enroulements correspondants, couplés aux bobines de liaison H.F., étant L_7 et L_8 . Une résistance variable (R_3) permet d'amortir plus ou moins L_7 et L_8 et doser, par conséquent, la sensibilité de l'appareil.

Bien entendu, ce récepteur peut être réalisé avec des lampes différentes de celles indiquées, les éléments dont la valeur pourrait être modifiée étant dans ce cas R_1 , R_2 , R_6 et R_7 . Le nombre de spires des différentes bobines dépend, évidemment, des mandrins adoptés, mais nous pensons qu'il peut être utile de donner le rapport de spires des différents enroulements.

C'est ainsi que L_1 a 7 fois plus de spires que L_3 , tandis que L_2 n'en a que 3,8 fois plus que L_4 . Le nombre de spires est le même pour L_3 et L_5 d'une part, et pour L_4 et L_6 d'autre part. Les enroulements de réaction ont relativement peu de spires : 0,35 de L_5 pour L_7 ; 0,047 de L_6 pour L_8 .

Le schéma de la figure 243 représente l'amplificateur H.F. utilisé pour les quatre gammes O.C. d'un récepteur de luxe, tandis que la figure 244 montre comment se trouve modifié le même schéma en G.O. et P.O. Autrement dit, la liaison H.F. en O.C. comporte un circuit accordé (L_3 -CV2), tandis que sur G.O. et P.O. cette liaison devient « aperiodyque », le condensateur variable CV2 étant commuté à l'entrée et servant pour accorder l'un des circuits du présélecteur L_6 -CV1- L_7 -CV2.

On remarquera (fig. 243) un filtre M.F. placé d'une façon inhabituelle : dans la cathode de l'amplificatrice H.F. (L_4 - C_2). Cela équivaut, on le comprend, à disposer ce filtre en série dans le circuit d'anode.

La double liaison C_7 - R_6 - C_{11} - R_7 est destinée, d'après les explications du constructeur, à diminuer le danger de modulation par la composante alternative résiduelle de la tension anodique.

Voici les caractéristiques des circuits accordés, pour les quatre gammes O.C. (tableau XXXVI).

La valeur indiquée pour la self-induction ne tient pas compte du noyau magnétique. Par ailleurs, les primaires L_1 sont exécutés en fil fin (14/100) et « en vrac ». Pour les enroulements accordés, le bobinage est fait à spires jointives, en fil de 50/100 pour les deux premières gammes et 30/100 pour les deux dernières.

La bobine L_4 du filtre M.F. comporte 35 spires en fil divisé de $10 \times 0,07$ et sa self-induction, avec noyau, est de l'ordre de 25 μ H.

Le schéma de la figure 245 représente également un amplificateur H.F. pour les quatre gammes O.C. d'un récepteur, d'une conception un peu différente en ce qui concerne la liaison H.F. Sur les gammes G.O. et P.O., le condensateur variable CV2 est

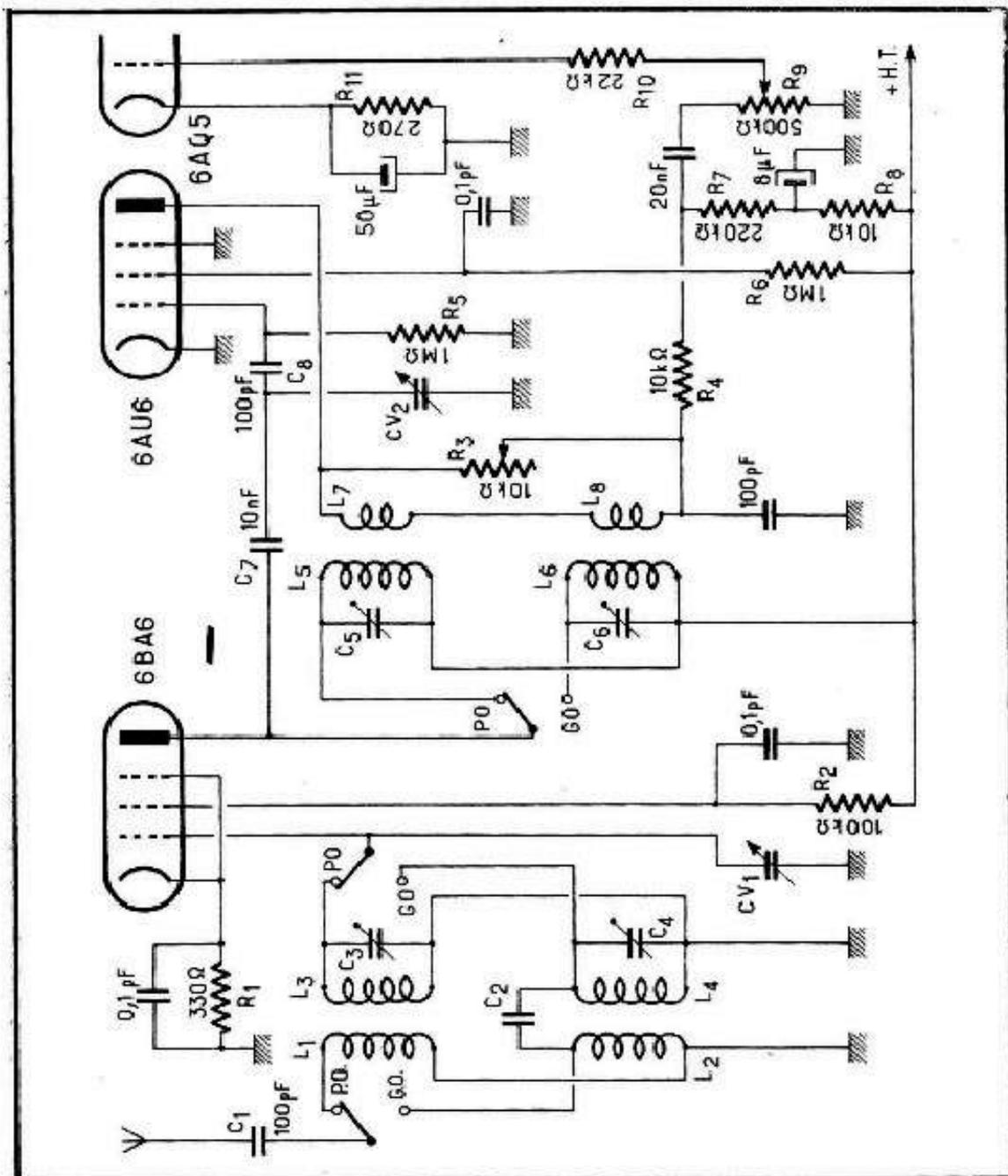


Fig. 242. — Schéma d'un récepteur simple à amplification directe.

renvoyé sur le présélecteur à l'entrée et le circuit accordé de la liaison H.F. (L_3 -CV2) est remplacé par une résistance de 10 000 ohms en P.O. et 15 000 ohms en G.O.

En O.C., seule la gamme « semi-étalée » (47,6 à 75 m) possède un bobinage d'en-

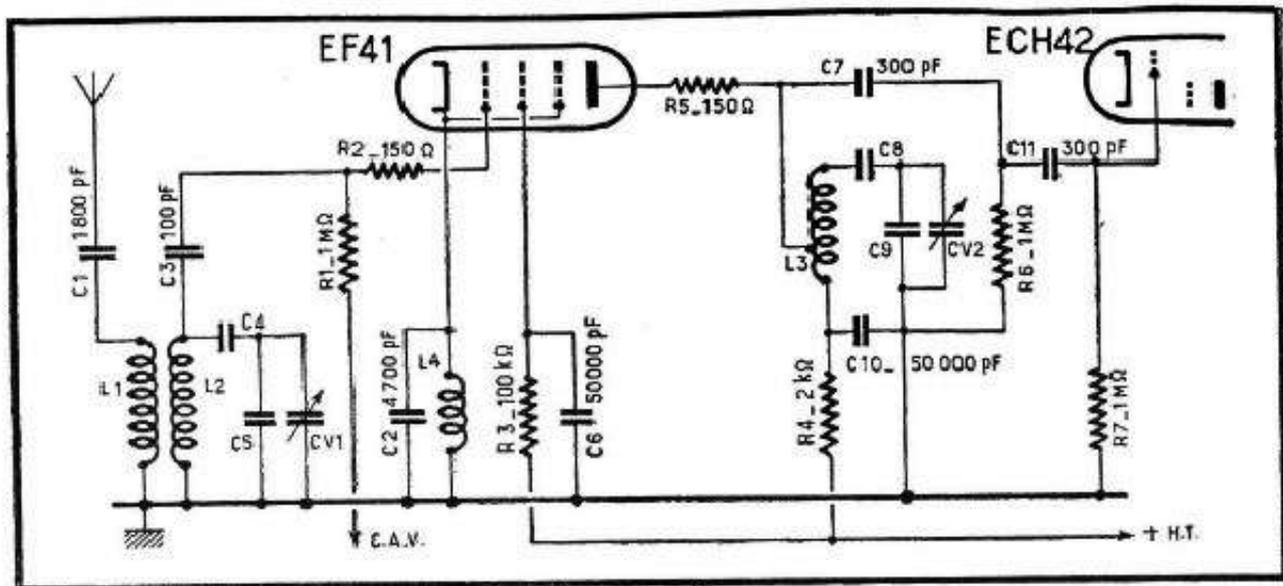


Fig. 243. — Schéma, pour les gammes O.C., d'un étage amplificateur H.F.

trée à primaire (L_1). Pour les trois autres bandes étalées (41, 31 et 25 m), la liaison avec l'antenne se fait par une petite capacité C_2 (en pointillé sur le schéma), les éléments C_1 et L_1 étant supprimés.

Les condensateurs d'étalement, série et parallèle, non représentés sur le schéma, sont, pour les trois bandes étalées : 110 pF en série et 200 pF en parallèle. Leur disposition est la même que celle de la figure 243.

La self-induction des bobines, toujours pour les trois bandes étalées, est, compte tenu du noyau magnétique :

- 25 m — 1,65 μ H (9,5 spires);
- 31 m — 2,8 μ H (13,5 spires);
- 41 m — 4,6 μ H (19 spires).

Le filtre M.F., de même conception que celui de la figure 243, possède des caractéristiques un peu différentes : $L_4 = 50 \mu$ H environ (47 spires en fil de 20/100, avec noyau magnétique réglable).

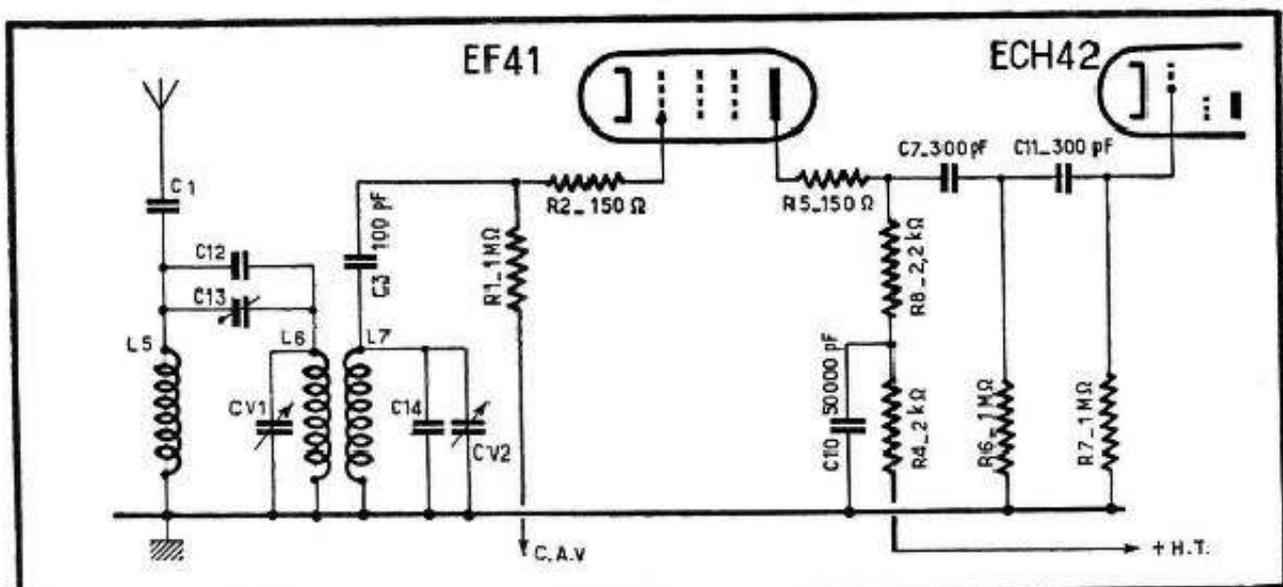


Fig. 244. — Modification du schéma de la figure 243 pour les gammes P.O. et G.O.

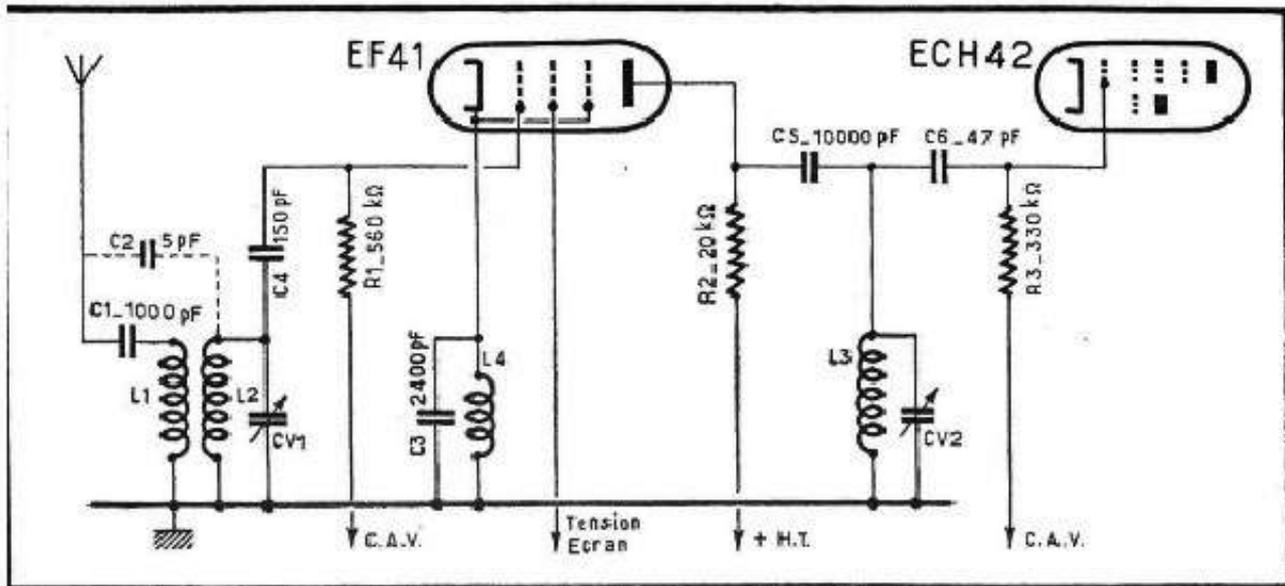


Fig. 245. — Un autre schéma d'un étage amplificateur H.F.

Tableau XXXVI.— CARACTÉRISTIQUES DES BOBINAGES O.C. DU SCHÉMA DE LA FIGURE 244.

Gamme (mètres)	L ₁		L ₂		C ₁ (pF)	C ₂ (pF)	L ₃		C ₃ (pF)	C ₄ (pF)
	μH	Spires	μH	Spires			μH	Spires		
25 m (B.E.)	1,75	8	1,1	11	68	300	1,25	8+4	68	300
31 m (B.E.)	1,95	10	1,9	15	68	300	1,9	7,5+7,5	68	300
30 à 47	6,3	20	4,3	16	220	40	4,3	9,5+6,5	220	40
48 à 76	11,2	30	7,8	25	220	55	7,8	12,5+12,5	220	55

Le schéma de la figure 246 représente un amplificateur H.F. avec la liaison par transformateur à secondaire accordé (L₃-L₄). Prévu pour recevoir 3 bandes O.C. étalées, il devient « apériodique » en G.O. et P.O., l'ensemble des bobines de liaison se trouvant

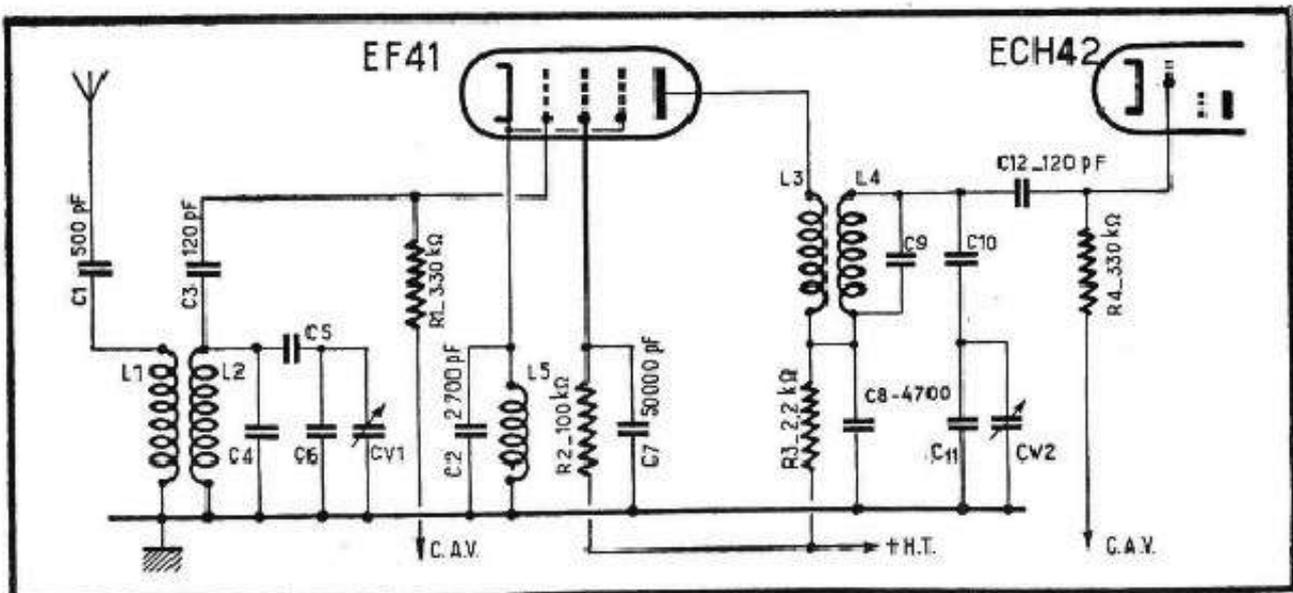


Fig. 246. — Amplificateur H.F. à liaison par transformateur à secondaire accordé.

remplacé par une résistance de 2 200 ohms dans le circuit anodique et une liaison directe vers C_{12} .

Les caractéristiques des bobines et la valeur des condensateurs d'étalement sont résumées dans le tableau XXXVII.

Tableau XXXVII. — BOBINES ET CONDENSATEURS DE LA FIGURE 246.

Bobines et Condensateurs		Bandes étalées (en MHz)		
		12,1 à 11,5	9,86 à 9,36	7,8 à 5,98
L_1	(μH)	8	12,5	6
	(Spires)	20	25	16
	(Fil)	15/100	15/100	15/100
L_2	(μH)	1,3	2,2	4,55
	(Spires)	9	11,5	17
	(Fil)	65/100	65/100	50/100
C_4	(pF)	8 à 30 (aj.)	18 à 40 (aj.)	48 à 70 (aj.)
C_5	(pF)	100	100	100
C_6	(pF)	270	270	270
L_3	(μH)	20	5,2	55
	(Spires)	34	1,14	50
	(Fil)	15/100	15/100	15/100
L_4	(μH)	1,3	2,2	4,55
	(Spires)	9	11,5	17
	(Fil)	65/100	65/100	50/100
C_7	(pF)	18 à 40 (aj.)	8 à 30 (aj.)	48 à 70 (aj.)
C_{10}	(pF)	100	100	100
C_{11}	(pF)	270	270	270

Le diamètre extérieur de la carcasse de tous les bobinages O.C. est de 16 mm, et la valeur de la self-induction du tableau tient compte du noyau magnétique.

Enfin, la figure 247 représente encore un schéma d'amplificateur H.F., prévu, en dehors des gammes normales, pour la réception des bandes « semi-étalées » de 7,4 à 6 MHz et de 12,1 à 9,45 MHz. Le circuit accordé, dans la liaison H.F., est remplacé, sur les gammes G.O. et P.O., par une résistance de 22 000 ohms. Les capacités d'étalement série et parallèle ont la valeur suivante :

$$C_4 = C_{11} = 240 \text{ pF};$$

$$C_5 = C_{12} = 90 \text{ pF}$$

Les caractéristiques des bobines, réalisées sur un support de 15,5 mm de diamètre, sont données, pour les deux bandes étalées, dans le tableau XXXVIII, sans tenir compte du noyau magnétique.

Tableau XXXVIII. — BOBINES ET CONDENSATEURS DE LA FIGURE 247.

Bobines et Condensateurs		Bandes étalées (MHz)	
		12,1 à 9,45	7,4 à 6
L_1	(μH)	0,8	1,7
	(Spires)	4	7
	(Fil)	20/100	20/100
L_2	(μH)	1,4	2,7
	(Spires)	9	12
	(Fil)	80/100	40/100
C_3	(pF)	38 à 63 (aj.)	60 à 86 (aj.)
L_3		identique à L_2	
C_{10}	(pF)	5 à 30 (aj.)	38 à 63 (aj.)

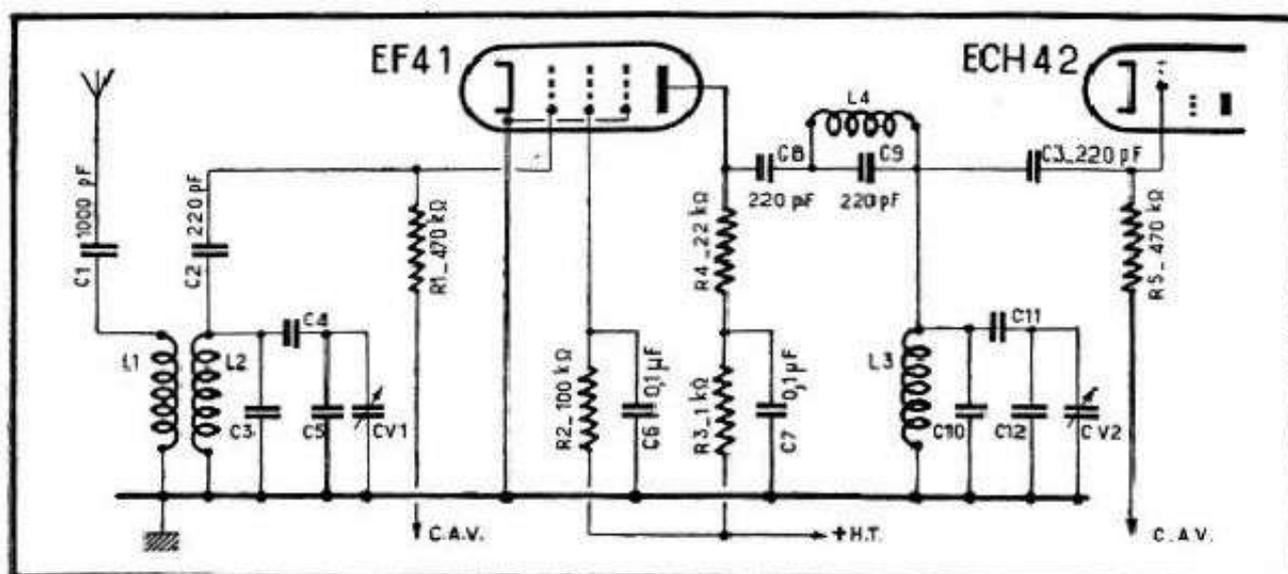


Fig. 247. — Amplificateur H.F. à liaison par résistance - capacité et circuit accordé de grille avec filtre M.F. en série.

Le filtre M.F. est placé, dans le schéma de la figure 247, en série dans la liaison H.F. La bobine L_4 est de $360 \mu\text{H}$ environ et comporte 4 fois 57 spires en fil divisé de $7 \times 0,07$.

Sur cet exemple, nous pensons avoir terminé avec l'amplification H.F. dans un récepteur radio, en espérant que les multiples exemples donnés permettront à chacun non seulement de modifier et de mettre au point convenablement un tel amplificateur, mais encore d'adjoindre, éventuellement, une ou plusieurs bandes étalées O.C.



AMPLIFICATION 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 radio-diffusion, comprend un seul étage, et son schéma classique est celui de la figure 248, la lampe étant une penthode à pente variable (EF41, 6BA6, UF41, EF89, etc.) dont la polarisation est obtenue soit par une résistance cathodique, soit par la ligne de 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 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

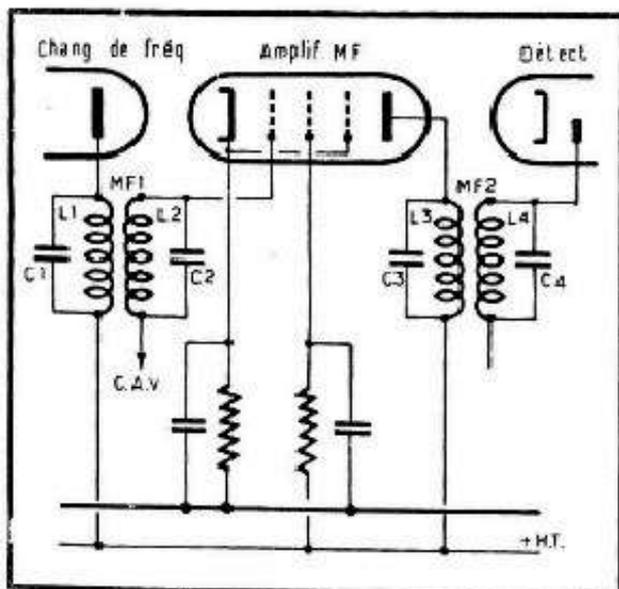


Fig. 248. — Schéma classique d'un amplificateur M.F.

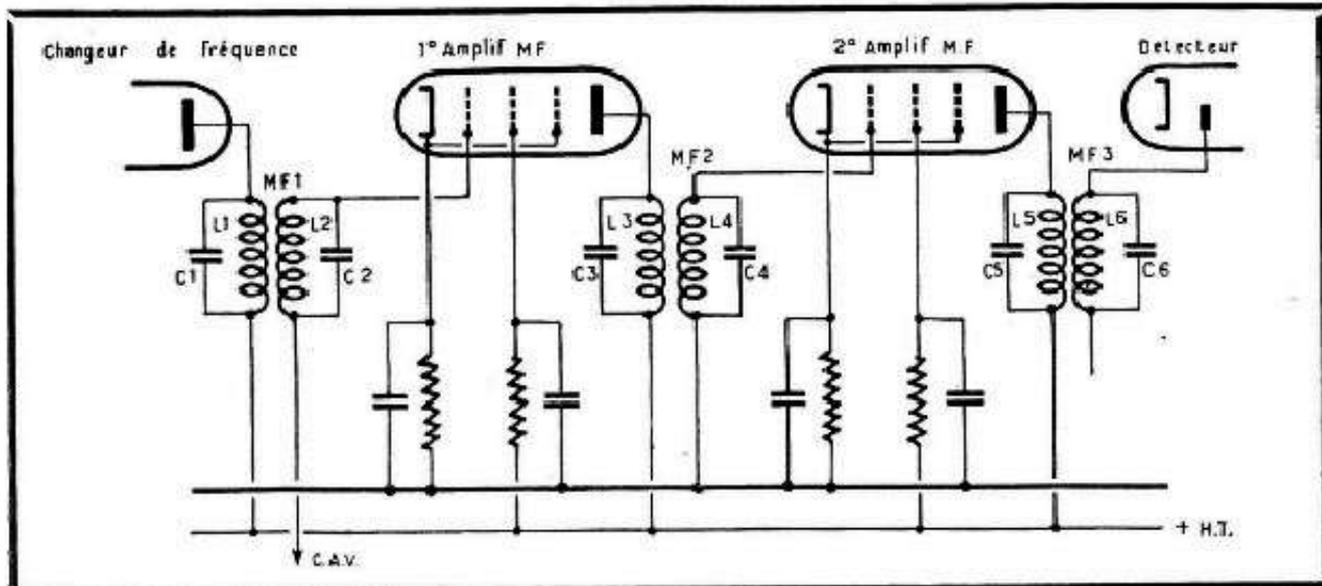
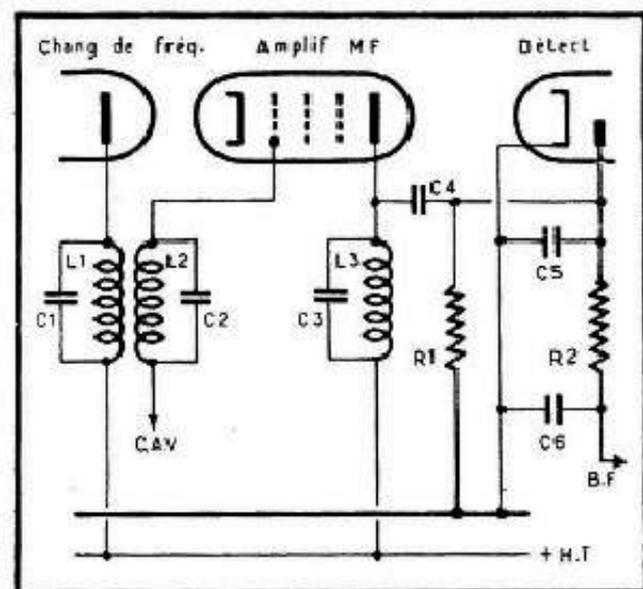


Fig. 249 (ci-dessus). — Schéma d'un amplificateur M.F. à deux étages, avec liaison par transformateurs entre les deux lampes.



Fig. 250 (ci-contre). — Variante d'un amplificateur M.F. à un seul étage.



successifs d'amplification M.F. (fig. 249) 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 248 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 250 : remplacement du deuxième transformateur M.F. par une liaison à un seul circuit accordé. Le circuit C_3-L_3 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_3 est de 50 à 100 pF, tandis que R_2 et C_6 constituent un filtre avec $R_2 = 50 000$ ohms et $C_6 = 100$ à 150 pF.

Il est à noter que la solution de la figure 250 peut être employée lorsqu'on se trouve en face d'un transformateur M.F. défectueux : l'un des enroulements coupé.

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).

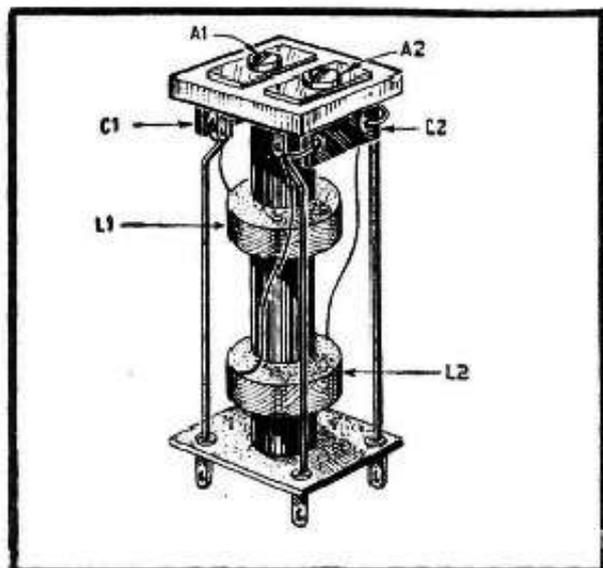
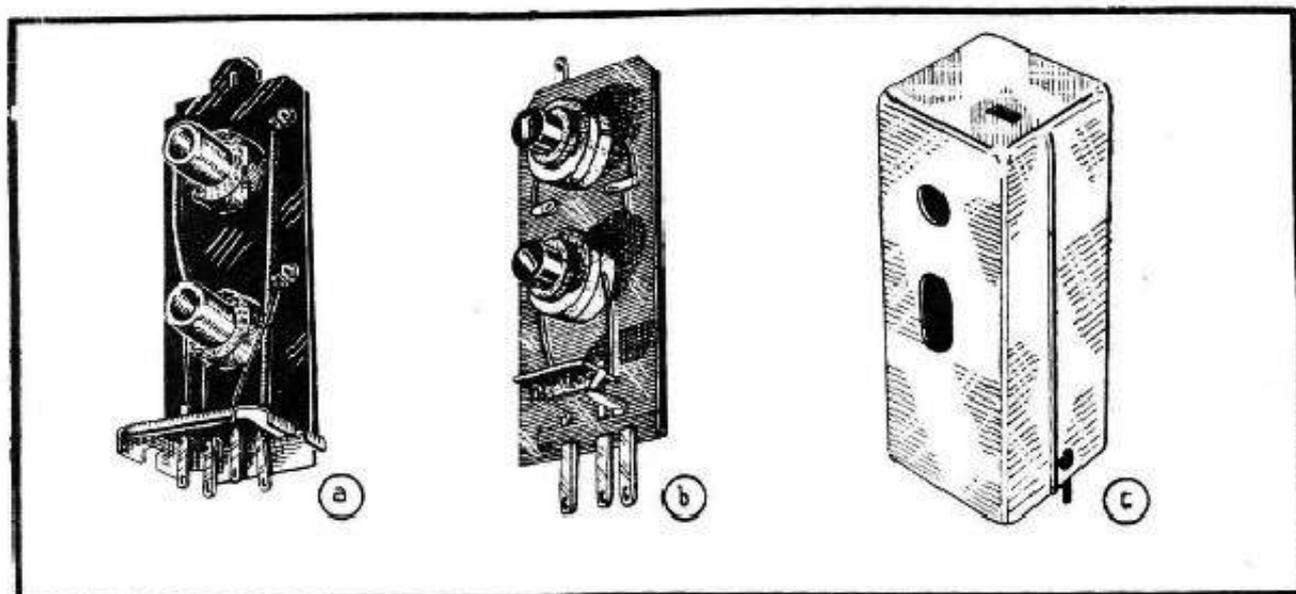


Fig. 251 (ci-contre). — Constitution d'un transformateur M.F. à réglage par capacités ajustables.

Fig. 252 (ci-dessous). — Différents aspects de transformateurs M.F. modernes.



La première solution est pratiquement abandonnée, et on ne la rencontre que sur des récepteurs anciens, d'avant 1939. Le croquis de la figure 251 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 252, suivant que l'on utilise les tubes-supports en matière isolante avec une vis magnétique à l'intérieur (fig. 252 a) ou un noyau dit « pot fermé » (fig. 252 b). La figure 252 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 place 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

$$\text{Gain} = SZ_a$$

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. sur 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 est compris 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. 253).

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.

Pour illustrer l'influence du couplage, nous donnons (fig. 254) 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.

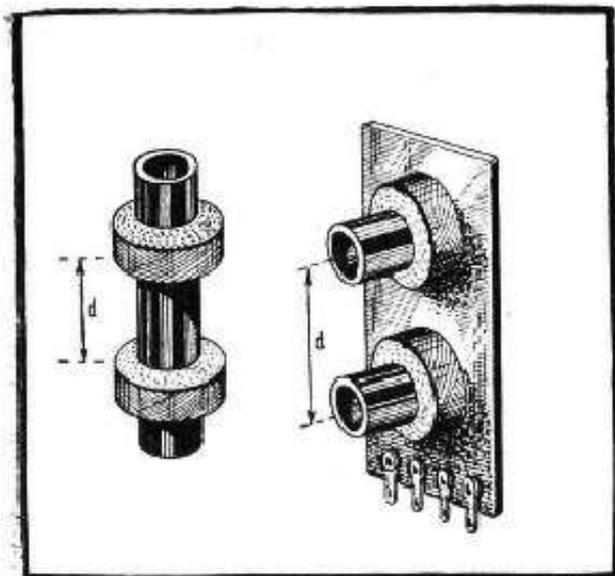


Fig. 253. — C'est la distance entre les deux bobines qui détermine le couplage.

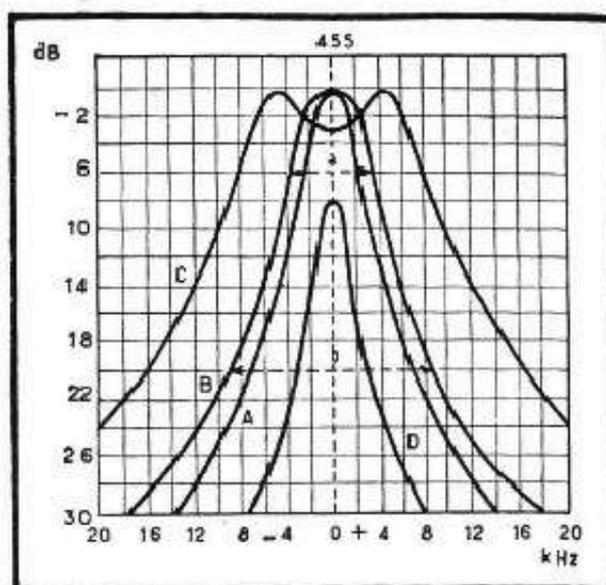


Fig. 254. — Allure des courbes de sélectivité d'un transformateur M.F. en fonction du couplage.

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 254 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, l'induction mutuelle 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 ce que l'on appelle le coefficient de surtension et 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 du fil employé (fil plein ou fil divisé), 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 du 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 ce nouvel accord on est obligé d'enfoncer davantage la vis magnétique 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 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 255, 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 256.

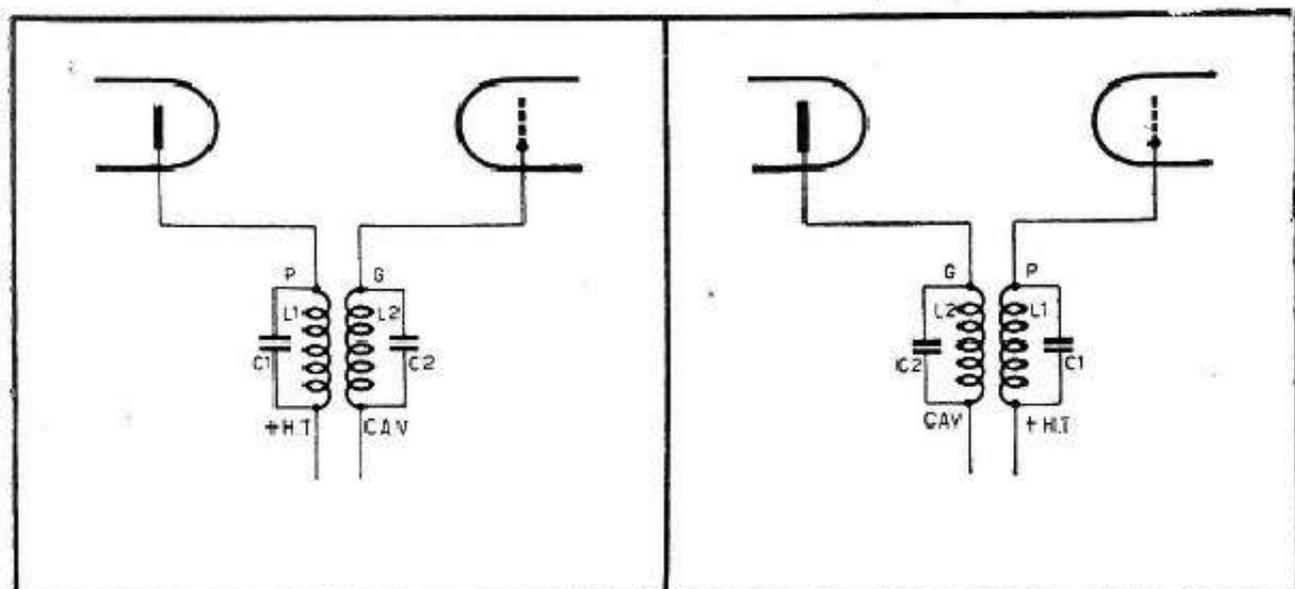


Fig. 255. — Branchement normal d'un transformateur M.F.

Fig. 256. — Branchement où l'on intervertit le primaire et le secondaire.

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. 257) ou secondaire (fig. 258), 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. 259) 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

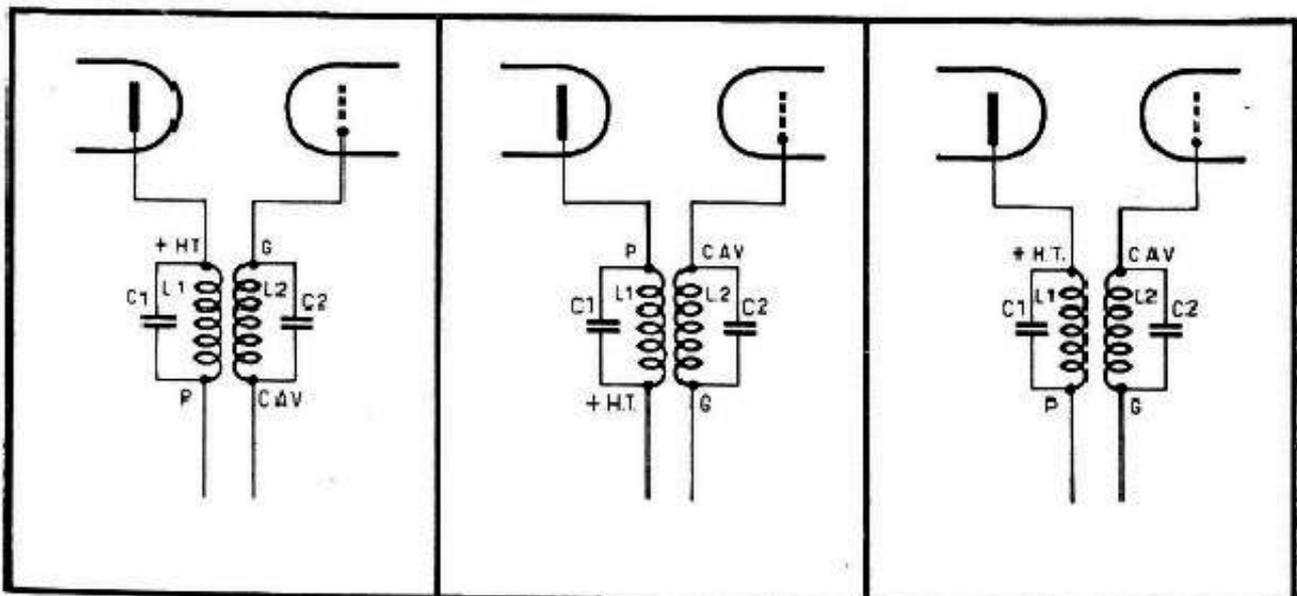


Fig. 257. — Inversion du primaire seul.

Fig. 258. — Inversion du secondaire seul.

Fig. 259. — Inversion simultanée du primaire et du secondaire.

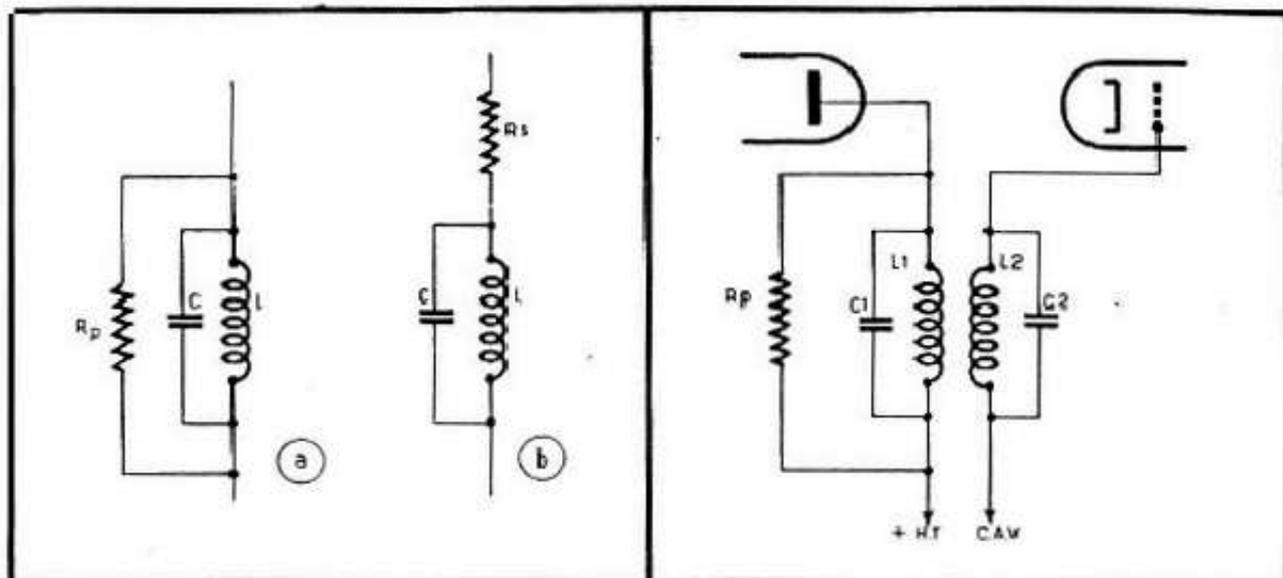


Fig. 260. — On peut amortir un circuit par une résistance parallèle ou une résistance série.

Fig. 261. — Amortissement du primaire d'un transformateur M.F. par une résistance parallèle

circuits (ou les deux), il est à prévoir que cet amortissement diminue le couplage.

Par ailleurs, nous pouvons amortir soit par une résistance parallèle R_p (fig. 260 a), soit par une résistance série R_s (fig. 260 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 $700 \mu\text{H}$ pour chaque bobine, la correspondance suivante peut être établie entre les résistances série et les résistances parallèles.

R_s (ohms)	R_p (ohms)
25	1 60 000
50	80 000
100	40 000
200	20 000
500	8 000
1000	4 000

Pratiquement, il est souvent plus commode d'amortir par une résistance série, mais les deux modes d'amortissement donnent des résultats équivalents.

Donc, lorsqu'on amortit le primaire d'un transformateur M.F. par une résistance parallèle (fig. 261), on observe une diminution du couplage qui, pour les différentes valeurs de R_p peut se traduire approximativement par les courbes de la figure 262.

La courbe A étant celle du transformateur sans aucun amortissement, nous pouvons, pour 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.

i. — *Amortissement du secondaire.* — Si nous branchons la résistance d'amortissement R_p en parallèle sur le secondaire (fig. 263), 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 262, 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 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 262. 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. 264).

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 150 000

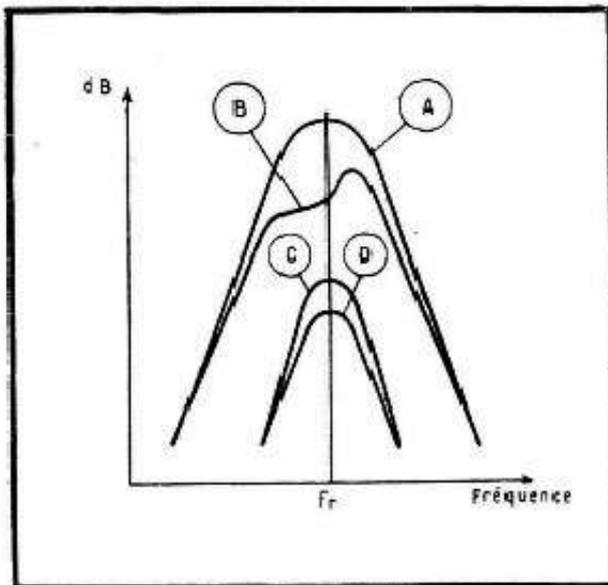
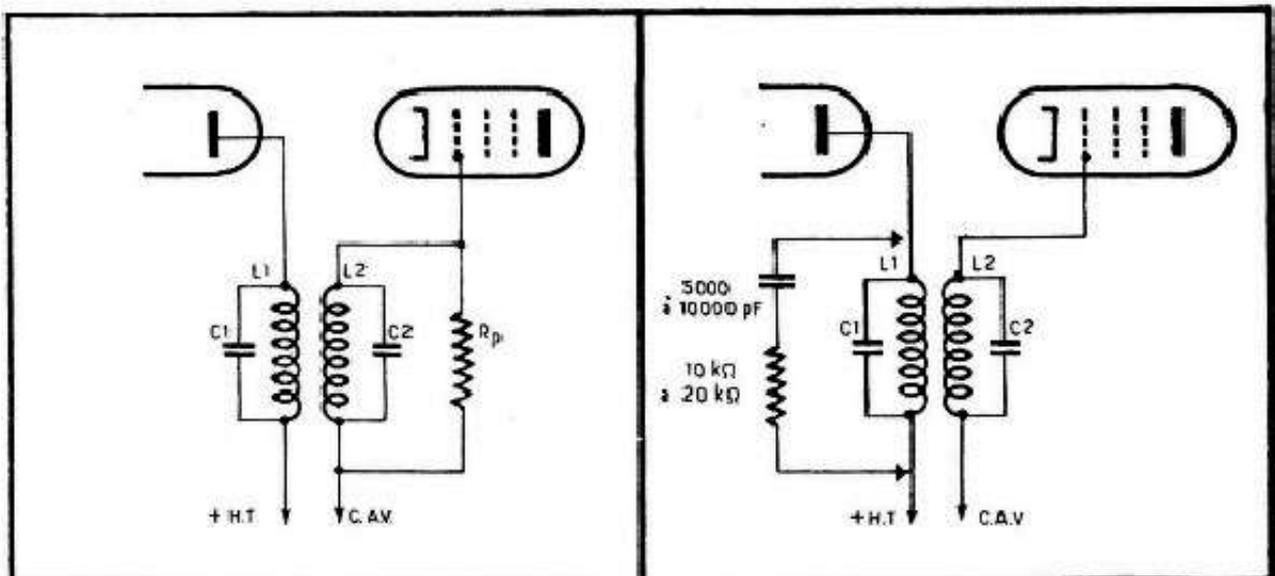


Fig. 262 (ci-contre). — Influence de l'amortissement sur la courbe de sélectivité.

Fig. 263 (ci-dessous, à gauche). — Amortissement du secondaire d'un transformateur M.F.

Fig. 264 (ci-dessous, à droite). — Autre façon d'amortir un circuit.



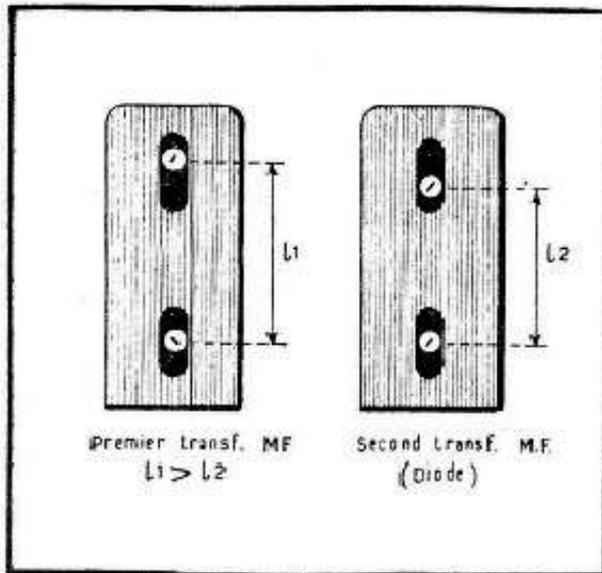


Fig. 265 (ci-dessus). — Le premier et le second transformateurs M.F. se distinguent généralement par la distance entre les bobines.

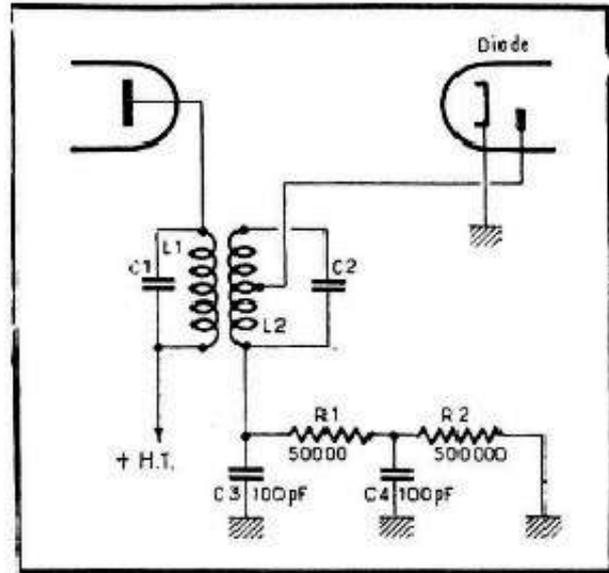
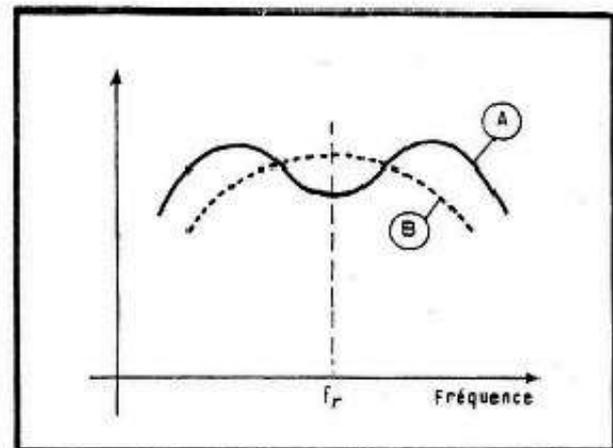


Fig. 266 (ci-dessus, à droite). — Pour diminuer l'amortissement dû à la diode, cette dernière est souvent attaquée par une prise intermédiaire.

Fig. 267 (ci-contre). — L'effet recherché ici est la superposition d'une courbe à sommet unique et d'une courbe à deux bosses.



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. 265). 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. 266).

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. 267) 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 d'y remé-

dier 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 ou pointes (fig. 268) : 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 pointes 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. 269) : 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 secondaire 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 270), 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 270).

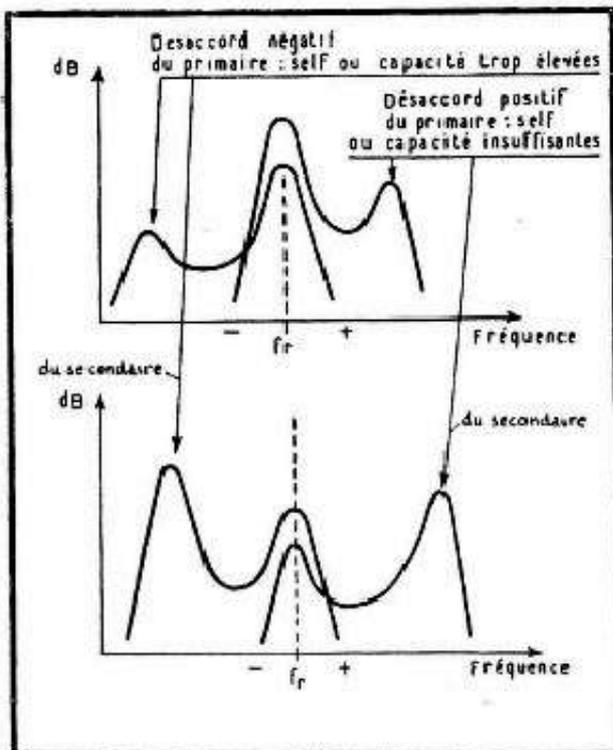


Fig. 268 (en haut). — Influence d'un désaccord positif ou négatif du primaire.

Fig. 269 (en bas). — Influence d'un désaccord positif ou négatif du secondaire.

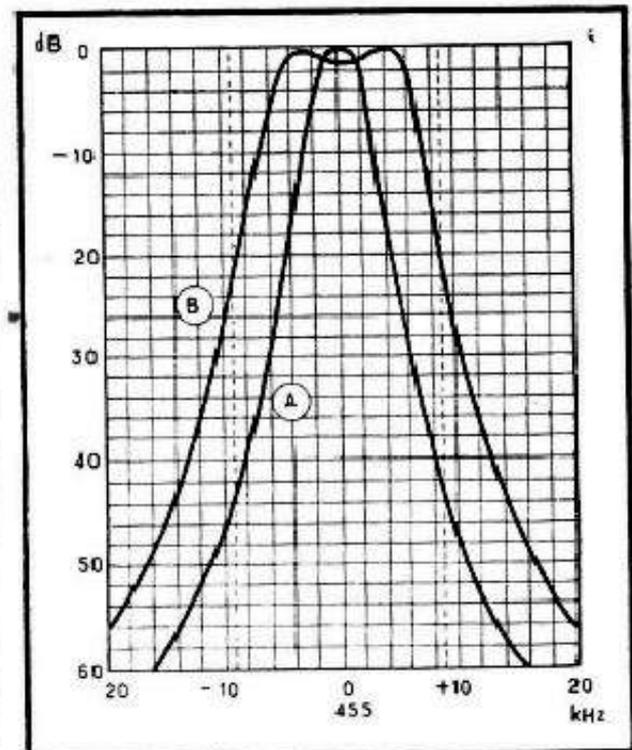
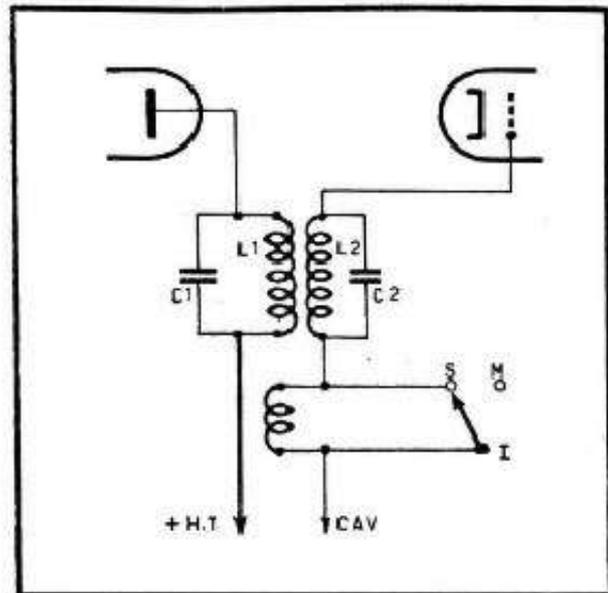


Fig 270. — Modification de la courbe pour les deux positions du commutateur. En A on a la courbe correspondant à la position "Sélectif", et en B celle correspondant à la position "Musical".

Fig. 271. — Commutation d'un dispositif de sélectivité variable simple.



L'augmentation du couplage est généralement obtenue par l'introduction, à l'aide d'un commutateur, d'un enroulement supplémentaire L_3 (fig. 271), 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_3 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.



CHANGEMENT DE FRÉQUENCE INTERFÉRENCES - SIFFLEMENTS FRÉQUENCES IMAGES

Généralités

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

Les schémas des figures 272 et 273 représentent l'étage d'entrée d'un récepteur superhétérodyne classique, équipé de tubes rimlock ou noval (fig. 272) ou de tubes miniatures (fig. 273). 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-après (fig. 272 et 273) nous avons :

Un *circuit d'entrée* (on dit parfois « circuit d'accord ») comportant un primaire

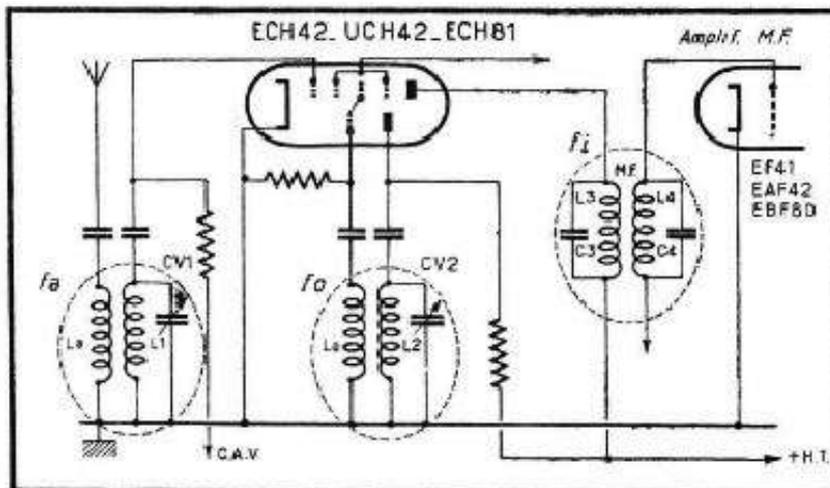


Fig. 272. — Schéma classique d'un étage changeur de fréquence utilisant une triode-heptode.

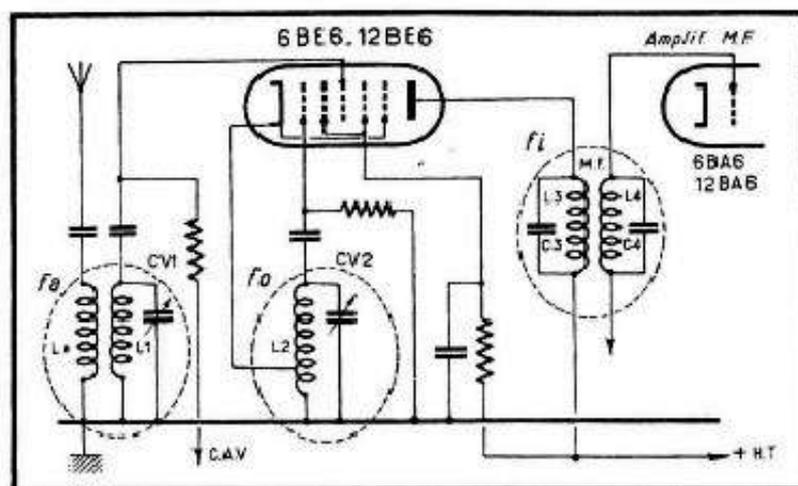


Fig. 273. — Schéma classique d'un étage changeur de fréquence utilisant une pentagride (heptode).

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_a de l'émission à recevoir. Dans la majorité de 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_0 , couplé à L_2 et appelé *circuit d'entretien*. L'ensemble des bobines L_2 et L_0 , 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_a (dite *fréquence d'accord* ou *fréquence incidente*) apparaissant aux bornes de circuit L_1 - CV_1 sont appliquées à 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 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_3 - C_3) accordé sur la fréquence f_1 .

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

En un mot, nous avons affaire, dans un superhétérodyne normal, à deux fréquences variables suivant la position des condensateurs CV_1 et CV_2 (f_a et f_0) 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_a 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_a et de f_0) est appelé *tube changeur de fréquence*.

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

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

$$f_a - f_0 = f_1. \quad (2)$$

Dans le premier cas (relation 1), la fréquence de l'oscillateur (f_0) est donc supérieure à celle du circuit d'entrée (f_a) 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_a) 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 était 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 une de ces possibilités.

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

Or, 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 $L_a-L_1-CV_1$ n'est pas suffisamment sélectif, que le signal incident f_a 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 1550 kHz. Nous avons donc :

$$\begin{aligned} f_{a1} &= 1550; \\ f_i &= 455. \end{aligned}$$

Par conséquent, la réception se faisant par battement supérieur, la fréquence de l'oscillateur (f_{01}) sera, au moment de la réception,

$$f_{01} = f_{a1} + f_i = 1550 + 455 = 2005 \text{ kHz.}$$

Déplaçons l'aiguille de notre cadran vers les fréquences inférieures de la gamme, vers 600-520 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_{02} , sera de 1095 kHz.

Or, il n'est pas difficile de le voir, $1550 - 1095 = 455$ kHz. Autrement dit, $f_{a1} - f_{02} = f_i$, la relation (2) se trouve vérifiée, et nous avons un deuxième point de réception de notre station sur 1550 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 1095 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

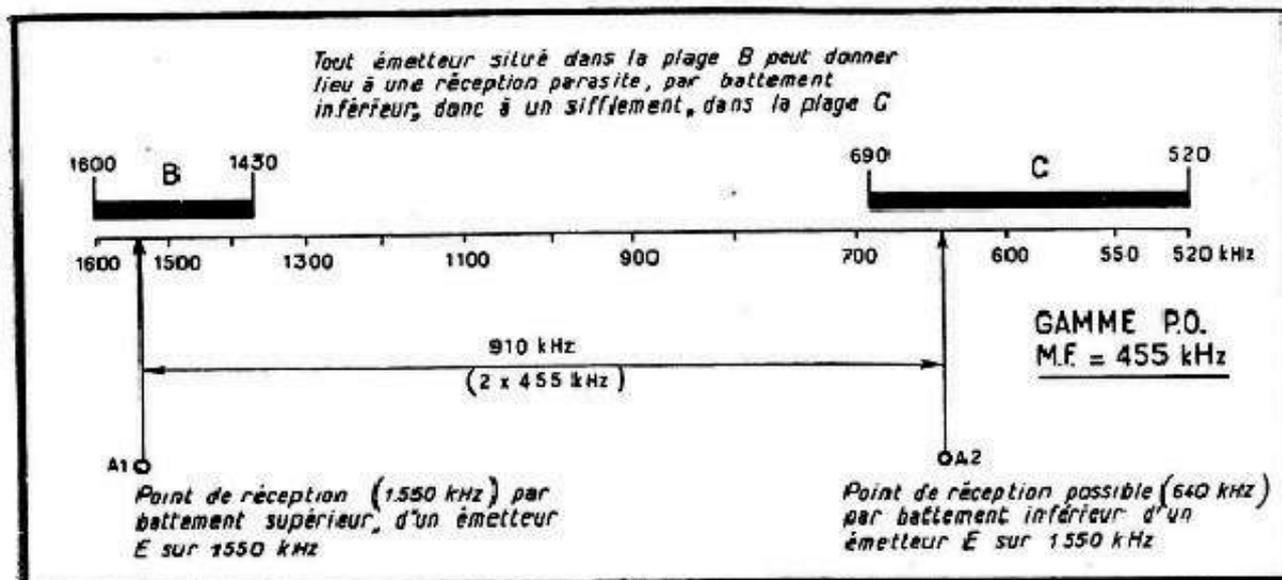


Fig. 274. — Répartition des émetteurs pouvant donner lieu à une réception par fréquence-image.

1550 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

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

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 274 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. 274) 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 590 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 de 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. 275). Un tel récepteur comportait donc un bloc de condensateurs variables à trois éléments (CV_1, CV_2, CV_3 , fig. 275) ce qui constituait une complication certaine.

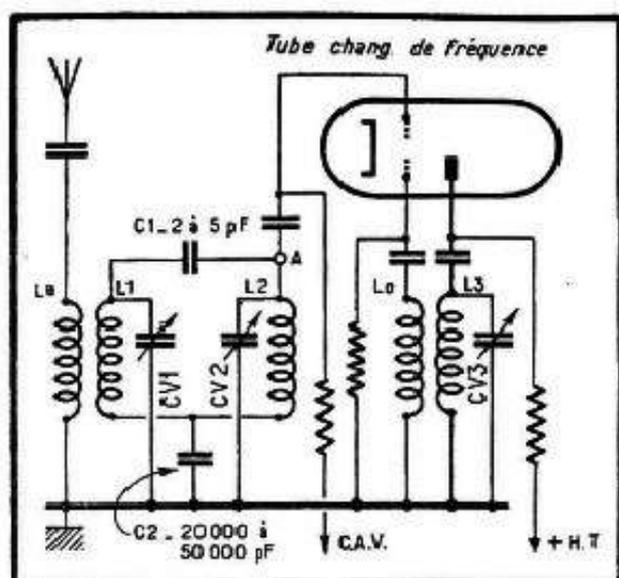


Fig. 275. — Circuit d'entrée d'un récepteur comportant un présélecteur.

Tout dépanneur qui a eu affaire à des récepteurs de ce type, a pu constater qu'en branchant l'antenne en A (fig. 275), c'est-à-dire en supprimant le présélecteur, 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 considérés à un double point de vue :

a. — Les combinaisons produites par un émetteur de fréquence fixe f_a , lorsqu'on fait varier la fréquence de l'oscillateur local, en lui donnant deux valeurs, f_{01} et f_{02} , telles que

$$f_{01} - f_a = f_i \text{ (battement supérieur)}$$

et

$$f_a - f_{02} = f_i \text{ (battement inférieur)}$$

C'est le cas envisagé plus haut, lorsqu'un émetteur E (fig. 274) est reçu aux points A_1 et A_2 .

b. — La possibilité de réception simultanée (donc brouillage) de deux émetteurs de fréquence f_{a1} et f_{a2} , distants de deux fois la valeur de la M.F., la fréquence de l'oscillateur restant fixe et égale à f_0 . Les trois fréquences ci-dessus répondent alors aux relations

$$f_{a1} - f_0 = f_i \text{ (battement supérieur)}$$

et

$$f_0 - f_{a2} = f_i \text{ (battement inférieur).}$$

C'est alors le cas de la réception des émetteurs A_1 et A_2 , respectivement situés à 1550 et 640 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_0) 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.

A 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_0 , autrement dit au cas *a*.

Le battement supérieur correspondra alors au point de réception normal d'une station (en admettant toujours que f_0 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_0) est toujours supérieure à celle du circuit d'entrée (f_a) : $f_0 > f_a$.

b. — Un récepteur fonctionne par battement inférieur lorsque la fréquence de l'oscillateur (f_0) est toujours inférieure à celle du circuit d'entrée (f_a) : $f_0 < f_a$.

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 ($f_0 > f_a$) plus bas que le battement principal, dans le second cas ($f_0 < f_a$) plus haut que ce dernier.

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

La sélectivité d'un 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 $f_0 > f_a$, le deuxième battement sera plus bas ; si $f_0 < f_a$, 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.

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, 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) pourront se manifester entre 6,4 et 5,85 MHz.

Une autre solution, employée surtout sur des récepteurs dits professionnels (militaires, aviation, etc.) 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

$$350 + 910 = 1260 \text{ kHz}$$

et

$$150 + 910 = 1060 \text{ kHz,}$$

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

$$2f \text{ (deuxième harmonique)} = 2\,000 \text{ kHz ;}$$

$$3f \text{ (troisième harmonique)} = 3\,000 \text{ kHz ;}$$

$$4f \text{ (quatrième harmonique)} = 4\,000 \text{ kHz ;}$$

etc., etc.

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	1168 kHz
Lyon	601	1204 kHz
Rennes	674	1348 kHz
Marseille	716	1432 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

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 d'analyser pour commencer 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 souvent 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 :

a. — Une combinaison, entre une harmonique ($2 f_a$, $3 f_a$, etc.), d'un signal incident, et la fréquence locale f_o , telle que nous ayons :

$$\begin{aligned} 2 f_a - f_o &= f_i, \\ 3 f_a - f_o &= f_i, \\ \text{etc.} \end{aligned}$$

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 battant inférieur.

Par exemple, l'harmonique 2 de *Nancy* correspond à $2 \times 836 = 1672$ kHz. Si l'oscillateur du récepteur fonctionne sur 1217 kHz, nous aurons $1672 - 1217 = 455$ kHz, donc une réception possible. Or, dans un récepteur normal, l'oscillateur fonctionne sur 1217 kHz lorsque l'ensemble est accordé sur $1217 - 455 = 762$ kHz. C'est donc en ce point que nous risquons d'avoir une réception parasite de *Nancy*, qui pourrait gêner *Sattens* (764 kHz).

On vérifiera, de même, que l'harmonique 3 de *Paris-Inter* (*France 1*), soit 1725 kHz, peut donner un point de réception parasite sur 842 kHz, où nous risquons une interférence avec *Rome* (845 kHz).

b. — Une combinaison entre une harmonique ($2 f_a$, $3 f_a$, etc.) d'un signal incident

et une harmonique également ($2 f_0$, $3 f_0$, 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 écrire l'une des relations suivantes :

$$2 f_a - 2 f_0 = f_i,$$

ou :

$$2 f_0 - 2 f_a = f_i.$$

Il est peu probable, comme on peut facilement s'en 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, par conséquent, sur $575 + 455 = 1030$ kHz ;
- Deuxième harmonique de l'oscillateur : 2060 kHz ;
- Fréquence incidente pouvant être gênante : $2060 - 455 = 1605$ 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 donne 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 $3 f_0 - 2 f_a = f_i$.

D'une façon générale, pour analyser rapidement le comportement d'un récepteur en présence de toutes ces combinaisons, plus ou moins complexes, d'harmoniques, un moyen commode consiste à tracer un graphique comme celui de la figure 276. 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 2500 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 276, 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 $2 F - f_0 = f_i$, nous avons besoin de déterminer deux points quelconques, soit à 500 et 1000 kHz de l'échelle f_a . Pour la relation que nous voulons représenter graphiquement nous avons, à 500 kHz, $f_0 = 500 + 455 = 955$ kHz et $f_i = 455$ kHz. Cela nous donne

$$2 F = 1410 \text{ kHz},$$

d'où $F = 705$ kHz, point que nous portons sur l'axe vertical. De la même façon, nous déterminons le point à 1000 kHz, et trouvons $F = 955$ kHz, point que nous portons sur la verticale passant par 1000 kHz. Cela nous donne la droite que nous numérotions 1.

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

2.	$2 F - 2 f_0 = f_i$	10.	$3 F - 3 f_0 = f_i$
3.	$f_0 - 2 F = f_i$	11.	$f_0 - 3 F = f_i$
4.	$2 f_0 - F = f_i$	12.	$2 f_0 - 3 F = f_i$
5.	$2 f_0 - 2 F = f_i$	13.	$3 f_0 - 2 F = f_i$
6.	$F - f_a = f_i$	14.	$3 f_0 - 3 F = f_i$
7.	$f_a - F = f_i$	15.	$3 F - 4 f_0 = f_i$
8.	$3 F - f_0 = f_i$	16.	$4 f_0 - 3 F = f_i$
9.	$3 F - 2 f_0 = f_i$		

Deux combinaisons ci-dessus (7 et 8) 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_a et F , dont les fréquences diffèrent de f_i . Disons tout de

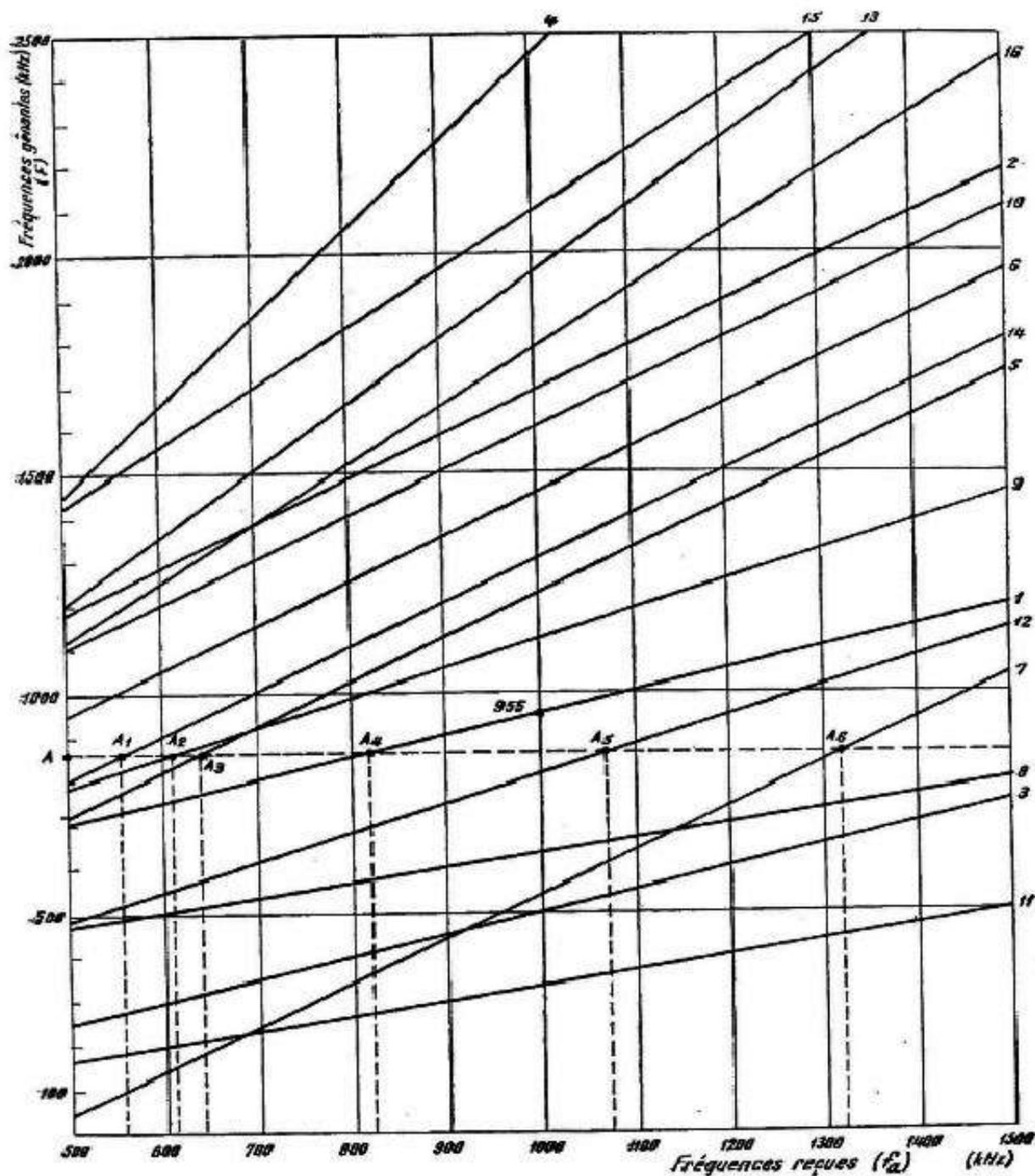


Fig. 276. — Graphique pour la recherche des interférences dues à des combinaisons d'harmoniques.

Ensuite 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 276, 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 six points, que nous désignons par A_1, A_2 , etc. Ces points projetés sur l'axe horizontal, celui des fréquences f_a , nous donnent six points « dange-

reux » : 555 à 560 kHz ; 620 kHz environ ; 640 kHz ; 820 kHz ; 1065 à 1070 kHz ; 1320 kHz.

Si nous consultons la liste des émetteurs, nous voyons que cela peut gêner (théoriquement) 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 (1070 kHz) en A_5 ;

Leipzig (1322 kHz) en A_6 .

Enfin, il est bien évident qu'un graphique comme celui de la figure 276 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, $2f_1$ et $3f_1$. Dans certaines conditions (défaut de blindage, couplages parasites, etc.), ces 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 $2f_1$ ou $3f_1$.

Pratiquement, avec des moyennes fréquences de 450 à 480 kHz, les points « dangereux » se trouvent situés, dans la gamme P.O., aux endroits suivants :

M.F.	Points dangereux
450	900 et 1350 kHz
455	910 et 1365 kHz
460	920 et 1380 kHz
465	930 et 1395 kHz
472	944 et 1416 kHz
480	960 et 1440 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, de fréquences telles que $2f_0$, $3f_0$, etc., avec une fréquence incidente f_a peuvent faire apparaître soit la moyenne fréquence f_1 , soit même une de ces harmoniques, $2f_1$ ou $3f_1$.

Quelques exemples simples feront mieux comprendre le mécanisme de ces brouillages. Pour une gamme P.O. normale, M.F. = 455 kHz, couvrant de 1600 à 520 kHz, la fondamentale de l'oscillateur varie de 2055 à 975 kHz. Pendant ce temps les harmoniques successives de l'oscillateur varient de la façon suivante :

$2f_0$ — 4110 à 1950 kHz ;

$3f_0$ — 6165 à 2925 kHz ;

$4f_0$ — 8220 à 3900 kHz.

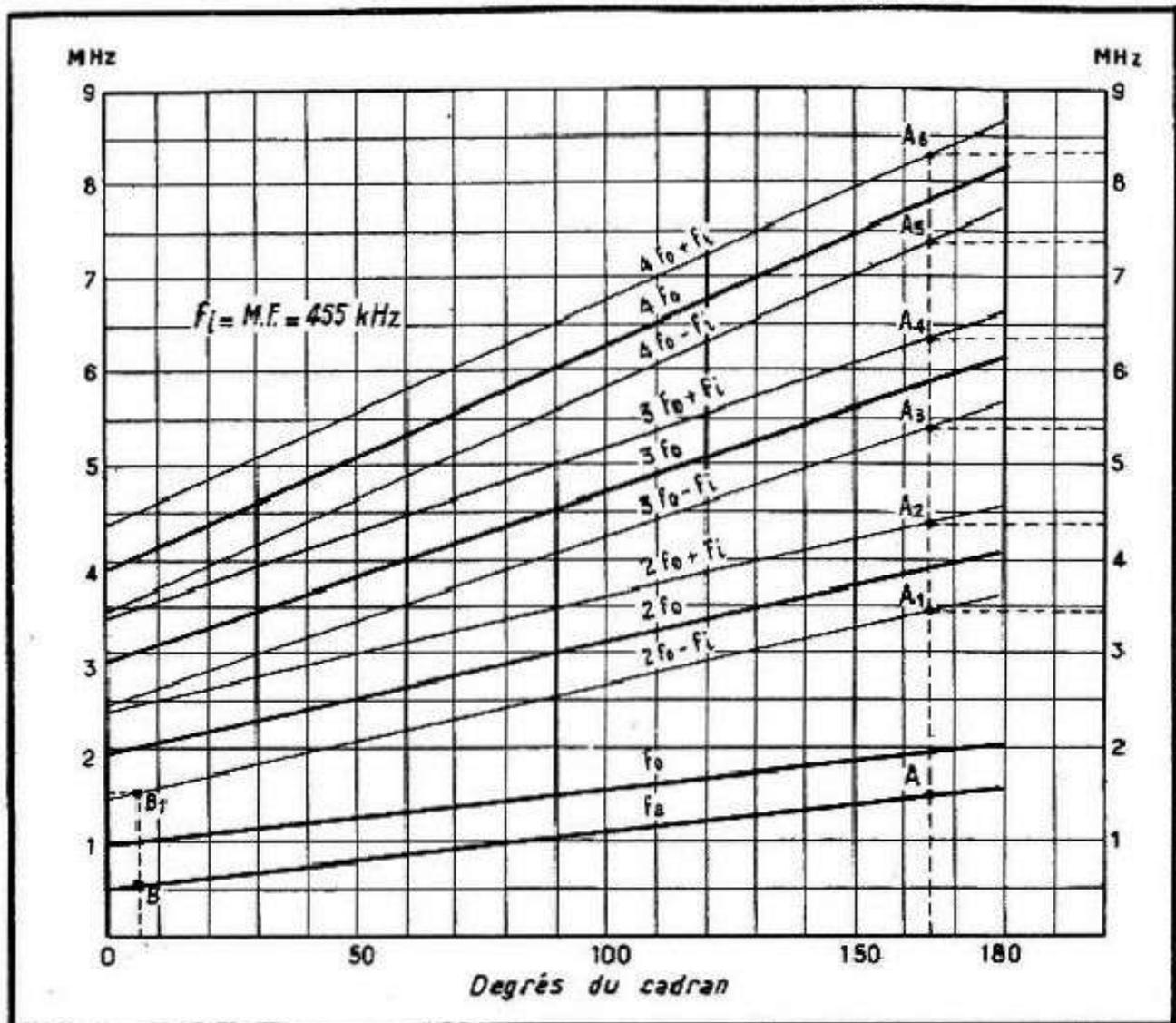


Fig. 277A. — Graphique montrant la répartition des harmoniques de l'oscillateur P.O.

Si nous ne nous occupons que des battements engendrant la fréquence f_i (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 $2f_0 - f_i$,

3655 à 1495 kHz,

et suivant la relation $2f_0 + f_i$,

4565 à 2405 kHz.

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

5710 à 2470 kHz,

et suivant la relation $3f_0 + f_i$,

6620 à 3380 kHz.

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

7765 à 3345 kHz,

et suivant la relation $4f_0 + f_i$,

8675 à 4355 kHz.

Dressons un graphique (fig. 277A) 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 1500 kHz (point A, courbe f_a). En menant une

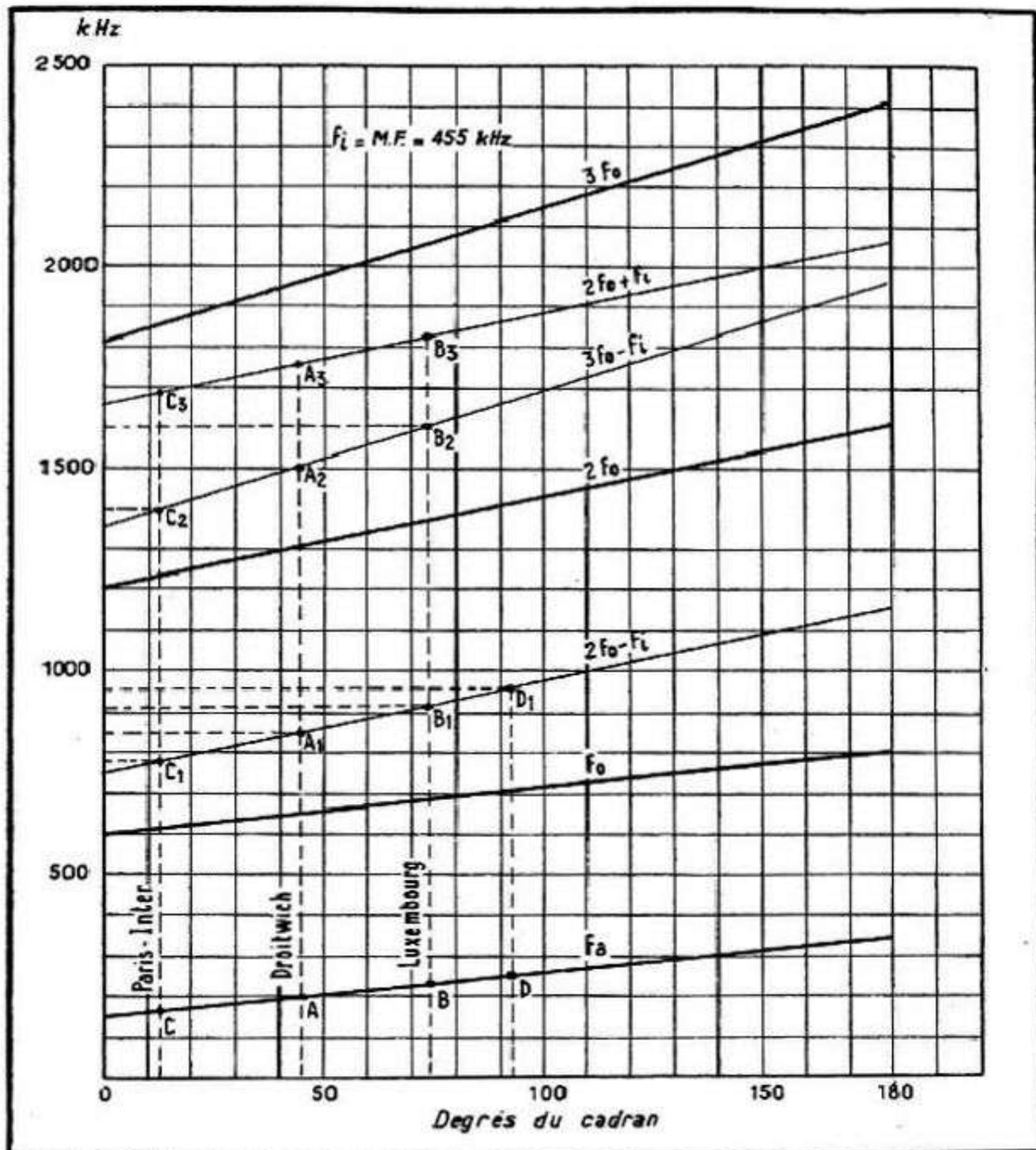


Fig. 277B. — Graphique montrant la répartition des harmoniques de l'oscillateur G.O. et des battements qu'il peut occasionner.

verticale par ce point nous allons noter tous les points (A_1 , A_2 , A_3 , etc.) où cette verticale coupe les droites correspondant aux relations $2f_0 - f_i$, $2f_0 + f_i$, 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 ou plus ou moins aigu.

Il faut évidemment, pour qu'il y ait brouillage, que le battement correspondant à un point tel que A_1 , A_2 , etc., coïncide, en fréquence, avec un émetteur suffisamment rapproché ou puissant.

Nous voyons, par exemple, que A_1 correspond à 3,45 MHz à peu près, A_2 à 4,38 MHz

et A_3 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.

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. 277A). En effet, lorsque notre cadran est réglé sur 550 kHz, l'oscillateur fonctionne sur $550 + 455 = 1005$ kHz, et peut produire la deuxième harmonique sur 2010 kHz. Or, $2010 - 1554 = 456$ kHz (point B, fig. 277A).

Voyons maintenant comment les choses se passent en G.O. et, pour cela, établissons un graphique analogue au précédent (fig. 277B). Nous y voyons la droite f_a représentant la gamme couverte (150 à 350 kHz), la droite f_0 donnant les fréquences fondamentales de l'oscillateur, et les droites $2f_0$ et $3f_0$ correspondant aux deux premières harmoniques de f_0 . 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_a 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 . — 1515 kHz environ. Aucun émetteur puissant ne se trouve dans ces parages et aucune interférence n'est à craindre.

A_3 . — 1760 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_a , 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 superhétérodyne 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. 278) 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 .

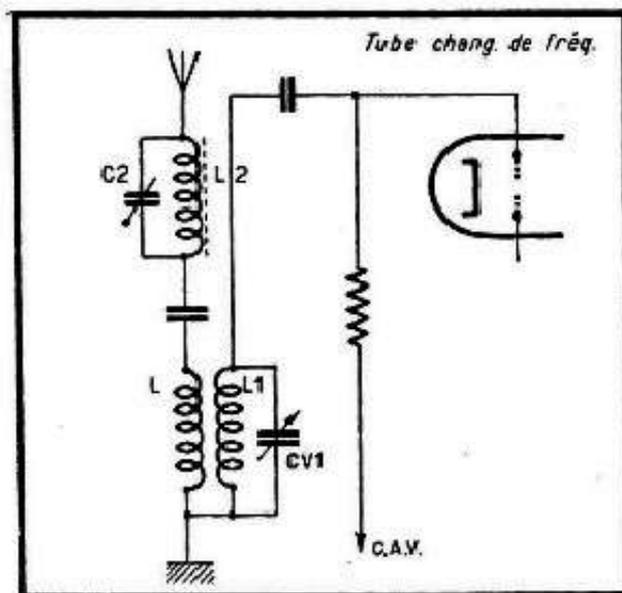


Fig. 278. — Filtre par circuit bouchon dans l'antenne pour éliminer le brouillage par fréquence-image.

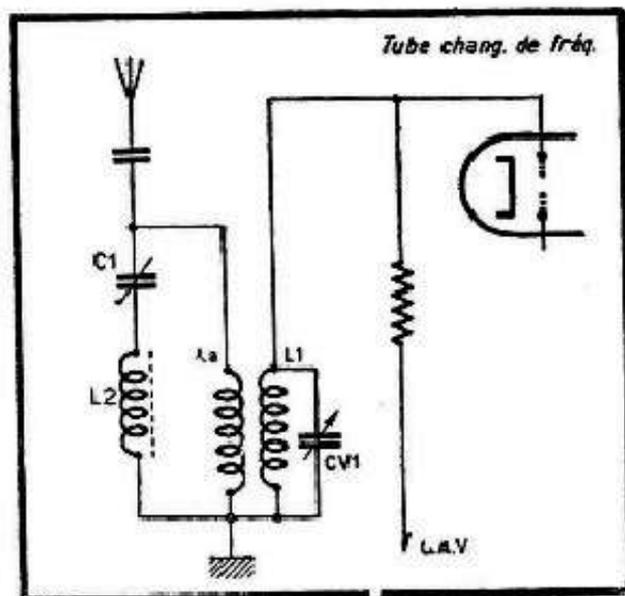


Fig. 279. — Filtre M.F. classique constitué par un circuit série placé à l'entrée du récepteur.

Pour la gamme P.O. les émetteurs pouvant engendrer une interférence par fréquence-image sont situés entre 1600 et 1430 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_1 , 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. 279) la valeur des éléments C_1 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'interférence et de brouillages de provenance

iverse. 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_2 des figures 278 ou 279, devant éliminer cette harmonique, éliminerait pratiquement l'émission désirée.

Mais il arrive souvent que l'harmonique en question est créée dans l'étage changeur de fréquence et, dans ce cas, il suffit de prévoir l'un des circuits des figures 278 et 279, 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 550-570 kHz. Encore une fois, un bobinage d'accord P.O. pourra servir, mais le condensateur C_1 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.

3. — *Brouillages par harmoniques ou porteuses voisines de la M.F.* — Comme il s'agit des harmoniques des émetteurs G.O., nous pouvons prévoir un filtre-série (fig. 279) accordé sur la moyenne fréquence du récepteur.

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.

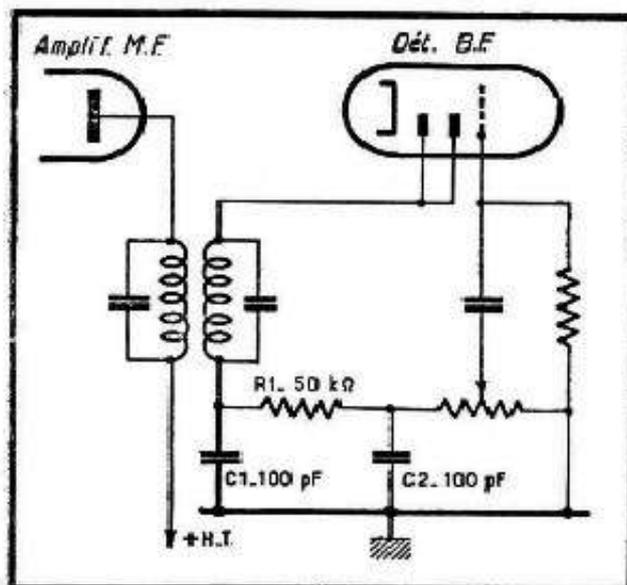


Fig. 280. — Filtre H.F. dans le circuit de détection, éliminant certains brouillages.

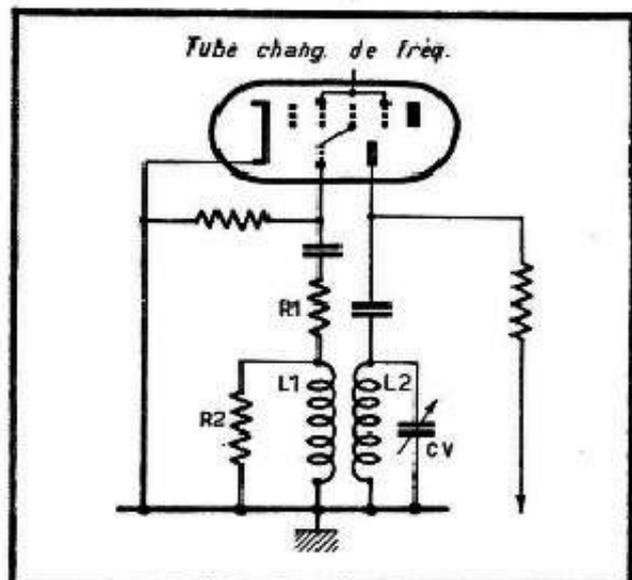


Fig. 281. — Amortissement de l'oscillateur afin d'en atténuer les harmoniques.

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.

4. — *Brouillages par combinaisons d'harmoniques.* — S'il s'agit d'une interférence occasionnée par une des combinaisons dont le graphique de la figure 276 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. 279) 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. 280) ;

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

Rappelons que l'amortissement peut se réaliser à l'aide d'une résistance parallèle (R_2 , fig. 281) 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_1 et 5000 à 20 000 ohms pour R_2 .

A 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 278, accordé sur *Paris-France II*, soit décaler un peu l'accord des transformateurs M.F. dans le sens convenable.



DIFFÉRENTS MONTAGES CHANGEURS DE FRÉQUENCE

Montages utilisés hier et aujourd'hui

L'évolution de la technique des tubes électroniques nous a conduit aux systèmes changeurs de fréquence actuels, utilisant presque exclusivement des tubes spéciaux tels que des pentagrides (6BE6, etc.), des triodes-hexodes (ECH42, etc) ou des triodes-heptodes (ECH81, etc.). Cependant, il n'en a pas toujours été ainsi et tout dépanneur doit connaître les principaux montages anciens qu'il peut avoir l'occasion de rencontrer au cours de son travail. Pensons simplement, pour comprendre tout ce qui va suivre, que le problème demeure toujours le même : production d'une oscillation locale de fréquence f_0 et son mélange avec l'onde reçue de fréquence f_a , afin d'obtenir, par battement supérieur ou inférieur, la fréquence intermédiaire f_1 , dite moyenne fréquence.

Changement de fréquence par penthode

Complètement abandonné depuis une vingtaine d'années en ce qui concerne les récepteurs normaux de radiodiffusion, ce système est cependant remonté à la surface dans les téléviseurs où, sous une forme un peu particulière, il donne d'excellents résultats.

Quant aux schémas des figures 282 à 286, ils résument, à peu près complètement les montages utilisés vers 1933-1935, avec des résultats plus ou moins heureux.

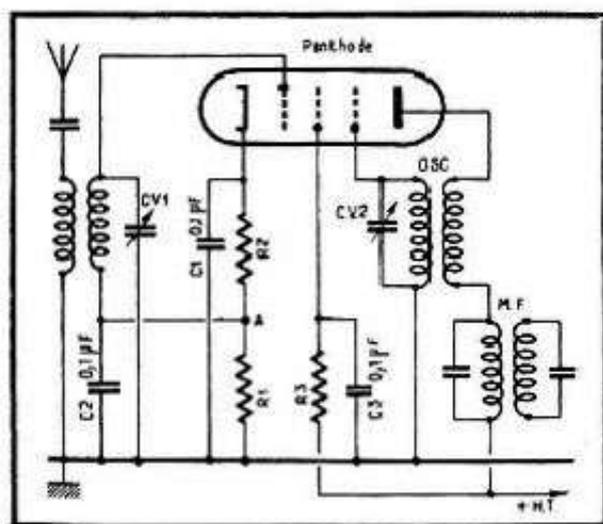


Fig. 282. — Changement de fréquence par penthode, avec couplage anode-suppresseur pour l'oscillation locale.

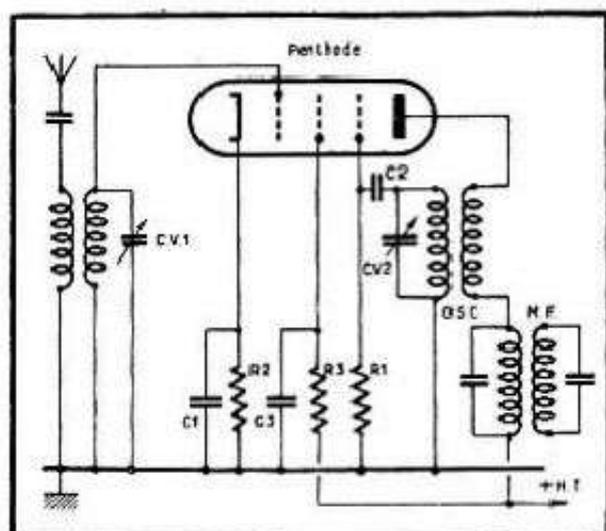


Fig. 283. — Variante au montage précédent avec modification du système de polarisation.

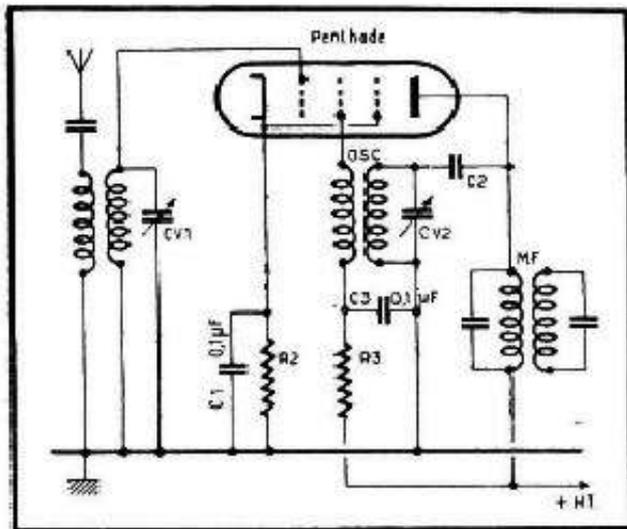


Fig. 284. — Changement de fréquence par penthode, avec couplage anode-grille écran pour l'oscillation locale.

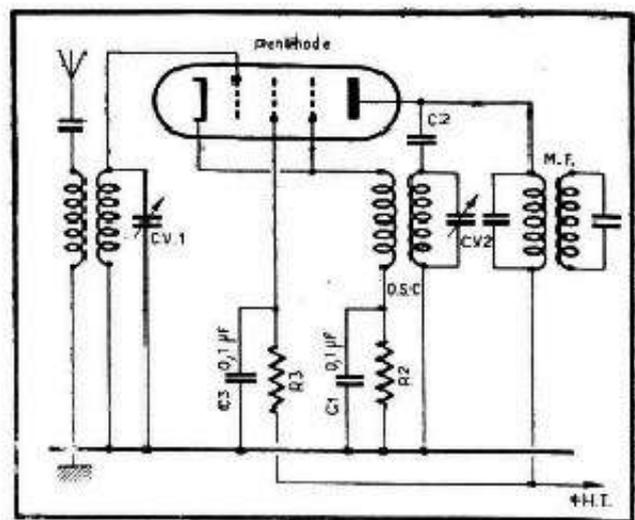


Fig. 285. — Changement de fréquence par penthode, avec couplage anode-cathode pour l'oscillation locale.

Nous y voyons, tout d'abord, un système où l'oscillation locale est obtenue par couplage entre la grille de suppression et l'anode (fig. 282). Afin de donner une polarisation très différente à la grille de commande et à la grille de suppression, la résistance totale du circuit de cathode est constituée par deux résistances, R_1 et R_2 , le retour du circuit de la grille de commande étant ramené au point commun A. Le rapport des résistances R_1 et R_2 dépend de la lampe utilisée, mais d'une façon générale R_1 est beaucoup plus élevée que R_2 . Ainsi, avec les penthodes américaines 57 ou 6C6 on trouvait $R_1 = 3000$ ohms et $R_2 = 300$ à 400 ohms. La résistance d'écran R_3 est à déterminer, suivant la haute tension disponible, de façon à donner à l'écran une tension comprise entre 50 et 100 volts.

Le montage de la figure 283 est analogue au précédent, avec cette différence que la polarisation de la troisième grille est obtenue ici à l'aide d'une résistance de fuite R_1 de valeur assez élevée (250 000 à 300 000 ohms) qui, parcourue par le courant d'oscillation, détermine une chute de tension telle que la grille devient négative de quelques volts par rapport à la masse. La valeur du condensateur de liaison C_2 dépend des caractéristiques de l'oscillateur, mais se situe entre 100 et 250 pF.

La résistance de cathode (R_2) est ici, évidemment, unique et sa valeur dépend de la lampe utilisée (300 à 500 ohms le plus souvent). Le choix de la résistance R_3 est guidé par les mêmes considérations que pour le montage précédent.

Il faut noter que les bobinages oscillateurs des figures 282 et 283 comportent généralement un enroulement de réactions (côté plaque) à faible nombre de spires et que, de ce fait, ils peuvent ne pas convenir à toutes les lampes changeuses de fréquence dans le cas d'un remplacement.

Dans le schéma de la figure 284 l'oscillation locale est obtenue par couplage entre l'écran et l'anode. La valeur de la résistance de polarisation R_2 se situe, comme précédemment, entre 300 et 500 ohms le plus souvent, tandis que le condensateur de liaison C_2 a une valeur de 200 à 1000 pF. La tension écran, obtenue par R_3 , doit être de 50 à 75 volts lorsque la haute tension est de l'ordre de 250 volts.

Le schéma de la figure 285 utilise pour obtenir l'oscillation locale, un couplage entre la cathode et l'anode, et tout ce que nous avons dit plus haut sur la valeur des éléments tels que R_2 , C_2 et R_3 reste valable.

Enfin, on peut encore signaler le schéma de la figure 286, qui n'est qu'une variante de celui de la figure 285 : le circuit accordé de l'oscillateur est intercalé ici en série dans le circuit anodique. Il n'y a rien de changé pour la valeur des éléments R_2 et R_3 , la résistance R_4 et le condensateur C_4 constituant, simplement, une cellule de découplage.

A noter également que l'on rencontre parfois le montage de la figure 284 réalisé comme celui de la figure 286, c'est-à-dire avec le circuit accordé de l'oscillateur placé en série dans le circuit anodique.

Lampes utilisées. Dépannage. Remplacement

On a utilisé presque exclusivement, pour le changement de fréquence, des pentodes à pente fixe : 57, 6C6, E446, etc., de sorte que si l'on trouve sur un récepteur, présentant certaines anomalies, une pentode à pente variable comme changeuse de fréquence, il convient de s'en méfier *a priori*.

Quant aux pannes propres à ces montages, dont le fonctionnement était, il faut le dire, loin de valoir celui des changeuses de fréquence modernes, on peut les résumer de la façon suivante :

a. — Manque de sensibilité sur toutes les gammes (P.O. et G.O.) ou sur l'une des gammes seulement ;

b. — Absence de toute réception (décrochage, absence d'oscillation) sur une portion d'une gamme, ou même sur la totalité d'une gamme.

En dehors du cas où le vieillissement du tube est à incriminer, les points à voir en premier lieu sont, dans ce cas, la polarisation et la tension d'écran, assez critiques toutes les deux et qui peuvent avoir varié, par rapport aux valeurs d'origine, par suite de la variation des résistances correspondantes ou de la haute tension.

Ce sont des cas que nous avons rencontrés plus d'une fois et, très souvent, une simple retouche de la polarisation et de la tension d'écran nous a permis de redonner de la vigueur à un récepteur totalement anémique.

Si maintenant nous voulons absolument « moderniser » le montage, rien ne nous empêche de remplacer la changeuse de fréquence pentode par un tube plus moderne (dont nous assurerons le chauffage par tel ou tel moyen), mais il n'est pas dit, *a priori*, que le bobinage oscillateur existant conviendra à la nouvelle lampe.

S'il est « surcouplé » cela n'a pas grande importance, puisque nous pouvons toujours, en amortissant convenablement le bobinage de réaction, à l'aide d'une résistance série ou parallèle, arriver à donner au courant d'oscillation une valeur normale.

Par contre, si nous avons affaire à un oscillateur insuffisamment couplé, certaines lampes (6A8, AK1, AK2 ou EK2) pourraient ne pas s'en accommoder et nous risquons d'avoir un manque de sensibilité ou même un décrochage sur certaines portions d'une gamme.

Changement de fréquence par hexode

L'existence de ce tube, en tant que changeur de fréquence, a été assez éphémère (en 1934, à peu près) puisqu'il a été rapidement remplacé par des changeuses de fréquence beaucoup plus perfectionnées.

Les schémas des figures 287, 288 et 289 nous indiquent quelques montages utilisés à cette époque et nous remarquerons, en les regardant, qu'il existait deux variantes d'hexode changeuse de fréquence : hexode « Valvo » type X 4122, dans laquelle le signal incident était appliqué à la troisième grille, l'oscillation locale se faisant entre les grilles 1 et 2 ; hexode « Philips » type E448, dans laquelle le signal incident était appliqué à la première grille, l'oscillation locale se faisant entre les grilles 3 et 4.

L'aspect extérieur était pratiquement le même pour les deux variantes, la grille recevant le signal incident étant, pour les deux, connectée à un téton placé au sommet de l'ampoule.

Le schéma de la figure 287 correspond à l'hexode « Valvo », la valeur indiquée pour les éléments R_1 , R_2 et C_2 constituant une moyenne. Par ailleurs, le diviseur de tension

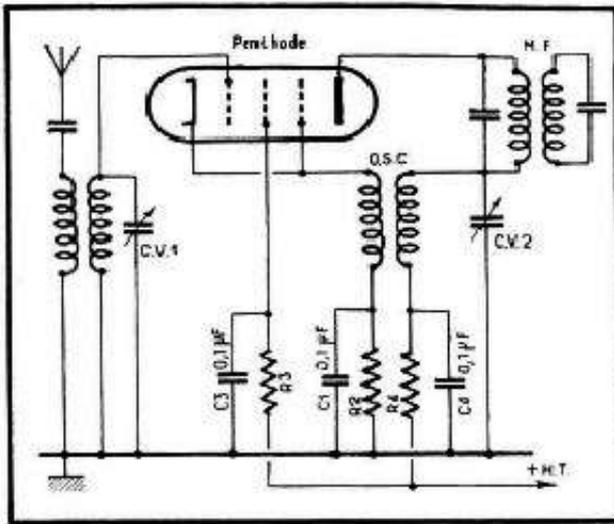


Fig. 286. — Variante de montage précédent avec branchement en série du circuit accordé de l'oscillateur.

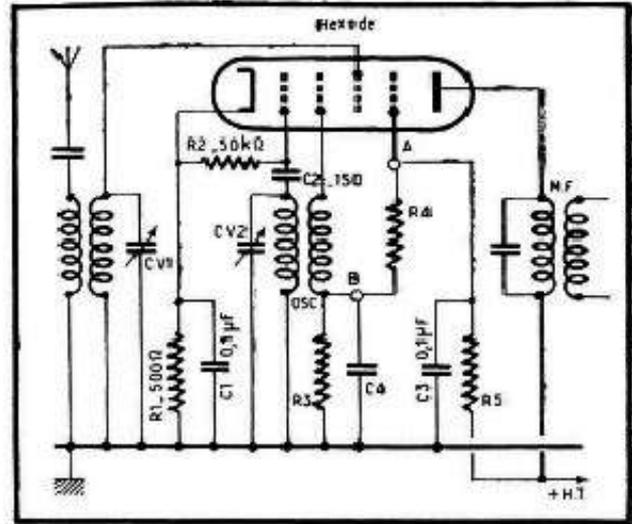


Fig. 287. — Schéma d'un étage changeur de fréquence utilisant une hexode.

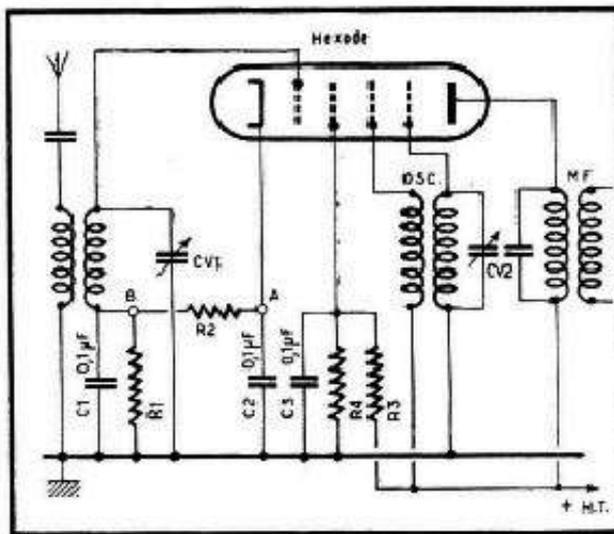


Fig. 288. — Un autre montage possible d'une hexode en changeuse de fréquence.

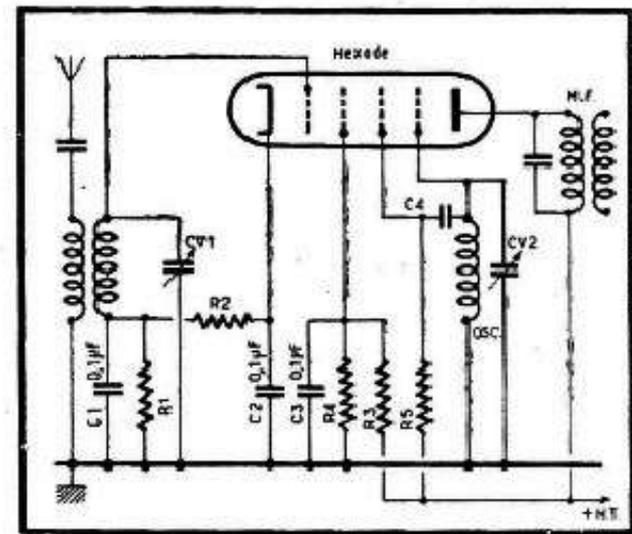


Fig. 289. — Encore une variante de changement de fréquence par hexode.

R_3, R_4, R_5 doit être établi de telle sorte que la tension en A soit de 125 à 150 volts, et celle en B de 60 à 80 volts.

Le schéma de la figure 288 correspond à l'hexode E448. La résistance de cathode est ici fractionnée (R_1 et R_2) afin d'assurer une polarisation différente des grilles 1 et 4. Avec une haute tension de 250 volts, on doit avoir $R_1 = R_2 = 150$ ohms environ, et aussi les tensions suivantes, par rapport à la masse :

- En A 3 volts ;
- En B 1,5 volt.

La grille 3 est réunie directement à la haute tension à travers l'enroulement de réaction de l'oscillateur, tandis que la tension de la grille 2, obtenue par le diviseur de tension R_3-R_4 , doit être de l'ordre de 150 volts.

Une des particularités de l'oscillateur de la figure 288 est que les tensions alternatives sur les grilles 3 et 4 sont en phase ce qui influe d'une part sur le sens de branchement des bobines (on sait que dans un oscillateur normal le sens des enroulements est inversé) et, d'autre part, nous permet de concevoir un oscillateur à couplage direct, par capacité, comme dans le cas de la figure 289, dans laquelle d'ailleurs la résistance R_5 peut être remplacée par une bobine d'arrêt appropriée.

Pour le schéma de la figure 289 les résistances R_1 , R_2 , R_3 et R_4 ont la même valeur que dans le cas de la figure 288, la résistance R_5 étant de 50 000 ohms et le condensateur de liaison C_4 de 150 pF. Ces deux valeurs (R_5 et C_4) sont d'ailleurs étroitement liées l'une à l'autre et la mise au point de l'oscillateur consiste à les combiner de façon à avoir un accrochage tout le long des gammes couvertes.

Dépannage. Remplacement

Les hexodes changeuses de fréquence ont été beaucoup critiquées à l'époque de leur brève existence et non sans raison. En effet, ces tubes manquaient de souplesse et réagissaient à la moindre variation des tensions de polarisation ou d'écran. De plus, pour fonctionner correctement, elles demandaient un bobinage oscillateur très soigneusement établi, à couplage très serré, mais à nombre de spires assez réduit à l'enroulement de réaction.

Autrement dit l'enroulement de réaction devait être bobiné par dessus l'enroulement du circuit accordé, et l'ensemble devait être mis au point de façon à maintenir l'oscillation juste à la limite d'accrochage.

Il est évident que, dans ces conditions, le remplacement de la lampe, le vieillissement (avec variation de la valeur) d'une résistance, la diminution de la haute tension par suite de l'usure de la valve, etc., constituaient autant de causes d'instabilité, de décrochage, de manque de sensibilité, etc.

Cependant, si l'on se donnait la peine de mettre sérieusement au point un tel étage changeur de fréquence, le résultat pouvait être excellent et tout dépanneur doit y penser lorsqu'il rencontre un changement de fréquence à hexode dont le fonctionnement laisse à désirer : décrochages ou, au contraire, oscillation trop énergique déterminant l'apparition de nombreuses harmoniques ; manque de sensibilité ; souffle trop prononcé, etc.

A condition que le tube soit en bon état, tout cela peut s'arranger par un ajustement patient et soigné des tensions de polarisation et d'écran et, éventuellement, par l'amortissement de l'oscillateur.

Le culot des hexodes (« Philips » ou « Valvo ») étant celui de l'octode AK1, lampe beaucoup plus souple, on peut être tenté de remplacer une E448, par exemple, par une AK1. Malheureusement, le bobinage oscillateur se révèle le plus souvent un peu « juste » pour une AK1 et l'accrochage ne se fait pas ou se fait mal, même en augmentant la tension de la grille 2 et de l'écran de l'octode.

La meilleure solution consiste encore à remplacer une hexode par une changeuse de fréquence triode-hexode ou triode-heptode, en alimentant son filament à l'aide d'un petit auto-transformateur, car toutes les hexodes ci-dessus sont prévues pour une tension de chauffage de 4 volts.

Changement de fréquence par heptode

Avec les heptodes, que l'on appelle encore pentagrides, nous sommes déjà, pour certains types du moins, dans le domaine des changeuses de fréquence modernes. Il existe, en effet, deux types très différents d'heptodes :

a. — Heptode à deux grilles d'oscillation (la deuxième étant pratiquement une anode) et une grille de commande (grille 4) entourée de deux grilles-écrans (grilles 3 et 5). A cette catégorie appartiennent les changeuses de fréquence bien connues telles que 2A7, 6A7 et 6A8, le montage se faisant suivant le schéma de la figure 290 ;

b. — Heptode à une seule grille d'oscillation (grille 1), une grille de commande (grille 3) entourée de deux grilles-écrans (grilles 2 et 4) et une grille de « suppression » (grille 5), souvent réunie intérieurement à la cathode. Cette catégorie comprend les tubes modernes tels que 6BE6, 12BE6, 6SA7, IR5, etc. Les montages pratiques, du moins lorsqu'il s'agit de tubes à chauffage indirect, sont résumés par les schémas des figures 291 et 292.

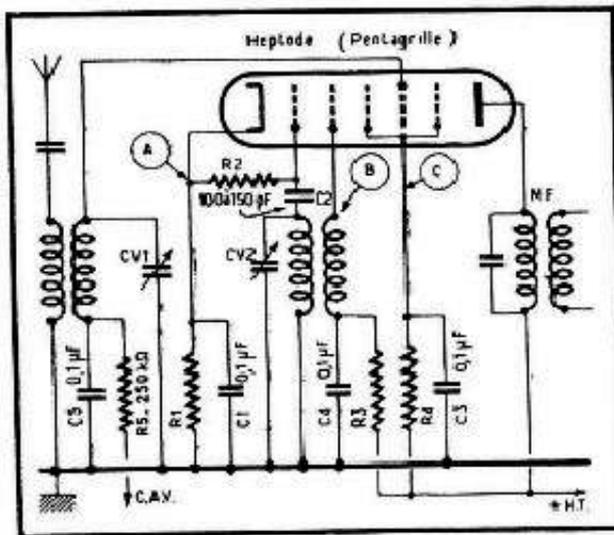
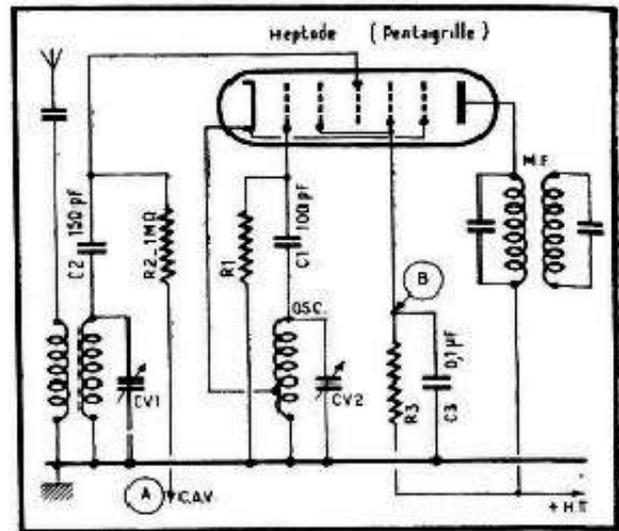


Fig. 290 (ci-dessus). — Changement de fréquence par heptode du type 6 A 8.

Fig. 291 (ci-dessous). — Changement de fréquence par heptode du type 6 BE 6.



Les heptodes appartenant à la première catégorie (à deux grilles d'oscillation) ont loyalement servi pendant plusieurs années (de 1934 à 1940 à peu près), mais sont pratiquement abandonnées de nos jours. Cependant, les récepteurs qu'elles équipent sont encore très nombreux, de sorte que tout dépanneur s'y heurte constamment et que nous croyons utile de rappeler leurs caractéristiques dans le tableau XXXIX se rapportant aux valeurs des éléments de la figure 290.

Le courant d'oscillation, c'est-à-dire le courant qui traverse la résistance de fuite R_2 , est de $250 \mu\text{A}$ ($0,25 \text{ mA}$) en moyenne lorsque la haute tension est de 100 volts, et de $400 \mu\text{A}$ ($0,4 \text{ mA}$) lorsque cette tension est de 250 volts.

Les heptodes modernes (6BE6 et analogues) sont le plus souvent montées suivant le schéma de la figure 291 (oscillateur « Eco », c'est-à-dire « electron coupled »), mais on rencontre également les montages conformes au schéma de la figure 292, avec enroulement de cathode séparé. La polarisation de la lampe doit être, dans les deux cas, amenée par la ligne de la C.A.V., sinon il est nécessaire de polariser la cathode en intercalant dans le circuit correspondant une résistance de 100 ohms environ shuntée par un condensateur de $0,1 \mu\text{F}$ (fig. 293).

Lorsque la cathode n'est pas polarisée (cas des figures 291 et 292) il importe peu de ramener la résistance de fuite R_1 à la cathode ou à la masse. Par contre, dans le cas de la figure 293 cette résistance sera ramenée obligatoirement à la cathode.

Le tableau XL nous indique les conditions d'utilisation des différentes heptodes employées conformément aux schémas des figures 291 et 292.

Tableau XXXIX. — CONDITIONS DE FONCTIONNEMENT DES HEPTODES DU TYPE 6A8.

Tube	Haute tension (volts)	Résistances (en ohms)				Tensions (en volts)		
		R_1	R_2	R_3	R_4	A	B	C
2A7-6A7 ou 6A8-7B8	100	300	50 000	Supprim.	35 000	1,5	100	50
	250	250	50 000	20 000	50 000	3	180	100

Tableau XL. — CONDITIONS DE FONCTIONNEMENT DES HEPTODES DU TYPE 6BE6.

Tubes	Haute tension (volts)	Résistances (en ohms)		Tensions (en volts)	
		R ₁	R ₂	A	B
6BA7-12BA7	100	20 000	Supprimée	- 1	100
	250	20 000	15 000	- 1	100
6BE6-12BE6	100	20 000	Supprimée	- 1,5	100
	250	20 000	22 000	- 1,5	100
6SA7-12SA7	100	20 000	Supprimée	Nulla	100
	250	20 000	18 000	Nulla	100
7Q7-14Q7 6SB7	Analogues aux tubes 6BA7-12BA7 Analogues aux tubes 6SA7-12SA7				

Le courant d'oscillation, traversant la résistance de fuite R₁, est de l'ordre de 350 μ A pour les tubes 6BA7-12BA7, et de 500 μ A pour les 6BE6, 6SA7 et analogues.

En ce qui concerne les heptodes à chauffage direct utilisées dans les récepteurs alimentés sur batteries, les trois schémas des figures 294, 295 et 296 résument les montages couramment adoptés. On remarquera que l'oscillation locale se fait par couplage entre la première grille et les grilles-écrans, solution que rien ne nous empêche d'utiliser d'ailleurs avec les lampes telles que 6BE6 et autres. Le courant d'oscillation, traversant la résis-

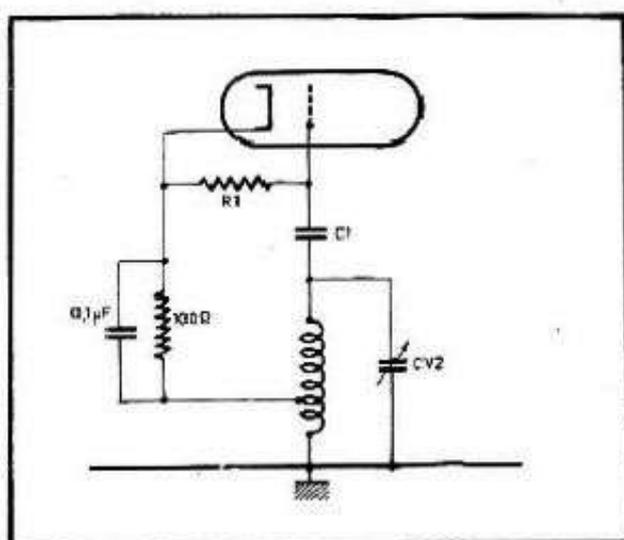
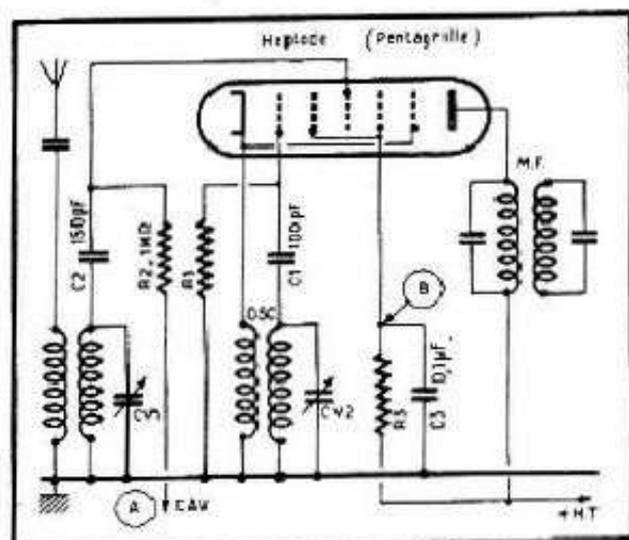


Fig. 292 (en haut, à gauche). — Une heptode du type 6BE6 peut être également montée de cette façon.

Fig. 293 (en haut, à droite). — Parfois une résistance de polarisation est introduite dans le circuit de cathode.

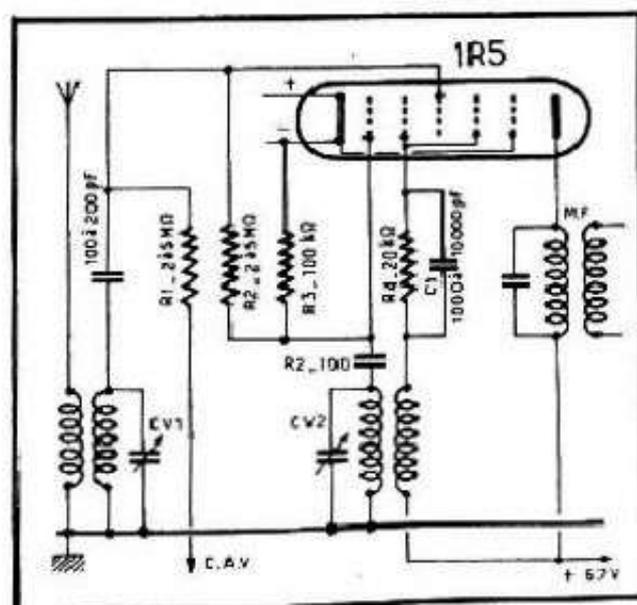


Fig. 294 (ci-contre). — Montage d'une heptode à chauffage direct, changeuse de fréquence, dans un récepteur mixte.

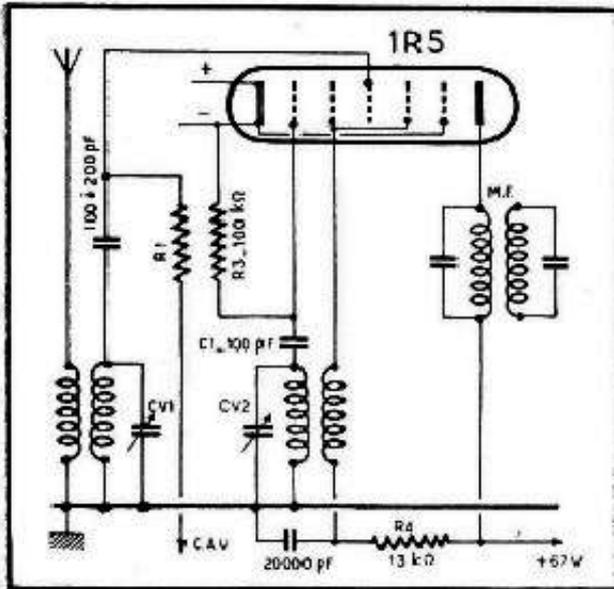


Fig. 295. — Autre schéma d'un étage changeur de fréquence utilisant une heptode à chauffage direct.

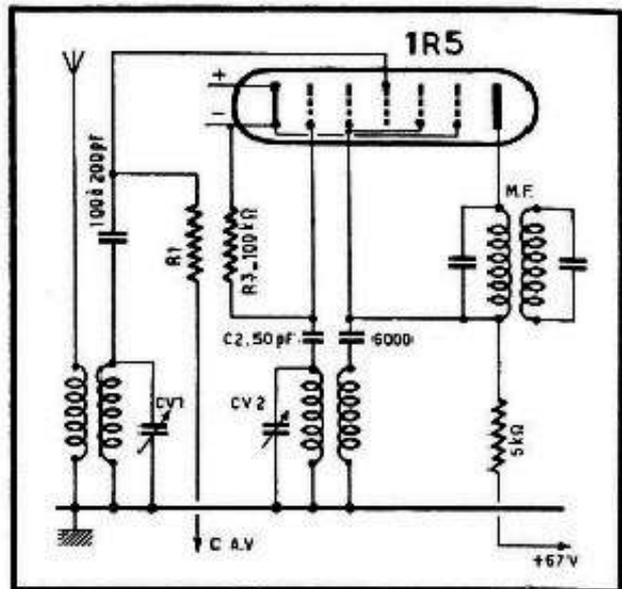


Fig. 296. — Variante du montage précédent, avec branchement « en parallèle » du bobinage de réaction.

tance de fuite R_3 , est généralement de l'ordre de 150 à 250 μ A et dépend de la tension d'écran, tension qui peut varier, suivant la conception du récepteur, de 45 à 67 volts.

Ajoutons que les changeuses de fréquence à chauffage direct n'ont actuellement qu'un intérêt documentaire, les récepteurs qu'elles équipaient ayant totalement disparu avec l'avènement des transistors.

Changement de fréquence par octode

L'octode changeuse de fréquence, qui a succédé, dans les séries « européennes », à l'hexode, est une lampe excellente, souple et facile à utiliser. Durant sa carrière relativement longue (de 1934 à 1940 à peu près) elle a subi plusieurs modifications et perfectionnements de détail, et a donné naissance à plusieurs types dont nous verrons ci-après les caractéristiques essentielles. Cependant, tandis que l'heptode s'est modernisée par simple permutation de ses grilles et a su se maintenir jusqu'à nos jours, l'octode n'a pas résisté devant l'offensive des tubes changeurs de fréquence combinés, tels que triodes-hexodes, et a complètement disparu de la scène.

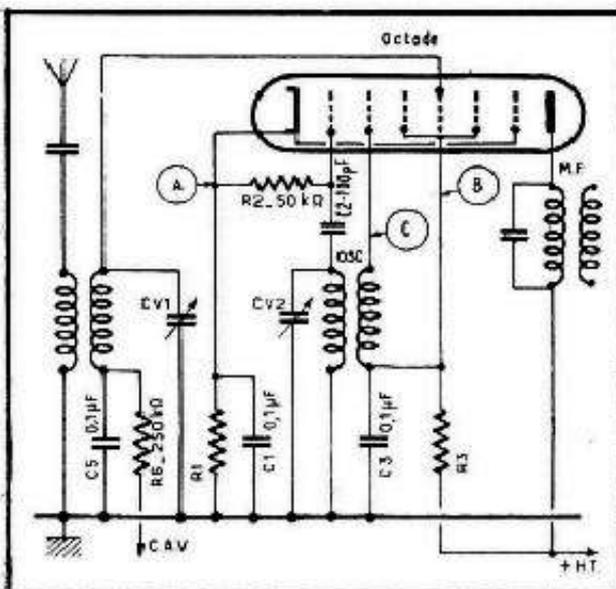


Fig. 297. — Schéma classique d'utilisation des octodes AK 1, CK 3 ou EK 3.

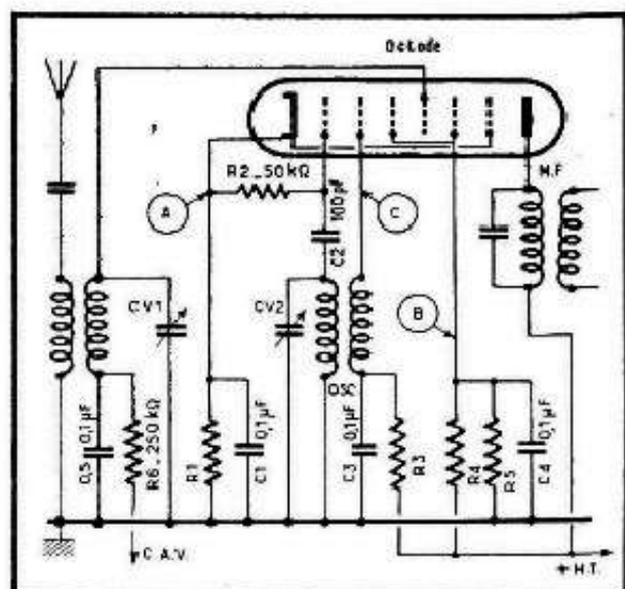


Fig. 298. — Schéma d'utilisation général s'appliquant à toutes les octodes.

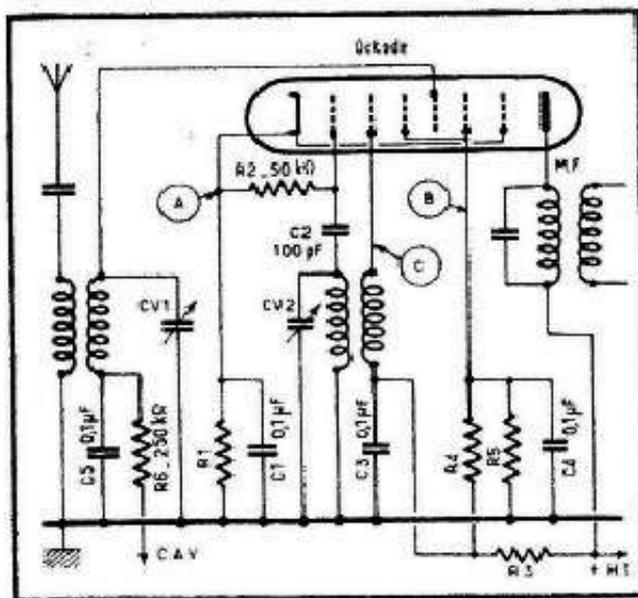


Fig. 299. — Variante du schéma précédent, avec la tension en B plus faible qu'en C.

Les montages pratiques de ce tube se réduisent à trois variantes, représentées par les schémas des figures 297, 298 et 299, tandis que le tableau XLI nous indique la valeur des différents éléments et celle de quelques tensions que l'on doit normalement trouver aux différents points du montage.

A noter, à propos de ce tableau que :

a. — La résistance de fuite R_2 de la EK2 utilisée avec une haute tension de 100 volts sera, de préférence, de 16 000 ohms au lieu de 50 000 ohms, valeur normale pour tous les autres cas.

b. — L'octode 7A8 (culot loctal) est la seule qui existe dans les séries « américaines ». Pratiquement, elle s'utilise comme une 6A8.

En ce qui concerne le courant d'oscillation des différentes octodes, il a, en moyenne, la valeur suivante :

150 μ A pour une EK2 utilisée avec une haute tension de 250 volts ;

200 μ A pour les octodes AK1, AK2 et CK1 ;

300 μ A pour les octodes EK3 et CK3, ainsi que pour l'octode EK2 utilisée avec $R_1 = 16\ 000$ ohms ;

400 μ A pour l'octode 7A8.

Tableau XLI. — CONDITIONS DE FONCTIONNEMENT DES OCTODES.

Tubes	Schéma (n°)	Haute tension (volts)	Résistances (en ohms)				Tensions (en volts)		
			R_1	R_2	R_3	R_4	A	B	C
AK1	297	250	200	30 000			1,5	70	70
AK1-AK2	298	250	200	80 000	20 000	14 000	1,5	70	90
	299	250	200	15 000	2 300	14 000	1,5	70	90
CK1	298	100	200	5 000	3 500	14 000	1,5	70	90
	299	100	200	1 000	2 300	14 000	1,5	70	90
CK3	297	100	190	Supprim.			2,5	100	100
EK2	298	100	400	Supprim.	2 500	16 000	3	80	100
	298	100	400	Supprim.	7 000	Supprim.	3	80	100
	298	250	500	12 500	26 000	16 000	4	80	200
	299	250	500	4 700	18 000	16 000	4	80	200
EK3	298	250	190	30 000	14 000	20 000	2,5	100	100
	299	250	190	10 000	Supprim.	20 000	2,5	100	100
	297	250	190	14 000			2,5	100	100
7A8	298	250	250	20 000	15 000	20 000	3	100	165
	299	250	250	6 000	6 500	20 000	3	100	160

Dépannage. Remplacement

Il n'y a pas de pannes propres aux octodes, dont le fonctionnement ressemble à celui des triodes-hexodes ou triodes-heptodes modernes. Autrement dit, ces lampes sont relativement peu sensibles à la modification des conditions de fonctionnement et à la variation des différentes résistances, jusqu'à une certaine limite, bien entendu.

Cependant, l'octode AK1 est un peu plus délicate dans ce sens, car la sensibilité d'un récepteur diminue très fortement lorsque la tension en B et C de la figure 297 descend à 50 volts, par exemple.

Le remplacement d'une octode par une changeuse de fréquence plus récente, une ECH3, par exemple, est souvent très facile, ne demandant pratiquement aucune modification du montage. Cela est surtout vrai dans le cas des octodes munies d'un culot « transcontinental » (toutes, sauf la AK1 et la 7A8) et chauffées sous 6,3 volts (EK2 et EK3). On a alors exactement la même disposition des contacts sur le culot, la même tension de chauffage et sensiblement les mêmes valeurs pour les tensions d'écran, et d'anode d'oscillation. Seule la résistance de cathode pourrait être un peu trop élevée lorsqu'on passe d'une EK2 à une ECH3, mais c'est un détail facile à modifier.

Les lampes CK1 (chauffage 13 volts ; 0,2 ampère) et CK3 (chauffage 19 volts ; 0,2 ampère) peuvent être également remplacées par une ECH3 sans changer le culot, mais il est toujours prudent de compenser la diminution de la tension totale de la chaîne de chauffage par l'introduction d'une petite résistance supplémentaire en série (30 ohms pour remplacer une CK1 ; 63 ohms pour remplacer une CK3).

Changement de fréquence par triode-penthode

C'est un système que nous croyons utile de signaler pour donner un tableau vraiment complet des montages changeurs de fréquence, mais qui, pratiquement, n'a jamais présenté le moindre intérêt, du moins dans sa forme de la figure 300.

Ce schéma est emprunté à la documentation R.C.A. et s'applique à la triode-penthode 6F7. On voit qu'il est relativement compliqué et demande, en particulier, un bobinage oscillateur spécial, à prise intermédiaire sur l'enroulement du circuit accordé.

Nous pensons que le montage, nettement plus simple, de la figure 301 a toutes les chances de fonctionner au moins aussi bien et que, dans ces conditions, il pourrait être parfois employé pour remplacer une 6A7 défailante (le culot d'une 6F7 est, en effet, le même que celui d'une 6A7). Il est à peu près certain que le montage de la figure 301

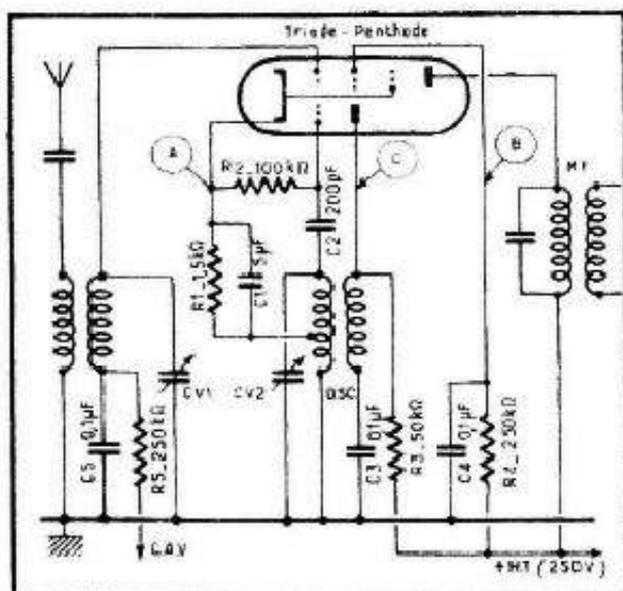


Fig. 300. — Montage d'une triode-penthode en changeuse de fréquence.

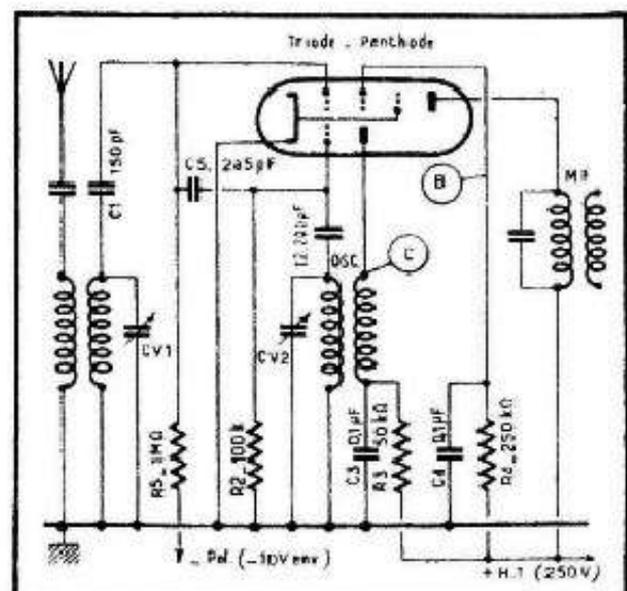


Fig. 301. — Variante possible (et plus simple) du montage précédent.

ourrait s'appliquer également à une ECF1, mais la valeur de la polarisation de la grille de commande penthode, ainsi que la tension d'écran, ne seront certainement pas les mêmes et demanderont une légère modification.

En ce qui concerne les tensions que nous devons normalement trouver en fonctionnement, elles sont, pour les schémas des figures 300 et 301 (pour une 6F7) :

A	10 volts ;
B	100 volts ;
C	100 volts.

Le courant d'oscillation, toujours pour une 6F7, doit être de 150 μ A en moyenne.

Il faut noter, cependant, que le changement de fréquence par triode-penthode est devenu à la mode avec la création récente de tubes spéciaux, utilisés en télévision et en modulation de fréquence ECF80/PCF8 et ECF82/6U8 à cathodes séparées, et 6X8 (américaine) à cathode unique, toutes les trois à culot noval.

Changement de fréquence par triode-hexode

C'est le système changeur de fréquence classique, utilisé depuis 1940 et, pratiquement, jusqu'à nos jours, puisque le dernier en date des tubes de cette série est la ECH42 bien connue.

Ces lampes sont presque toujours utilisées avec l'alimentation de l'anode oscillatrice en parallèle (résistance de charge R_3 des figures 302 et 303), mais il est évident que cela n'est nullement obligatoire et que l'ensemble peut fonctionner pratiquement tout

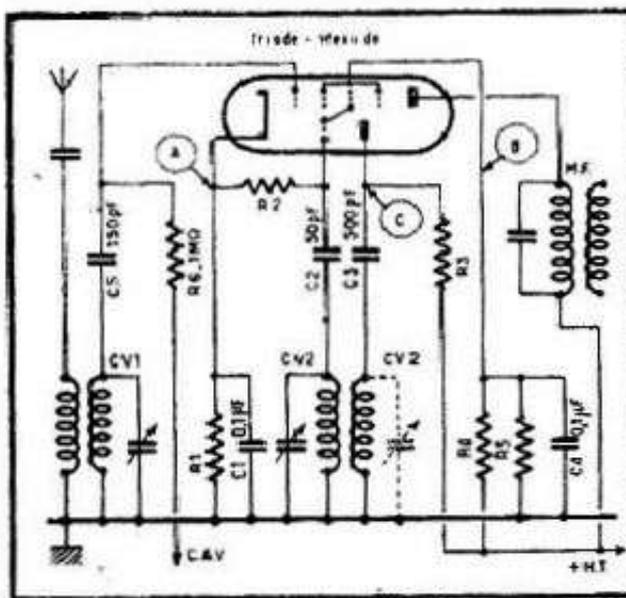


Fig. 302 (ci-dessus). — Schéma classique d'un étage changeur de fréquence à triode-hexode.

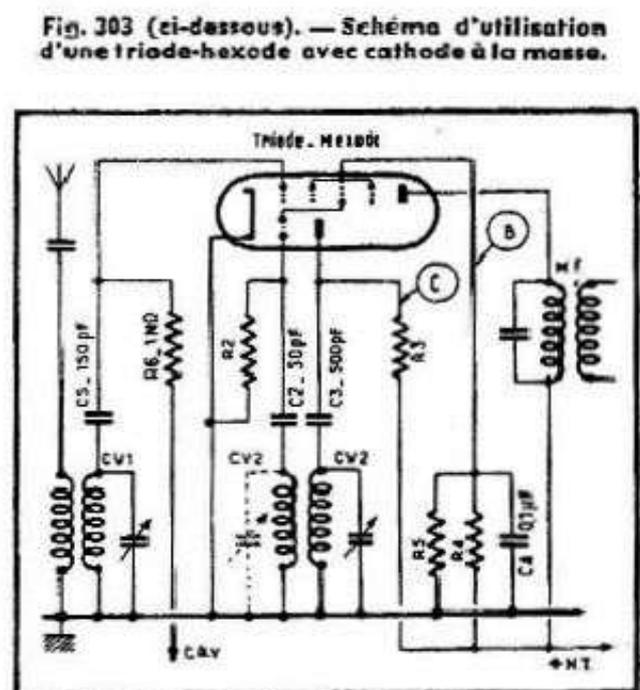


Fig. 303 (ci-dessous). — Schéma d'utilisation d'une triode-hexode avec cathode à la masse.

aussi bien si l'on adopte le montage série, comme pour les octodes. De même, le plus souvent le circuit accordé de l'oscillateur se place dans l'anode (fig. 303), mais encore une fois ce n'est pas obligatoire et le montage de la figure 302 est également utilisé. Les condensateurs variables figurés en pointillé représentent, pour les deux figures ci-dessus, la deuxième possibilité.

Les schémas des figures 302 et 303 ne diffèrent que par la façon dont la lampe est polarisée : d'une part par une résistance de cathode (fig. 302) ; d'autre part à l'aide d'une tension négative appliquée directement à la grille de commande de l'hexode par le circuit de la C.A.V., la cathode de la lampe étant réunie à la masse (fig. 303). Ce dernier montage est beaucoup plus souvent utilisé que le premier.

Fig. 304. — Schéma d'utilisation d'une triode-hexode avec alimentation série de l'anode oscillatrice.

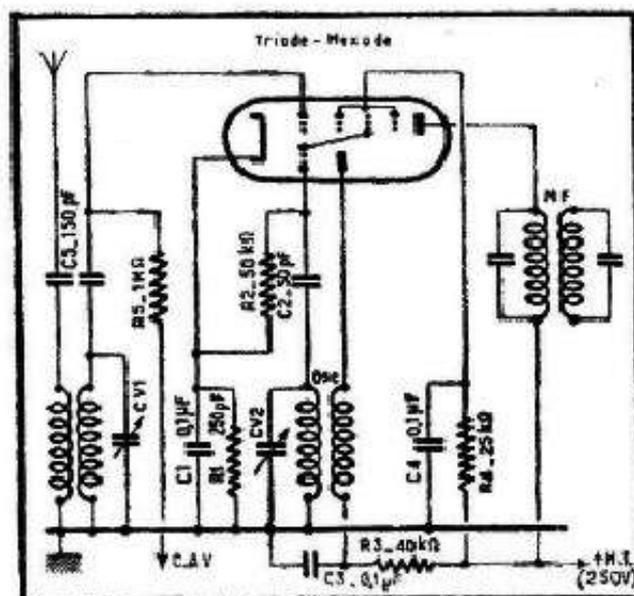


Tableau XLII. — CONDITIONS DE FONCTIONNEMENT DES TRIODES-HEXODES.

Tubes	Haute tension (volts)	Résistances (en ohms)					Tensions (en volts)		
		R ₁	R ₂	R ₃	R ₄	R ₅	A	B	C
ECH3	100	200	50 000	10 000	20 000	56 000	1,1	55	75
	100	200	50 000	10 000	33 000	Supprim.	1,1	55	75
	250	220	50 000	45 000	22 000	33 000	2	100	100
	250	300	50 000	45 000	47 000	33 000	2	70	100
	250	160	50 000	45 000	22 000	84 000	2	125	100
ECH11	250	230	50 000	30 000	50 000	Supprim.	2	100	150
ECH41	250	200	20 000	20 000	33 000	47 000	2	105	175
ECH42	250	180	22 000	33 000	27 000	27 000	2	85	90
UCH11	100	250	50 000	10 000	40 000	Supprim.	1	40	75
UCH41	100	200	20 000	10 000	22 000	47 000	1	53	72
UCH42	170	200	20 000	10 000	22 000	47 000	1,8	87	120
	100	180	22 000	10 000	18 000	27 000	1	43	66
	170	180	22 000	10 000	18 000	27 000	1,85	70	105
6E8	Conditions d'utilisation pratiquement identiques à celles de la ECH3								
6K8 - 12K8	100	250	50 000	Supprim.	Supprim.	Supprim.	3	100	100
	250	250	50 000	40 000	25 000	Supprim.	3	100	100

Le schéma de la figure 304 se rapporte à la triode-hexode américaine 6K8, qui constitue, dans cette série, un phénomène à part, car l'oscillation locale y est appliquée sur la première grille, tandis que le signal incident arrive sur la troisième, ce qui est le contraire de toutes les autres triodes-hexodes. Ce schéma est emprunté à une documentation américaine, et l'on voit que l'anode oscillatrice est alimentée ici en série.

Signalons enfin que l'écran d'une triode-hexode est très souvent alimenté à l'aide d'une simple résistance série, le tableau XLII, s'appliquant aux schémas des figures 302, 303 et 304, donnant toutes les indications sur les variantes correspondantes.

A propos de ce tableau nous noterons les points suivants :

a. — Lorsqu'une ECH3 est utilisée avec une haute tension de 250 volts, la résistance R₂ est le plus souvent de 25 000 à 30 000 ohms, ce qui détermine, au point C, une tension de 130 à 160 volts ;

b. — Lorsqu'une triode-hexode est utilisée avec une haute tension de 100 à 170 volts on préfère souvent remplacer la résistance R₃ de 10 000 ohms par une bobine d'arrêt de 5 à 8 millihenrys, de façon à appliquer une tension plus élevée à l'anode oscillatrice ;

c. — Lorsqu'une triode-hexode est montée suivant le schéma de la figure 303 (cathode à la masse), c'est par la ligne de la C.A.V., à travers la résistance R_6 , que nous devons appliquer à la grille de commande une tension négative égale, en valeur absolue, à celle indiquée dans la colonne A :

d. — Lorsque la résistance de fuite R_2 a la valeur indiquée dans le tableau, le courant d'oscillation moyen qui la traverse a la valeur suivante, pour les différentes triodes-hexodes :

ECH3, ECH11, UCH41, 6E8	200 μ A :
ECH41, ECH42.....	350 μ A :
UCH41, UCH42 (H.T. : 170 V)	350 μ A :
UCH11	100 μ A :
UCH41 (H.T. = 100 V).....	200 μ A :
UCH42 (H.T. = 100 V).....	175 μ A :
6K8, 12K8	150 μ A.

Bien entendu, le courant d'oscillation peut varier dans de larges limites lorsqu'on modifie la valeur de R_2 .

Changement de fréquence par triode-heptode

Il ne faut pas croire que la triode-heptode ECH81, la plus récente parmi les lampes changeuses de fréquence, soit une nouveauté : les triodes-heptodes étaient utilisées pour cette fonction depuis 1940 environ, mais surtout en Allemagne et aux U.S.A. En France nous en avons cependant connu deux : la ECH4 et la 6J8. A signaler cependant que les tubes « européens » (ECH4 et dérivés) avaient leur grille 3 de l'élément heptode accessible extérieurement, tandis que dans les tubes américains cette grille était réunie intérieurement à la grille de l'élément triode. De ce fait, les tubes européens pouvaient se prêter à des fonctions autres que celles de changement de fréquence, tandis que les tubes américains se trouvaient étroitement cantonnés dans ce domaine seulement.

Le schéma général d'utilisation d'une triode-heptode est celui de la figure 305, avec la possibilité de placer le circuit accordé de l'oscillateur soit dans le circuit de grille soit dans celui d'anode de l'élément triode. Le tableau XLIII nous indique la valeur des différentes résistances, et celle de quelques tensions, pour un certain nombre de tubes courants.

Le courant d'oscillation est, pour toutes ces lampes, de l'ordre de 200 μ A, sauf pour la UCH81 avec H.T. = 100 V, où ce courant n'est que de 120 μ A environ.

Changement de fréquence par deux lampes

Sans entrer dans les détails et la discussion des avantages et des inconvénients, disons qu'un système changeur de fréquence à deux tubes est toujours supérieur à un tube unique heptode ou octode. Par rapport aux triodes-hexodes ou triodes-heptodes cette supériorité est moins évidente, et nous dirons simplement que les résultats sont alors sensiblement identiques.

D'ailleurs, si on réfléchit, on se rend compte qu'un changement de fréquence par triode-hexode, triode-heptode ou, à plus forte raison, par triode-pentode à cathodes séparées, constitue déjà un système à deux tubes.

L'intérêt d'une séparation plus complète ne peut se manifester qu'en ondes très courtes, où d'inévitables capacités internes entre les deux éléments d'un tube unique peuvent commencer à présenter une certaine importance.

Cependant, un autre argument peut être avancé en faveur d'un changement de fréquence à deux tubes séparés : la possibilité d'obtenir une pente de conversion nettement supérieure à celle de n'importe quel tube changeur de fréquence.

On sait, en effet, que la pente de conversion (S_c), tout comme la pente S d'une amplificatrice H.F. ou M.F., détermine le gain d'un étage changeur de fréquence. Or

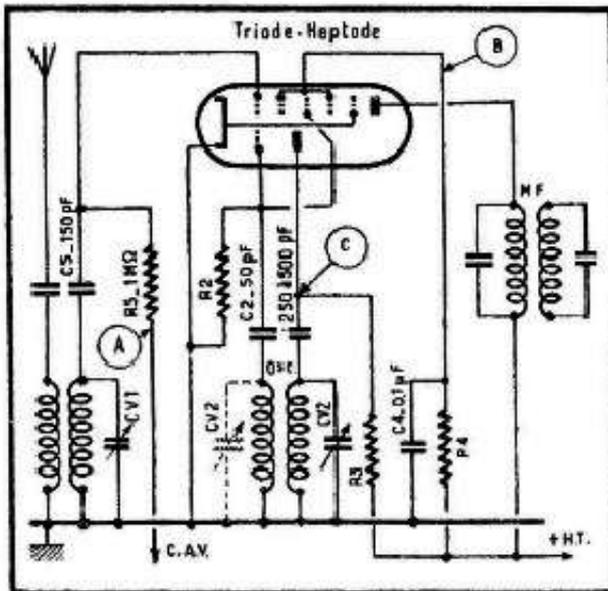


Fig. 305. — Schéma d'utilisation classique d'une triode-heptode avec cathode à la masse.

Tableau XLIII. — CONDITIONS DE FONCTIONNEMENT DES TRIODES-HEPTODES.

Tubes	Haute tension (volts)	Résistances (en ohms)			Tensions (en volts)		
		R_s	R_2	R_4	A	B	C
ECH4	250	50 000	43 000	24 000	— 2	100	100
ECH21	250	50 000	43 000	24 000	— 2	100	100
ECH81	250	47 000	33 000	22 000	— 2	100	105
UCH4	100	50 000	27 000	15 000	— 1	53	60
UCH21	100	50 000	27 000	15 000	— 1	53	60
UCH81	100	47 000	15 000	10 000	— 1,2	63	63
6AJ8	170	Identique à la ECH81			— 2,2	102	105
19AJ8		Identique à la UCH81					
6J8	250	50 000	20 000	43 000	— 3	100	130
7J7		Identique à la 6J8, mais culot local					
7S7	250	50 000	20 000	50 000	— 2	100	150

la pente de conversion d'un tube « spécialisé » n'est jamais très élevée, atteignant péniblement $750 \mu\text{mhos}$ ($0,75 \text{ mA/V}$) pour des tubes poussés tels que ECH42 et ECH81 et descendant à quelque $500 \mu\text{mhos}$ pour des heptodes du type 6A8 ou 6BE6. Par contre, en réalisant un changeur de fréquence à deux tubes nous pouvons utiliser en tant que tube « modulateur », une penthode moderne à pente élevée et obtenir une pente de conversion de $1,5$ à 2 mA/V (1500 à $2000 \mu\text{mhos}$). Il est évident que l'on peut concevoir une infinité de variantes de changeurs de fréquence à deux tubes, et dans ce qui suit nous n'indiquerons que quelques montages de base à partir desquels chacun pourra « broder » suivant ses besoins ou sa fantaisie.

En particulier, nous supposons que l'oscillateur séparé est toujours constitué par une triode, mais il est clair que rien ne nous empêche d'y prévoir une penthode montée en triode ou même une penthode tout simplement.

De même, pour n'importe quel montage le type de l'oscillateur séparé peut être absolument quelconque : grille-plaque avec accord sur la grille ou sur la plaque ; « Eco » avec penthode ; à couplage cathodique ; Hartley ; Colpitts, etc.

Changement de fréquence par penthode et triode

Un montage très simple (et d'un excellent rendement) nous est indiqué par le schéma de la figure 306, où nous voyons l'oscillateur local couplé à la grille de commande du tube « modulateur » par une très faible capacité ($C_6 = 1$ à 5 pF).

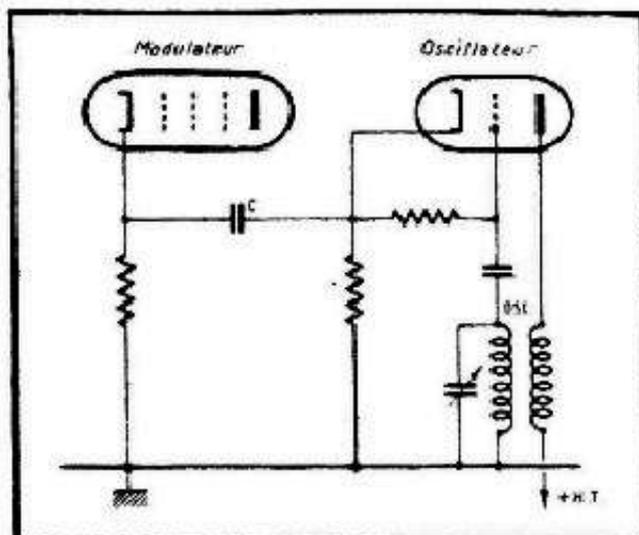
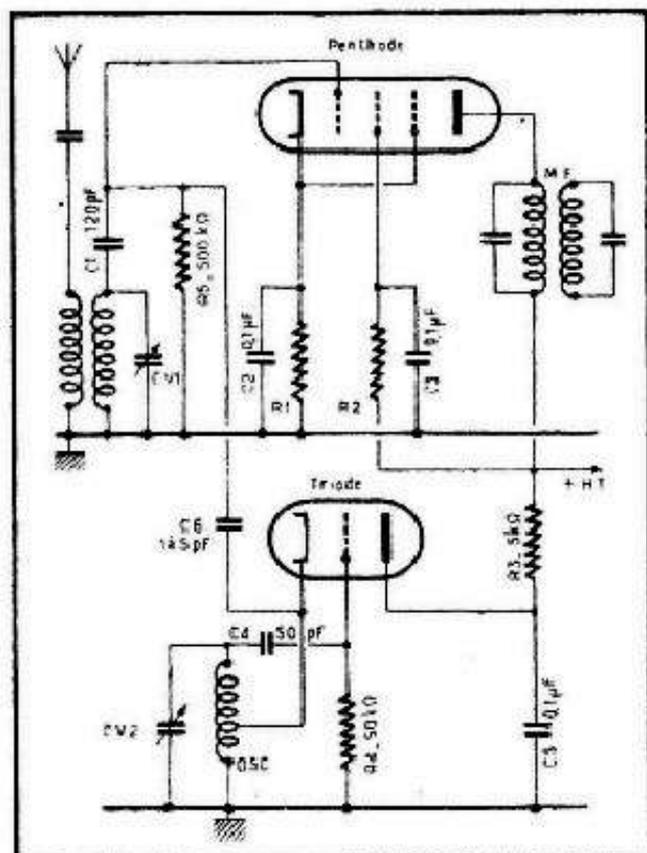


Fig. 306 (ci-contre). — Etage changeur de fréquence à deux lampes: penthode mélangeuse et triode oscillatrice.

Fig. 307 (ci-dessus). — Le couplage entre le tube mélangeur et le tube oscillateur peut être effectué de cathode à cathode.

La penthode à utiliser sera à pente variable si l'on tient absolument à la soumettre à l'action de la C.A.V. Dans le cas contraire, surtout si l'on recherche une pente de conversion élevée, on choisira une penthode à pente également élevée (EF42, EF80, etc.).

La polarisation d'une penthode modulatrice doit être toujours plus élevée que celle de la même penthode utilisée en amplificatrice H.F. ou M.F., et on peut dire, approximativement, que cette polarisation doit être le double ou le triple de la valeur indiquée normalement par les recueils de caractéristiques, s'il s'agit d'un tube à pente variable. En d'autres termes, si nous utilisons, par exemple, une 6BA6 (polarisation normale: --- 1V environ), nous ajusterons la résistance R_1 de façon à obtenir une chute de tension de 2 à 3 volts.

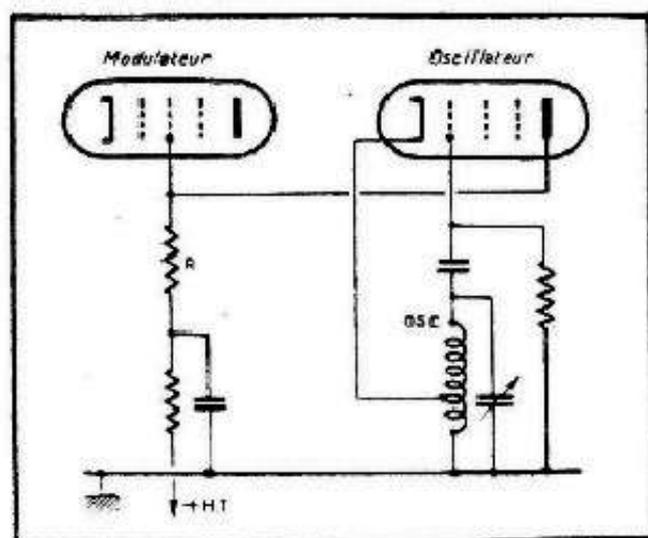


Fig. 308. — Il est également possible de réaliser ce couplage de plaque à écran à l'aide d'une résistance.

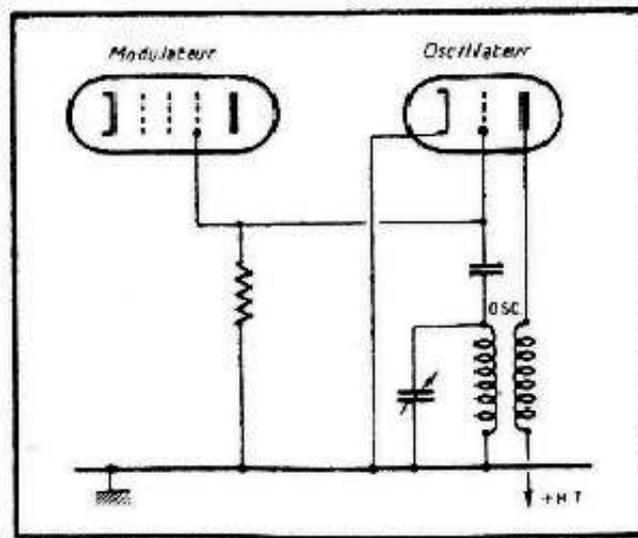


Fig. 309. — Enfin, on effectue assez souvent le couplage de grille à suppresseur, suivant le schéma ci-dessus.

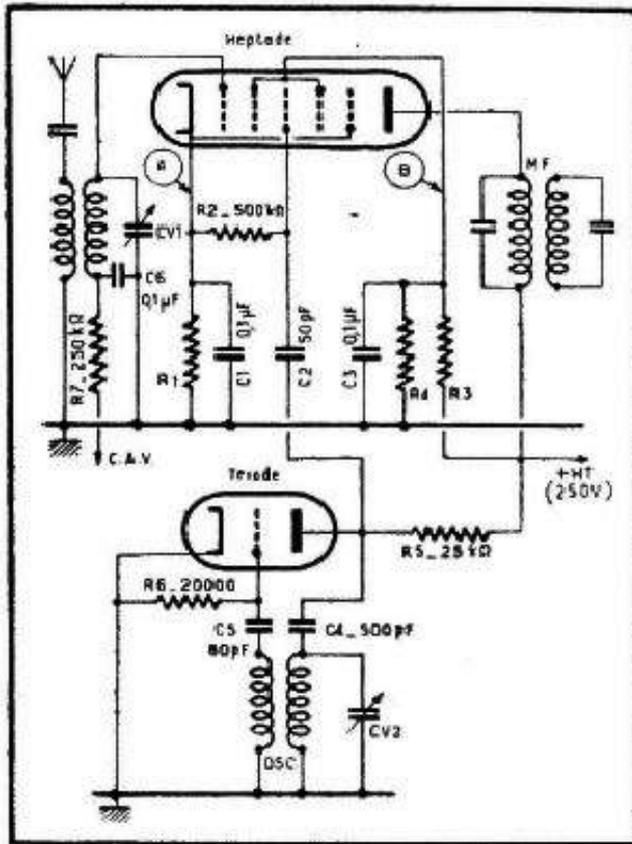


Fig. 310. — Voici un des montages possibles d'une heptode mélangeuse associée à une triode oscillatrice. L'oscillation locale est prélevée sur l'anode de la triode.

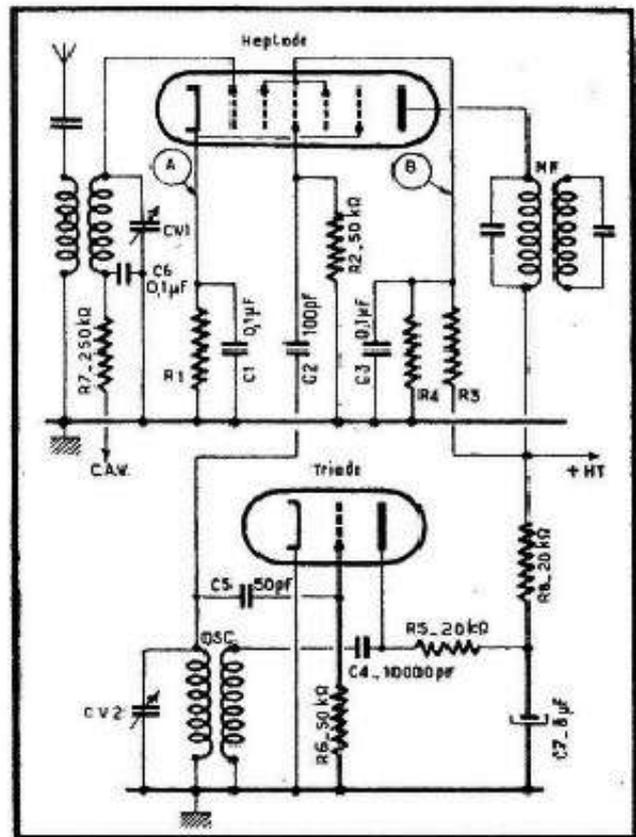


Fig. 311. — Montage tout à fait analogue au précédent avec cette seule différence que l'oscillation locale est ici prélevée sur la grille de la triode oscillatrice.

La valeur de la résistance d'écran R_2 (fig. 306) dépend évidemment de la haute tension dont nous disposons et de la tension que l'on doit obtenir à l'écran de la lampe donnée (le plus souvent 70 à 100 volts).

Bien entendu on peut concevoir d'innombrables variantes de changement de fréquence utilisant une penthode comme élément modulateur. C'est ainsi que, dans les montages anciens, on adoptait souvent des systèmes de couplage beaucoup plus compliqués, parmi lesquels on peut mentionner le couplage cathode-cathode par une capacité C (fig. 307), le couplage plaque oscillateur-écran modulateur par une résistance R (fig. 308), le couplage grille oscillateur-supprimeur modulateur (fig. 309), etc., etc.

Tous ces systèmes présentent certains avantages et inconvénients que nous n'avons pas à discuter ici, mais nous noterons cependant que c'est le système de la figure 306, c'est-à-dire celui où l'oscillation locale et le signal incident sont appliqués sur une même grille, qui donne la plus grande pente de conversion.

Changement de fréquence par heptode spéciale et triode

A l'époque où le changement de fréquence à deux tubes séparés présentait un avantage incontestable par rapport aux tubes « spécialisés » existants, des heptodes modulatrices (ou mélangeuses) ont été créées : la EH2 européenne et la 6L7 américaine.

Le schéma de la figure 310, emprunté à une documentation *Philips*, se rapporte à une EH2, l'oscillatrice étant une EBC3, tandis que le schéma de la figure 311, inspiré de celui utilisé par *R.C.A.* dans plusieurs de ses récepteurs, correspond à une 6L7, avec une 6J5 comme oscillatrice. La structure générale de ces deux schémas étant pratiquement la même, on peut les utiliser indifféremment avec l'une ou l'autre heptode.

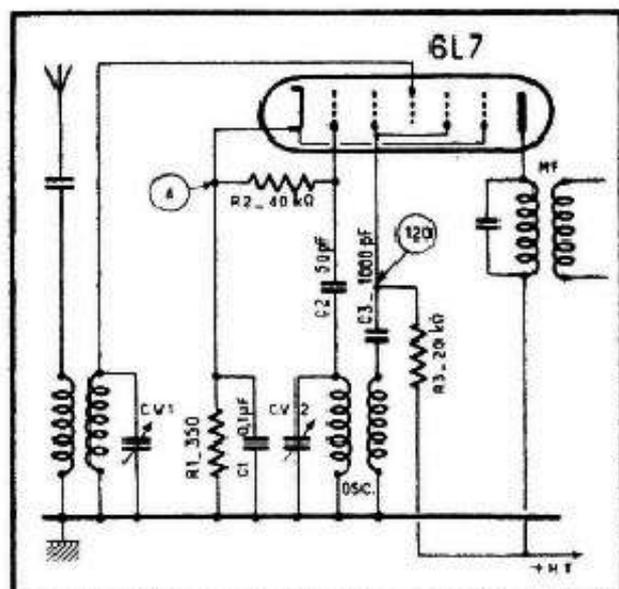
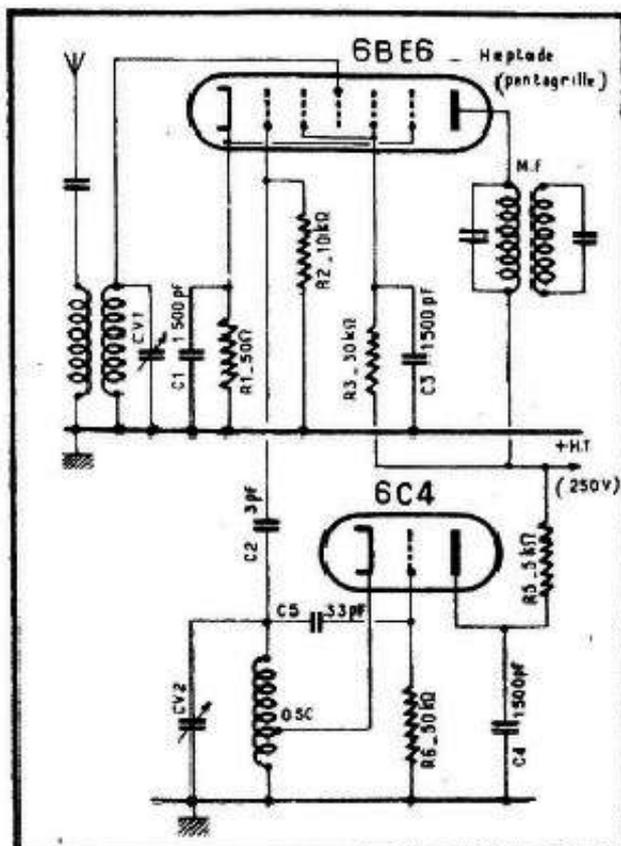


Fig. 312 (ci-dessus). — Montage d'une heptode 6L7 en changeuse de fréquence.

Fig. 313 (ci-contre). — Changement de fréquence à deux lampes utilisant, en tant que mélangeuse, une heptode normale.



Le tableau XLIV nous indique la valeur à donner aux différentes résistances de ces deux schémas et nous renseigne sur les tensions normales de fonctionnement à la cathode et à l'écran.

A titre de curiosité signalons que nous avons fait des essais assez concluants d'utilisation d'une 6L7 en changeuse de fréquence unique, suivant le schéma de la figure 312. Cela fonctionne au moins aussi bien qu'une 6A8. A remarquer que l'attribution respective des différentes grilles a été modifiée, par rapport au montage en « modulateur ». C'est la grille 1 en effet qui oscille, tandis que la grille 3 reçoit le signal incident. Le bloc utilisé a été absolument quelconque. Il est à peu près certain qu'on peut refaire le même montage avec une EH2. La pente de conversion des montages à heptodes spéciales reste modeste et se situe entre 350 et 400 μ mhos.

Changement de fréquence par heptode normale et triode

Au lieu de prendre une heptode spéciale, on peut tout aussi bien réaliser un changement de fréquence à deux lampes en utilisant une heptode normale : 6A8, 6BE6, 6SA7, etc. Le schéma de la figure 313 nous montre un tel montage comportant une 6BE6 et une triode 6C4. A noter que ce montage, tiré d'une documentation américaine, est prévu

Tableau XLIV. — CONDITIONS DE FONCTIONNEMENT DES HEPTODES MÉLANGEUSES.

Tubes	Haute tension (volts)	Résistances (en ohms)			Tensions (en volts)	
		R ₁	R ₂	R ₃	A	B
EH2	250	450	25 000	30 000	3	100
	250	330	27 000	30 000	2	80
6L7	250	330	15 000	30 000	3	100
	250	470	8 000	30 000	6	150

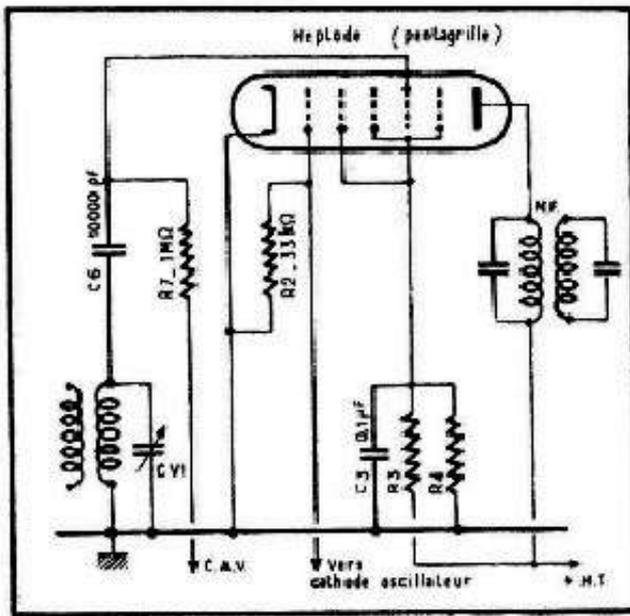


Fig. 314. — Autre schéma d'utilisation d'une heptode normale en mélangeuse

pour la réception de la FM et c'est pour cette raison que les différents condensateurs de découplage sont de 1500 pF. Pour les gammes normales on prendra, évidemment, des condensateurs classiques de 0,1 μ F (C_1 , C_3 et C_4). De plus, dans ce dernier cas, on augmentera la valeur du condensateur de liaison C_2 , que l'on portera à 50 pF par exemple, et celle de la résistance de fuite R_2 (20 000 à 30 000 ohms).

On a souvent intérêt à prévoir une oscillatrice séparée complétant une 6BE6, lorsque la disposition du châssis le permet, car le rendement en O.C. s'en trouve grandement amélioré. Le plus souvent le bobinage oscillateur fonctionnant avec la 6BE6 convient parfaitement pour réaliser un oscillateur séparé suivant le schéma de la figure 313.

D'une façon générale, lorsqu'une heptode normale est employée en modulatrice dans un système changeur de fréquence à deux tubes, l'oscillation locale doit être appliquée sur la grille qui est, normalement, utilisée pour l'oscillation. S'il s'agit d'une heptode du type 6A8, possédant deux grilles d'oscillation, la deuxième sera réunie aux deux grilles-écrans, comme le montre la figure 314. La tension d'écran et la polarisation d'une heptode ainsi montée seront les mêmes que celle du même tube normalement employé.



LES SYSTÈMES ANTIFADING

Régulation automatique de sensibilité simple, retardée ou amplifiée

De la commande manuelle de sensibilité à la commande automatique

Tout le monde connaît la manifestation de ce phénomène souvent gênant qu'est le fading, et la nécessité de corriger ses effets a apparu dès les débuts de la radio, ou plus exactement dès le développement des liaisons radiophoniques sur ondes moyennes et courtes, car les ondes longues sont bien moins affectées par ces évanouissements.

A l'origine et jusqu'à l'adoption généralisée de la détection diode sur tous les récepteurs (vers 1934-1935), on se contentait de prévoir un réglage manuel de la sensibilité, par variation de la polarisation des lampes H.F. (amplificatrices H.F. et M.F. et, parfois, changeuse de fréquence), soit en modifiant la tension positive de la cathode (fig. 315), soit en faisant varier une tension négative appliquée à la grille de commande (fig. 316). On rencontre encore ce genre de régulateur de sensibilité sur des récepteurs anciens, où ils jouent le rôle de régulateurs de puissance, le plus souvent.

Le principe est très simple, puisqu'il s'agit, en faisant varier la polarisation, de modifier la pente de la lampe amplificatrice commandée, donc le gain, puisque ce dernier est proportionnel à la pente. Quant à la plage de variation, elle dépend des caractéristiques de la lampe employée et se situe, le plus souvent, entre 2 et 30 volts. Autrement

Fig. 315. — Commande manuelle de sensibilité par variation de la tension positive de cathode.

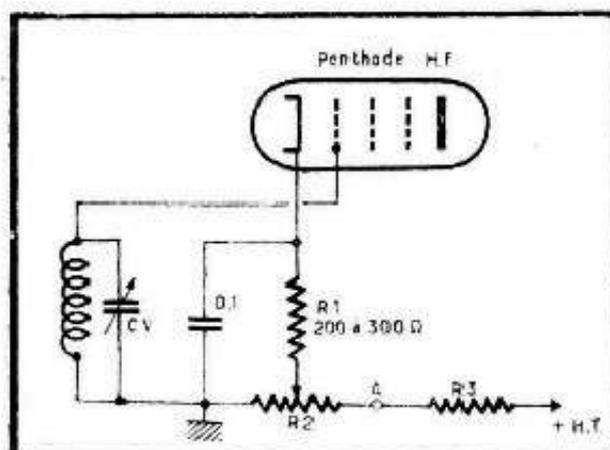


Fig. 316 (ci-dessous). — Commande manuelle de sensibilité par variation de la tension négative de grille.

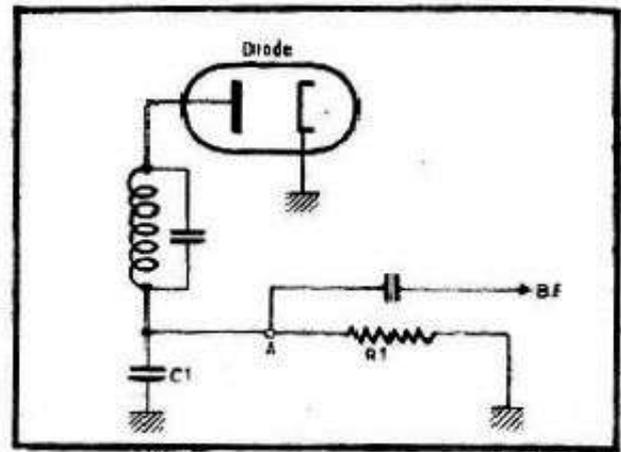
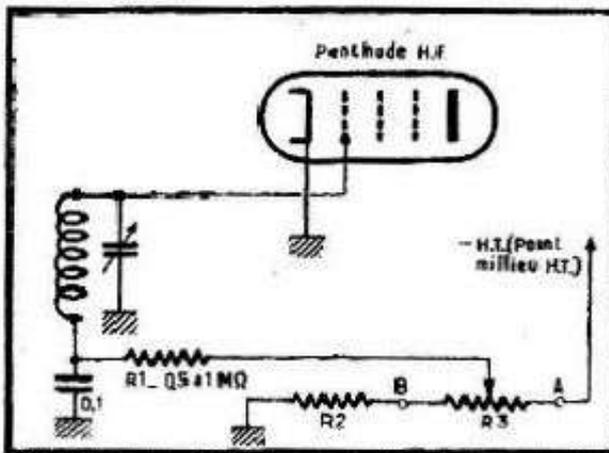


Fig. 317 (ci-dessus). — La détection diode nous procure très simplement une tension négative en A.

dit, les résistances R_2 et R_3 de la figure 315 seront calculées de façon à avoir une trentaine de volts en A, tandis que pour la figure 316 nous aurons, par exemple, environ -2 volts en B et -30 volts en A.

Ces deux systèmes fonctionnaient fort bien et donnaient toute satisfaction, avec cet inconvénient, cependant, qu'à l'écoute d'une émission particulièrement affectée par le fading il fallait garder constamment la main sur le bouton de réglage pour corriger les fluctuations de la porteuse.

L'adoption de la détection diode a ouvert aux techniciens des horizons insoupçonnés, puisqu'elle leur a fourni, d'une façon très simple, une tension négative variable suivant l'amplitude du signal et sensiblement proportionnelle à cette amplitude. Dans la figure 317, représentant un détecteur diode dans son aspect le plus classique, la tension au point A, pratiquement nulle en absence de tout signal, peut atteindre -10 à -15 volts lorsqu'un signal assez puissant est reçu.

Il suffit donc d'utiliser cette tension négative pour assurer la polarisation variable automatique d'une seule ou de plusieurs lampes amplificatrices H.F. ou M.F., et on se rend facilement compte que les variations de cette polarisation seront toujours telles qu'elles s'opposeront à toute diminution du signal, c'est-à-dire à tout évanouissement. En effet, supposons qu'à un instant donné la réception ait lieu dans les conditions telles que la tension A (fig. 317) soit de -10 volts, valeur de polarisation qui détermine un certain gain G_1 des étages correspondants. Arrive alors un évanouissement qui ramène à -1 volt, par exemple, la tension A, tension qui se trouve aussitôt reportée sur les grilles des lampes commandées et qui, par conséquent, provoque une augmentation de la pente, donc une augmentation du gain.

La tension en A augmente, se trouve de nouveau reportée sur les grilles, d'où une diminution de la pente et du gain, donc une diminution également de la tension en A, etc., etc. On arrive finalement (une faible fraction de seconde) à un état d'équilibre correspondant à un certain gain G_2 , nettement supérieur à G_1 , de sorte que la puissance de sortie ne subit qu'une faible diminution (en décibels).

L'explication simpliste ci-dessus est basée sur un cas « favorable », c'est-à-dire sur une variation relativement peu importante du signal reçu (rapport $1/10 = 20$ dB). Il est évident que les variations de ce signal peuvent se produire, à la suite d'un fading, dans des limites beaucoup plus larges, auquel cas notre système de compensation automatique se trouvera impuissant à rétablir l'équilibre, de sorte que la puissance de sortie subira, malgré tout, une diminution nettement sensible. Ce qu'il faut retenir, c'est que sans compensation automatique cette diminution serait infiniment plus nette.

Enfin, il est non moins évident que dans le cas d'une disparition presque totale l'une onde porteuse, aucun système antifading ne peut être efficace, car même un gain norme ne peut rien donner lorsque le signal est pratiquement nul.

Quelques mots sur la terminologie

Parmi les différents montages et dispositifs utilisés en radio, le système antifading est, sans aucun doute, le record de la diversité d'appellations. Il semble qu'à l'origine il était surtout désigné par les initiales A.V.C., abréviation du *automatic volume control* des Américains. Certains auteurs, choqués par ce terme étranger, ont préféré (et préfèrent encore) V.C.A., ce qui veut dire *volume contrôle automatique*, le mot « contrôle » étant pris dans le sens de « commande » ce qui n'est guère correct, sans parler du terme « volume contrôle », qui est plus que discutable.

La combinaison C.A.V. est un peu meilleure si on la traduit par *commande automatique de volume*, mais devient peu correcte si l'on sous-entend *contrôle automatique de volume*.

Cependant, tous ces termes ont un défaut commun : ils désignent un effet secondaire (action sur la puissance de sortie) en laissant dans l'ombre l'effet initial, qui est l'action automatique sur la sensibilité ou, ce qui revient au même, sur le gain. C'est pourquoi il ne faut pas s'étonner de rencontrer dans la littérature technique des termes, parfaitement logiques et corrects, tels que C.A.G. (*commande automatique de gain*) ou C.A.S. (*commande automatique de sensibilité*).

Ajoutons que la plus grande liberté vous est laissée, si vous ne voulez pas suivre les sentiers battus, pour forger vous-même une appellation à votre goût : C.A.P. (*commande automatique de pente ou de polarisation*), R.A.G. (*régulation automatique de gain*), etc., etc.

En ce qui nous concerne, nous nous en tiendrons à la désignation peut-être discutable, mais plus familière, de C.A.V.

Réalisation pratique de la C.A.V.

Il existe deux façons de concevoir une commande automatique de volume :

La C.A.V. non retardée, dont l'action régulatrice se fait sentir même pour un signal très faible ;

La C.A.V. retardée (on dit aussi *différée*), dont l'action commence seulement à partir d'une certaine amplitude du signal.

Avant de parler de la réalisation pratique de ces deux systèmes, nous allons voir, sur un graphique, la différence qui existe entre ces deux solutions.

Les courbes de la figure 318 représentent la variation du gain en dB (le niveau zéro étant arbitraire) en fonction de la tension d'entrée exprimée en μV . La courbe A correspond, théoriquement, à l'absence de tout système de régulation automatique : lorsque la tension d'entrée varie dans le rapport de 1 à 10, la gain varie de 20 dB, conséquence évidente.

La courbe B correspond à la variation du gain en présence d'une commande automatique non retardée et nous voyons immédiatement l'avantage que l'introduction d'une telle régulation nous amène : lorsque la tension d'entrée varie dans le rapport de 1 à 100 (de 10^3 à $10^5 \mu\text{V}$), le gain varie de 14 dB seulement (rapport 1 à 5 environ), tandis que sans régulation automatique cette variation serait de 40 dB (rapport de 1 à 100).

La courbe C, par contre, correspond à la variation du gain en présence d'une commande automatique retardée, dont l'action ne commence qu'à partir d'un certain niveau du signal d'entrée (ici $15 \mu\text{V}$ environ). Pour les signaux faibles, inférieurs à $15 \mu\text{V}$, il n'y a donc aucune action compensatrice dans le cas d'un évanouissement. Au contraire, pour des signaux supérieurs à ce niveau la courbe est plus plate, ce qui laisse prévoir un effet régulateur meilleur.

Rien n'est parfait ici-bas et les deux systèmes de C.A.V. (simple et retardée) ont,

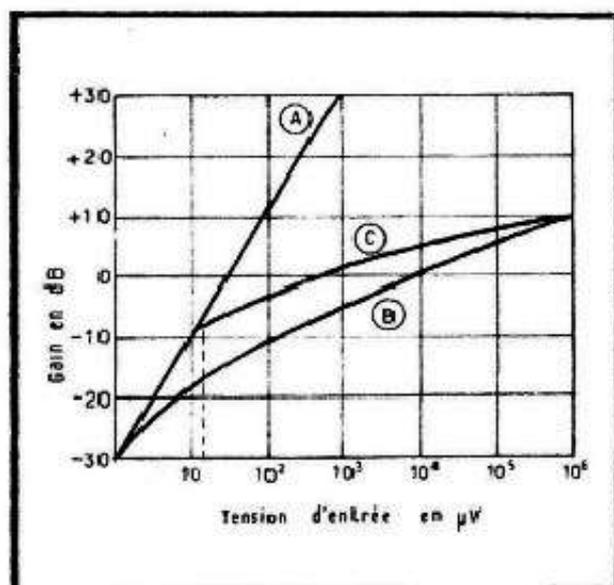


Fig. 318. — Courbes de variation du gain sans antifading (A), avec antifading simple (B) et avec antifading retardé (C).

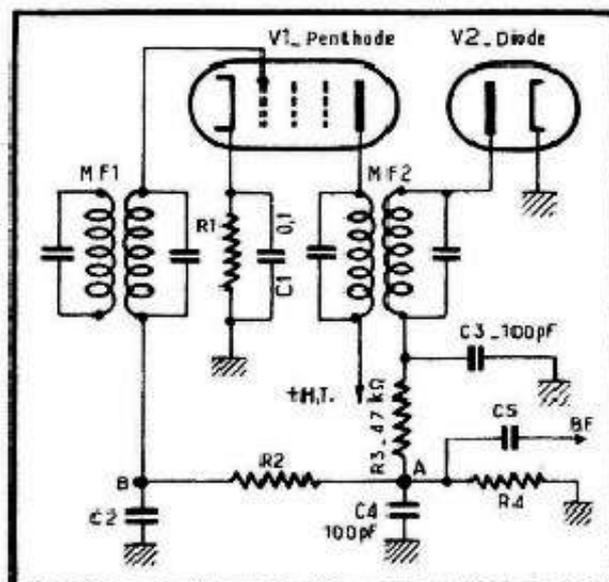


Fig. 319. — Montage classique d'un système antifading simple, avec la régulation appliquée sur la grille de l'amplificatrice M.F.

chacun, leurs avantages et leurs inconvénients. A l'actif de la courbe B (C.A.V. simple) nous pouvons mettre un montage généralement plus simple et une action régulatrice n'introduisant pratiquement aucune distorsion. Au passif du même système nous signalerons un effet régulateur souvent insuffisant et une diminution de la sensibilité générale du récepteur.

Ce dernier point est facile à comprendre en regardant les courbes de la figure 318 où nous voyons que le niveau de sortie, pour une tension d'entrée de 10 μV est nettement plus réduit pour la courbe B (— 19 dB environ) que pour les courbes A ou C (— 10 dB). Il est à remarquer cependant que cet inconvénient s'accompagne souvent d'une compensation : le récepteur devient plus « silencieux », moins sensible aux parasites en absence de toute porteuse.

En ce qui concerne la C.A.V. retardée, elle n'affecte en rien, évidemment, la sensibilité d'un récepteur aux signaux faibles, jusqu'au seuil de retard (ici 15 μV à l'entrée), et son effet régulateur est meilleur, comme nous l'avons déjà signalé. Mais un autre inconvénient, assez sérieux, apparaît ici : l'action régulatrice a lieu suivant une courbe très nettement non-linéaire, présentant un coude assez brusque au point où la courbe C « décolle » de la courbe A. Il y a donc la superposition d'un phénomène pratiquement linéaire (courbe A) et d'un autre, non-linéaire (courbe C), ce qui laisse immédiatement supposer la possibilité d'une distorsion, supposition que l'on peut confirmer par le calcul.

Voyons maintenant la réalisation pratique de l'un et l'autre systèmes.

Le schéma de base d'une C.A.V. simple est celui de la figure 319, où pour simplifier le dessin nous n'avons représenté qu'une seule lampe (V_1) soumise à la régulation automatique. D'après ce que nous avons vu plus haut, une tension négative, sensiblement proportionnelle à l'amplitude du signal H.F., apparaît en A, et nous la transmettons à la grille de la lampe commandée à travers une cellule de filtrage R_2 - C_2 et le secondaire du transformateur MF 1.

Le but de la cellule R_2 - C_2 est d'empêcher la composante alternative (B.F.) de la tension existant en A d'arriver sur la grille de l'amplificatrice M.F., puisque seule la composante continue de cette tension nous intéresse. Il faut donc que la branche C_2 du diviseur de tension R_2 - C_2 ait une résistance très faible (comparée à R_2) à la plus basse fréquence de modulation. Il est également nécessaire que C_2 constitue pratiquement un court-circuit pour la moyenne fréquence utilisée.

Ces deux conditions se trouvent satisfaites si C_2 a une valeur suffisamment élevée,

mais dans ce sens il n'est pas non plus indiqué d'aller trop loin, car il apparaît alors une sorte d'inertie dans l'action de la C.A.V. En effet, un certain régime stable étant établi en A et B, nous supposons qu'une variation brusque du signal d'entrée provoque une diminution rapide de la tension au point A. Si le système était parfait, il faudrait que cette diminution se reproduise instantanément en B, c'est-à-dire à la grille de la lampe. Or nous avons en ce dernier point un condensateur (C_2), qui mettra un certain temps à se décharger jusqu'à un certain niveau inférieur, puisque la décharge a lieu à travers une résistance (R_2) de valeur élevée.

Le phénomène serait tout à fait analogue s'il s'agissait d'une augmentation (charge du condensateur C_2), et il en résulte que toute variation de la tension en A n'arrive en B qu'avec un certain retard, ce que l'on traduit en disant qu'il y a une *constante de temps*. Puisqu'il s'agit de temps, il est normal que cette grandeur soit exprimée en secondes ou fractions de seconde, la relation étant

$$\tau = R_2 C_2$$

où la constante de temps τ (lettre grecque « tau ») est exprimée en *secondes* lorsque R_2 l'est en *mégohms* et C_2 en *microfarads*.

Une constante de temps trop élevée n'a pas une grande importance lorsqu'on a affaire à un fading lent, mais peut compromettre l'efficacité de la C.A.V. lorsqu'il s'agit d'un fading rapide, phénomène assez fréquent en O.C. où des évanouissements de courte durée se succèdent souvent à des intervalles à peu près réguliers. On observe alors une sorte de déphasage très caractéristique entre l'action de la C.A.V. et la cadence des évanouissements : la puissance diminue brutalement pendant une fraction de seconde, puisque la C.A.V. ne réagit qu'avec retard, puis le niveau à peu près normal se rétablit (la C.A.V. entre en action), enfin, pendant une fraction de seconde également, apparaît une pointe de « surpuissance », au moment où le signal reprend son amplitude normale, mais où les lampes sont encore polarisées au maximum de la pente.

Une constante de temps trop faible équivaut à une efficacité insuffisante de la cellule de filtrage pour les fréquences basses de la modulation, et il en résulte une sorte de contre-réaction sur ces fréquences avec, comme conséquence, leur affaiblissement.

Il faut noter qu'en réalité le calcul d'une constante de temps n'est pas aussi simple que la relation ci-dessus peut nous le faire penser, car la résistance R_2 et le condensateur C_4 y interviennent également. Mais leur influence est pratiquement négligeable et nous pouvons nous contenter de la relation indiquée plus haut.

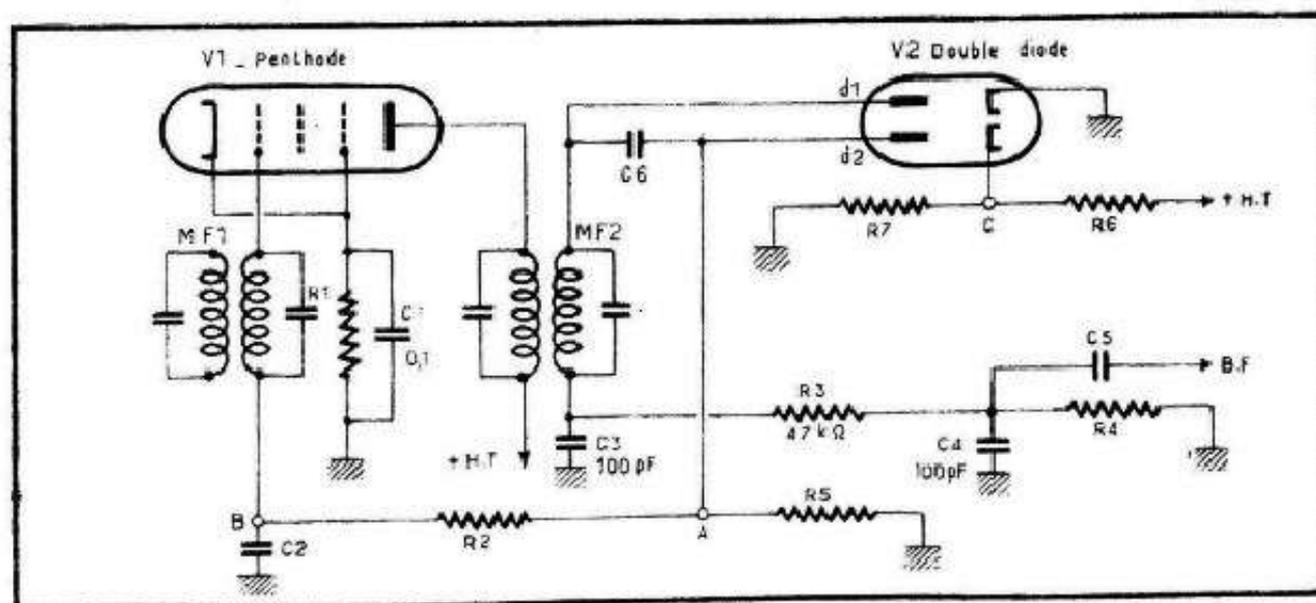


Fig. 320. — Montage d'un système d'antifading retardé où le retard est obtenu par polarisation positive de la cathode de la diode correspondante.

Enfin, pour finir avec les conditions imposées aux valeurs R_2 et C_2 , disons que la résistance R_2 doit être aussi élevée que possible, car le circuit R_2 - C_2 shunte la résistance de charge de détection R_4 . Une valeur trop faible de R_2 risque de diminuer très sensiblement la charge globale du circuit détecteur aux fréquences élevées, d'où les inconvénients possibles que nous avons signalés lorsqu'il a été question de la détection en général. Cependant, pour des raisons que nous verrons plus loin, il est rarement possible de dépasser $2,2 \text{ M}\Omega$ pour R_2 , tandis que $1 \text{ M}\Omega$ constitue, à notre avis, un minimum.

Ayant fait l'inventaire de toutes les conditions imposées aux valeurs R_2 et C_2 et en tenant compte du fait que la constante de temps généralement adoptée dans les récepteurs de radiodiffusion se situe entre 0,1 et 0,2 seconde, nous en concluons que :

Si $R_2 = 1 \text{ M}\Omega$, la valeur de C_2 sera comprise entre 0,1 et 0,2 μF ;

Si $R_2 = 2 \text{ M}\Omega$, la valeur de C_2 sera comprise entre 0,05 et 0,1 μF .

Le schéma de base d'une C.A.V. retardée est celui de la figure 320, où nous devons obligatoirement utiliser deux diodes distinctes, soit sous forme d'une double diode séparée, soit sous celle d'une double diode-triode ou penthode. Le principe est très simple et consiste à retarder l'action détectrice de la diode attribuée au circuit de la C.A.V. (d_2). A cet effet, on peut, par exemple, polariser positivement la cathode de la diode correspondante, à l'aide d'un diviseur de tension R_6 - R_7 , de façon que le point C soit positif par rapport à la masse de 2 à 3 volts, cette dernière valeur définissant ce que l'on appelle la tension de retard.

Il en résulte que la plaque de la diode d_2 se trouve, au repos, négative par rapport à la cathode et que la détection ne se déclenche que si l'amplitude de la H.F. appliquée à cette plaque dépasse la tension de retard. C'est alors seulement qu'une tension négative apparaît en A et se retrouve en B, après passage à travers la « constante de temps » R_2 - C_2 . A partir de ce moment le système fonctionne exactement comme celui de la figure 319, et tout ce que nous avons dit sur la valeur des éléments R_2 et C_2 reste valable.

La diode d_2 est alimentée en H.F. par l'intermédiaire d'un condensateur C_6 , toujours de très faible valeur (10 à 25 pF).

Cas de plusieurs lampes commandées par la C.A.V.

Il est rare que la C.A.V. ne soit appliquée qu'à une seule lampe et le plus souvent nous avons affaire à des montages où la régulation s'exerce sur deux tubes (changeuse de fréquence et amplificatrice M.F.) ou même sur trois (amplificatrice H.F. éventuelle).

Dans le cas de deux lampes commandées, le montage peut être celui de la figure 321 (branchement « en série ») ou celui de la figure 322 (branchement « en parallèle »). Actuel-

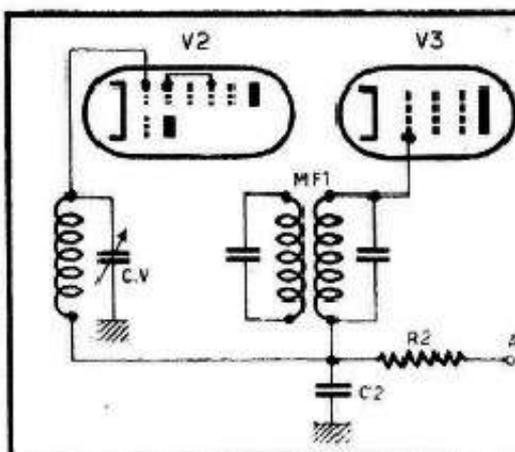


Fig. 321. — Circuit antifading pour deux lampes (montage série).

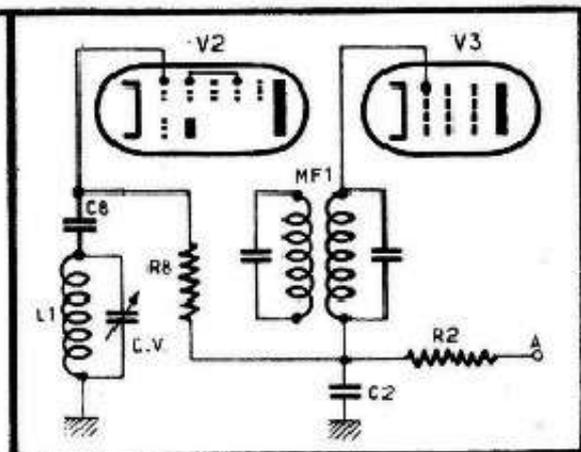


Fig. 322. — Circuit d'antifading pour deux lampes (montage parallèle).

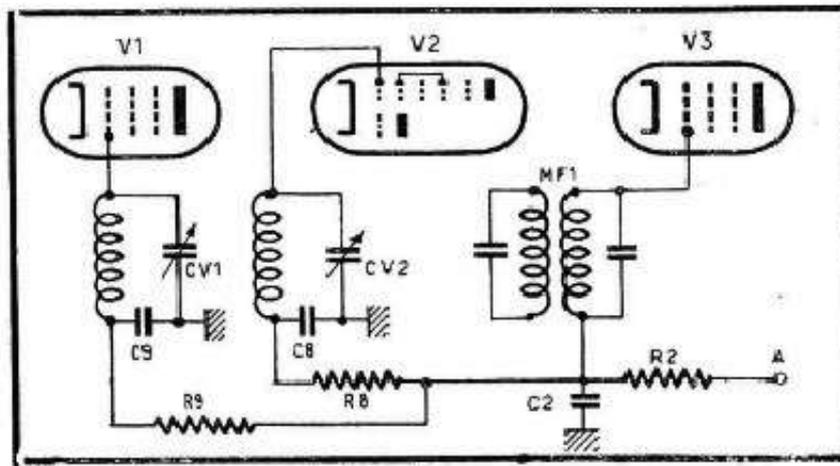


Fig. 323. — Circuit d'antifading pour trois lampes (montage série).

lement, la faveur va très nettement au schéma de la figure 322, dans lequel le branchement « en parallèle » permet de mettre à la masse la base du bobinage d'entrée, ce qui constitue un avantage certain surtout en O.C. Les valeurs classiques de ce schéma sont : $R_g = 1 \text{ M}\Omega$; $C_g = 100 \text{ à } 200 \text{ pF}$.

D'une façon générale, la valeur de la résistance R_g doit être suffisamment élevée pour ne pas amortir le bobinage d'entrée L_1 (fig. 322) qu'elle shunte (au point de vue H.F.). Or l'amortissement introduit dépend de la valeur de R_g , mais aussi du rapport entre l'impédance du circuit d'entrée et cette valeur. En d'autres termes, une résistance R_g de $1 \text{ M}\Omega$ pourrait amortir très sérieusement un circuit d'entrée G.O. (impédance élevée), mais resterait sans effet sur un circuit d'entrée O.C. (impédance beaucoup plus faible).

C'est également l'amortissement introduit qui empêche d'utiliser le montage « parallèle » avec un transformateur M.F. En effet, l'impédance d'un tel transformateur est toujours élevée, aussi élevée que possible, et une résistance, même de $1 \text{ M}\Omega$, risque d'amortir suffisamment le circuit pour déterminer une diminution appréciable de la sensibilité et de la sélectivité.

On peut se demander, dans ces conditions, pourquoi on ne songe pas à utiliser des résistances de $2 \text{ M}\Omega$ ou même plus, mais il y a là un autre obstacle (valeur limite de la résistance dans un circuit de grille) sur lequel nous reviendrons plus loin.

Lorsque nous avons affaire à trois lampes commandées par la C.A.V. (fig. 323), l'affaire se complique un peu, car il devient souvent nécessaire de prévoir des cellules de découplage, afin d'éviter des réactions possibles d'un étage sur l'autre et des accrochages qui pourraient en résulter. Les cellules de découplage seront constituées par des résistances telles que R_g et R_9 , de $100\,000$ ohms et des condensateurs (C_g et C_9) de $0,05 \mu\text{F}$, le plus souvent.

Il est possible (et même tout indiqué) d'utiliser le montage « parallèle » pour les deux premiers circuits de la figure 323, auquel cas le branchement se fera suivant les indications de la figure 322, pour les lampes V_1 et V_2 de la figure 323, les cellules de découplage étant supprimées.



INFLUENCE DU COURANT RÉSIDUEL D'UNE DIODE ET DU COURANT-GRILLE DIFFÉRENTS MONTAGES DE C.A.V. SIMPLE

Caractéristiques réelles d'un circuit de C.A.V.

Tout ce que nous avons dit plus haut sur le fonctionnement des systèmes C.A.V. paraît très simple, mais il est bien connu que tous ces montages ont, auprès des dépanneurs, une très mauvaise réputation, et que les pannes qui les affectent sont classées parmi les plus difficiles à localiser.

Cela tient à ce qu'en réalité il se passe, dans les circuits d'une C.A.V., des phénomènes difficilement prévisibles et, le plus souvent, difficilement mesurables, dont il n'a pas été tenu compte dans l'explication élémentaire que nous avons bâtie. Nous avons raisonné, en effet, comme si les lampes utilisées étaient parfaites, c'est-à-dire rigoureusement sans aucun courant grille pour les penthodes, ni aucun courant résiduel pour les diodes. Nous avons supposé, de plus, que tous les isolants étaient parfaits, c'est-à-dire que les condensateurs utilisés n'avaient aucune fuite.

Il est évident que toutes ces conditions réunies ne se retrouvent jamais dans la pratique et que pour comprendre la fonctionnement réel d'un système C.A.V. nous sommes obligés de tenir compte de certains défauts inévitables. Lorsque ces défauts prennent des proportions exagérées, ou qu'il en apparaît d'autres, le fonctionnement de la C.A.V. se trouve perturbé, mais nous avons toujours beaucoup de difficultés à localiser la panne, car il s'agit de courants très faibles (quelques microampères tout au plus) traversant des résistances très élevées (1 à 5 M Ω), de sorte que seules les mesures effectuées à l'aide d'un voltmètre électronique peuvent nous donner quelques indications.

Nous allons donc passer en revue l'origine et l'influence des facteurs tels que courant grille, courant résiduel d'une diode et défaut d'isolement.

Courant résiduel d'une diode

Lorsqu'une diode est montée suivant l'un des croquis de la figure 324 on pourrait croire qu'il ne se passe rien, puisque la plaque est au même potentiel que la cathode (potentiel de la masse) dans les deux cas.

Or, on s'aperçoit très nettement dans la pratique, surtout si la résistance R a une valeur suffisamment élevée, que la diode débite un courant et que tout se passe comme

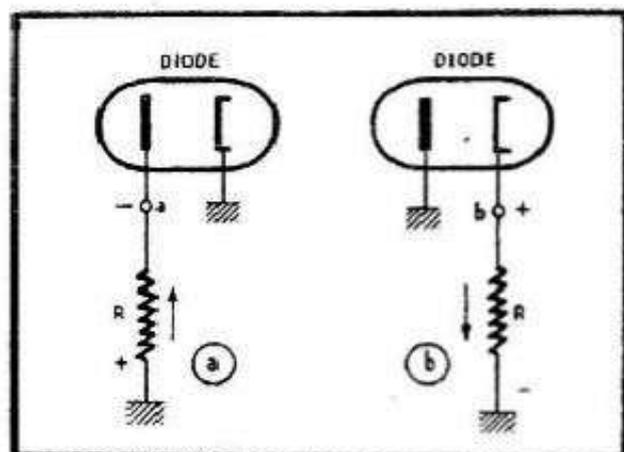
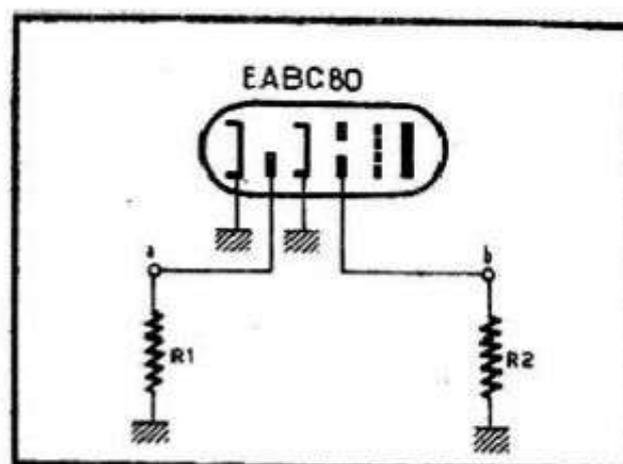


Fig. 324 (ci-dessus). — Pour mettre en évidence le courant résiduel on intercale une résistance dans le circuit de l'une des électrodes de la diode.

Fig. 325 (ci-dessous). — Au point de vue du courant résiduel deux diodes d'un même tube peuvent être différentes.



si la plaque était très faiblement positive par rapport à la cathode. Suivant le branchement de la résistance « de charge » R , nous pouvons obtenir soit une tension négative par rapport à la masse (fig. 324 *a*), soit une tension positive (fig. 324 *b*).

Le courant résiduel d'une diode varie dans d'assez larges proportions (du simple au double parfois) d'un tube à l'autre et peut également varier suivant le vieillissement du tube. Sa valeur est telle qu'il se produit une chute de tension de 0,25 à 1 volt le long d'une résistance de 500 000 ohms. En d'autres termes, suivant le montage employé, nous pourrions avoir, pour la figure 324, une tension de $-0,25$ à -1 V en *a*, ou de $+0,25$ à $+1$ V en *b*.

Pour fixer les idées, voici les chiffres que nous avons obtenus avec deux diodes d'une triple diode-triode EABC80 (fig. 325) :

<i>Tension</i>	<i>Résistance</i>
— 0,43 V (en <i>a</i>)	$R_1 = 30\ 000\ \Omega$
— 1 V (en <i>a</i>)	$R_1 = 10\ M\Omega$
— 0,3 V (en <i>b</i>)	$R_2 = 500\ 000\ \Omega$
— 0,5 V (en <i>b</i>)	$R_2 = 10\ M\Omega$

Il résulte de ces chiffres que le courant résiduel peut être très différent d'une diode à l'autre, même à l'intérieur d'un même tube, et qu'il diminue assez rapidement lorsque la résistance de charge augmente. En d'autres termes, en augmentant cette résistance on atteint assez vite une limite de la chute de tension possible.

Nous verrons plus loin, à propos des différents schémas de C.A.V., l'importance et l'influence du courant résiduel d'une diode.

Courant grille d'une lampe

Lorsqu'une lampe, normalement alimentée en tant que tensions de chauffage, anodique et d'écran, comporte une résistance élevée dans son circuit de grille (ce qui est le cas de l'amplificatrice M.F. de la figure 326) on constate très souvent l'existence d'une faible tension au point *a*, c'est-à-dire, sur sa grille.

Ce phénomène est dû à une chute de tension produite dans la chaîne de résistances R_2 , R_3 et R_4 par un faible courant, dit courant grille et qui peut être de deux sortes :

a. — *Courant direct de grille* où la grille joue un rôle analogue à celui d'une cathode, c'est-à-dire émet des électrons. Un tel courant tend à rendre une grille positive (tension positive au point *a* de la figure 326). Plusieurs facteurs interviennent dans la naissance d'un courant direct de grille, parmi lesquels on peut mentionner :

Fig. 326 (ci-dessous). — Pour mettre en évidence un courant grille on effectue la mesure après avoir enlevé la diode.

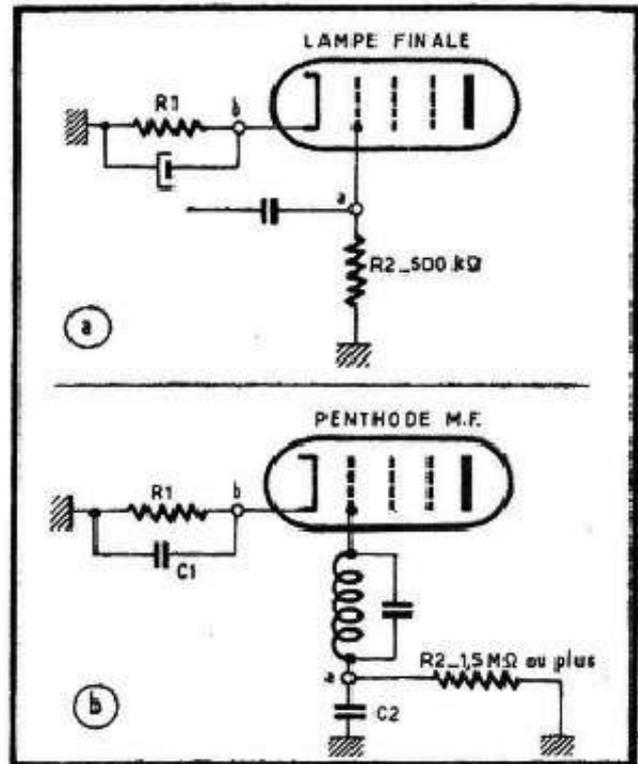
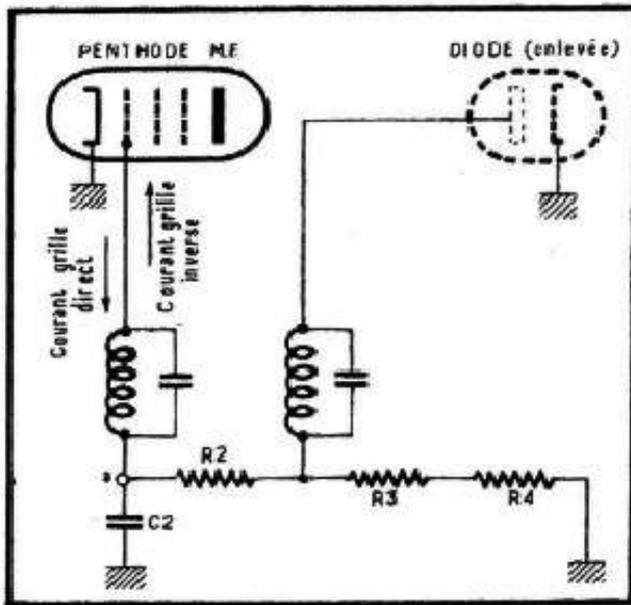


Fig. 327 (ci-dessus). — Un faible courant grille passe inaperçu dans un étage final (a), mais perturbe un étage amplificateur M.F. (b).

l'échauffement excessif de la lampe dû, par exemple, à une tension de chauffage un peu trop élevée ;
le vide laissant à désirer.

Toutes les lampes présentent un courant direct de grille à des degrés divers, suivant leur structure interne particulière, le vide plus ou moins poussé et les conditions d'utilisation. Cependant, tant que ce courant reste au-dessous d'une certaine limite, ces effets peuvent être négligés, surtout si la résistance du circuit de grille est relativement faible.

Le cas se présente, par exemple, pour une lampe de puissance B.F. dont la résistance de fuite de grille est généralement de l'ordre de 500 000 ohms. Si le courant de grille est de $1 \mu\text{A}$, la grille se trouvera à + 0,5 volt par rapport à la masse (point *a*, fig. 327 *a*), ce qui n'a pratiquement aucune importance, puisque la cathode de la lampe se trouve à + 6 à + 12 volts (suivant la lampe) par rapport à la masse (point *b*, fig. 327). De ce fait, la polarisation résultante de la lampe se trouvera diminuée de 0,5 volt, ce qui provoquera une légère augmentation du courant anodique et, par conséquent, une augmentation de la tension en *b*. L'équilibre sera, à peu de choses près, rétabli.

Il en sera tout autrement si le même courant grille ($1 \mu\text{A}$) affecte une penthode amplificatrice M.F. (fig. 327 *b*). La résistance totale R_2 qui se trouve dans son circuit de grille est rarement inférieure à $1,5 \text{ M}\Omega$, ce qui nous fait, au point *a*, une tension de + 1,5 volt. La cathode d'une telle lampe est généralement polarisée à une tension voisine de 2 volts (point *b*), de sorte que la polarisation résultante se trouvera être de - 0,5 volt seulement. Le courant anodique et celui d'écran vont augmenter considérablement, ce qui provoquera un échauffement excessif de la lampe et un courant de grille encore plus important. Conclusion : la lampe se trouvera très rapidement « pompée ».

Pour se rendre compte de l'existence d'un courant de grille dû à la penthode M.F., dans le cas de la figure 326, il faut évidemment supprimer toutes les autres causes de chute

de tension dans R_2 , R_3 et R_4 , et notamment la diode (courant résiduel). Le moyen le plus simple, lorsque les lampes ne sont pas chauffées en série, c'est d'enlever la diode ou le tube qui la contient.

Ce sont justement des considérations relatives au courant de grille qui imposent une limite pour la résistance qu'il est possible d'insérer dans un circuit de grille, du moins dans les montages normaux. Cette limite est de l'ordre de $3 \text{ M}\Omega$.

b. — *Courant inverse de grille*, où la grille joue un rôle analogue à celui d'une anode, c'est-à-dire capte des électrons. Un tel courant tend à rendre une grille négative (tension négative au point a de la figure 326).

Le courant inverse de grille se produit normalement dans un tube en bon état lorsque la différence de potentiel entre la grille et la cathode (polarisation) devient faible. Evidemment, il ne faut pas que d'autres facteurs interviennent en même temps pour donner naissance à un courant direct. En un mot, un courant inverse apparaît surtout dans un tube dont le courant anodique est faible et qui, par conséquent, chauffe peu (tubes préamplificateurs B.F., par exemple).

Dans le domaine qui nous intéresse (circuits de C.A.V.) signalons que les indicateurs d'accord cathodiques (EM34, 6AF7, etc.) présentent assez souvent un courant inverse de grille.

Notons encore une particularité de la terminologie anglo-saxonne dans la désignation du courant grille. En effet, la plupart des ouvrages techniques américains et anglais emploient le terme *negative grid current* (courant de grille négatif) pour désigner celui qui rend la grille positive, et le terme *positive grid current* pour désigner celui qui rend la grille négative. Au fond, toute terminologie, dans ce domaine, est discutable, car elle dépend du courant que l'on considère (électronique ou ionique) et du sens de ce courant que l'on adopte comme positif ou direct.

Isolement et fuites

Un circuit de C.A.V. est, comme nous l'avons vu, caractérisé par la présence de résistances très élevées et de certaines capacités, telles que C_2 et, éventuellement, C_6 (figure 328), qui ne doivent admettre aucune fuite, sous peine de voir perturbé le fonctionnement de tout le système.

Le défaut le plus grave serait évidemment une fuite affectant le condensateur de liaison C_6 , puisque cela nous amènerait une tension positive au point a , c'est-à-dire dans le circuit de C.A.V. Un calcul élémentaire nous montre qu'il suffirait que la résistance d'isolement de C_6 soit de $250 \text{ M}\Omega$, pour provoquer l'apparition d'une tension positive

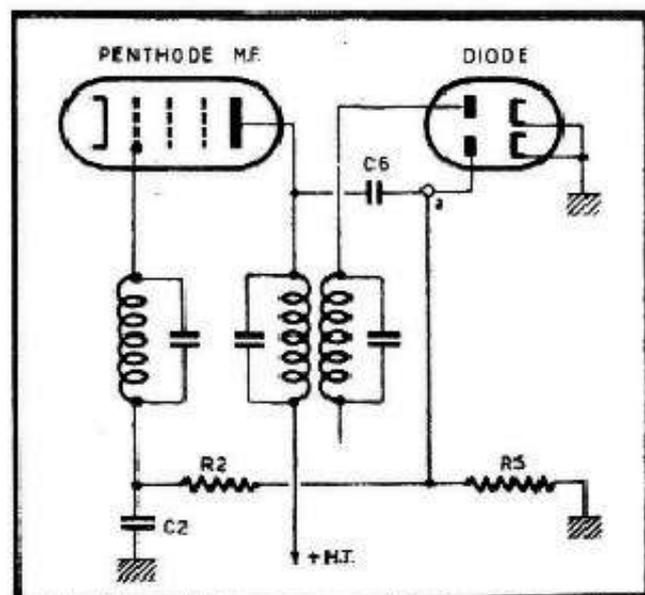


Fig. 328. — Un défaut d'isolement du condensateur C_6 perturbe le fonctionnement des lampes commandées.

de + 1 volt en a (avec une haute tension de 250 V, bien entendu). Bien que, normalement, l'isolement d'un condensateur *neuf* tel que C_6 représente plusieurs milliers ou même plusieurs dizaines de milliers de megohms, il est parfaitement concevable qu'un condensateur déjà « vieux », ayant longtemps fonctionné dans des conditions parfois défavorables (humidité, poussière se déposant sur la surface, etc.), voit son isolement tomber à des valeurs infiniment plus faibles, parfois inférieures au chiffre de 250 M Ω que nous avons indiqué.

Une façon très simple de se rendre compte de l'isolement de ce condensateur consiste à le déconnecter du point a , à mettre le récepteur en marche et à mesurer, à l'aide d'un voltmètre électronique, la tension continue qui peut exister entre l'armature opposée à la plaque et la masse. On commence par une sensibilité relativement faible du voltmètre, que l'on augmente par la suite, en recherchant une déviation bien lisible. En supposant qu'on utilise un voltmètre électronique à résistance d'entrée de 11 M Ω (cas le plus courant), et que la haute tension soit de 250 volts, voici un tableau donnant quelques repères pour l'appréciation rapide de la résistance d'isolement :

Tension indiquée par le voltmètre électronique (en volts)	Résistance d'isolement équivalente (en M Ω)
1	2750
1,5	1800
2,5	1100
5	540
10	260
15	170
25	100
50	44
100	26
150	7,3

Il est évident que le même procédé de mesure peut être appliqué à n'importe quel autre condensateur, dont la vérification au point de vue isolement constitue une excellente habitude qui réserve bien des surprises (fig. 329).

Lorsque le défaut d'isolement affecte un condensateur de découplage tel que C_2 de la figure 328, les conséquences en sont moins graves, à moins qu'il ne s'agisse d'un court-circuit presque franc. En effet, si la résistance R_2 est de 1 M Ω et que la résistance d'isolement de C_2 tombe à 1 M Ω également, tout se passe comme si la tension de régulation se développant sur R_3 se trouvait partagée par le diviseur de tension R_2 - C_2 , c'est-à-dire réduite de moitié. L'action de la C.A.V. sera donc moins énergique.

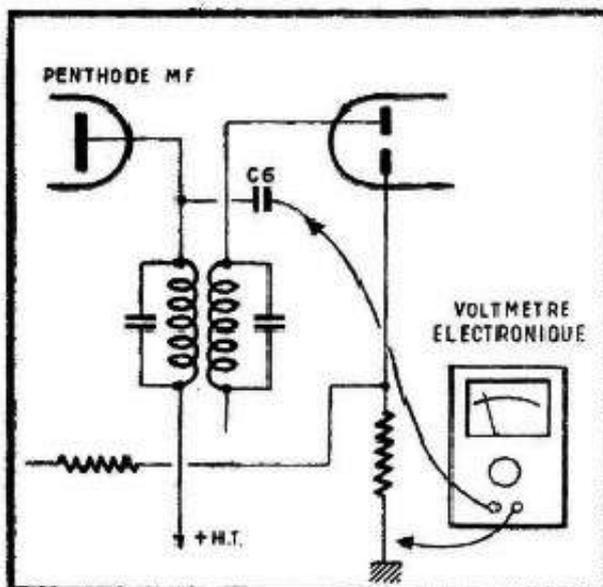


Fig. 329. — Branchement d'un voltmètre électronique pour la mesure de l'isolement du condensateur C_6 .

Cependant, une fuite exagérée dans le condensateur C_2 peut avoir d'autres inconvénients, car ce condensateur doit constituer, normalement, un court-circuit pour la moyenne fréquence. Or, un condensateur qui présente une fuite peut être assimilé à un condensateur parfait shunté par une résistance. D'autre part, une résistance parallèle peut être transposée en une résistance série équivalente (qui est d'autant plus élevée que la résistance parallèle est plus faible). En d'autres termes, un condensateur qui a une fuite est un condensateur dont l'angle de pertes est appréciable. C'est donc un mauvais condensateur dont les qualités en H.F. laissent à désirer. Pratiquement cela se traduit parfois par des accrochages ou, au contraire, par un manque de sensibilité.

Différents schémas de C.A.V. simple

1. — Montage utilisant une diode, simple ou double, combinée avec une penthode ou une triode polarisée par la cathode. Les lampes commandées sont également polarisées par la cathode.

Le schéma de base est celui de la figure 330, où la lampe V_2 peut être une diode-penthode (EAF41 ou EAF42), une double diode-triode (EBC41, 6AV6, etc.) ou une double diode-penthode (EBF80). Cette lampe étant polarisée par la cathode (résistance R_3), nous avons, évidemment, une certaine tension positive en a , tension qui se retrouverait en b et en c , et serait intégralement appliquée à la grille de la lampe V_1 s'il n'existait pas un courant résiduel de la diode, courant qui traverse R_4 et tend à rendre le point b négatif par rapport au point a .

Si nous appelons U_1 la tension qui existe en a et $-U_2$ la chute de tension dans R_4 par le courant résiduel de la diode, la tension résultante U_3 en b , sera, bien entendu,

$$U_3 = U_1 + (-U_2).$$

En d'autres termes, la tension en b sera égale à la différence des deux tensions, et elle aura le signe de la plus grande en valeur absolue. Pratiquement, la tension en b est toujours positive, car U_1 est généralement de + 1 à + 3 volts, tandis que $-U_2$ est rarement supérieure à - 0,5 ou - 0,6 volt.

La tension positive existant en b (ou en c) est donc appliquée à la grille de la lampe commandée V_1 (pour simplifier le dessin nous n'envisageons que le cas d'une seule lampe), et il est nécessaire que nous ayons en d une tension égale à la polarisation normale de la lampe augmentée de la tension existant en c . Cela veut dire, si nous avons + 1,5 volt en c et si la lampe V_1 doit être polarisée à - 2,5 volts, par exemple, que la tension en d doit

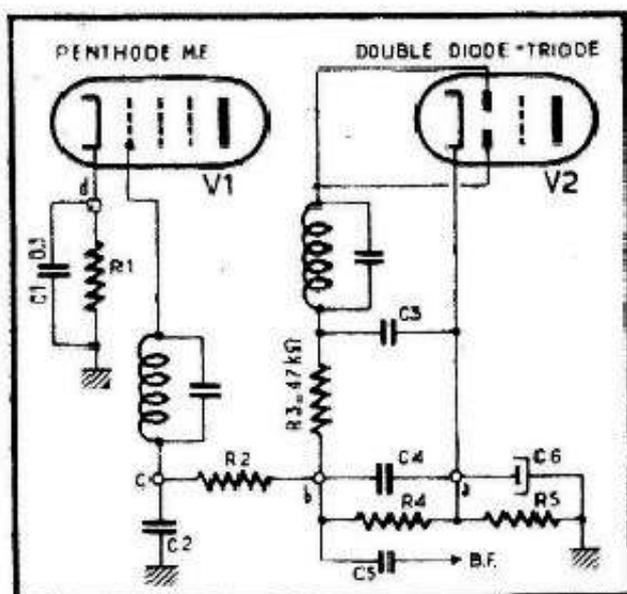


Fig. 330. — Montage d'une C.A.V. non retardée avec polarisation de toutes les lampes par la cathode.

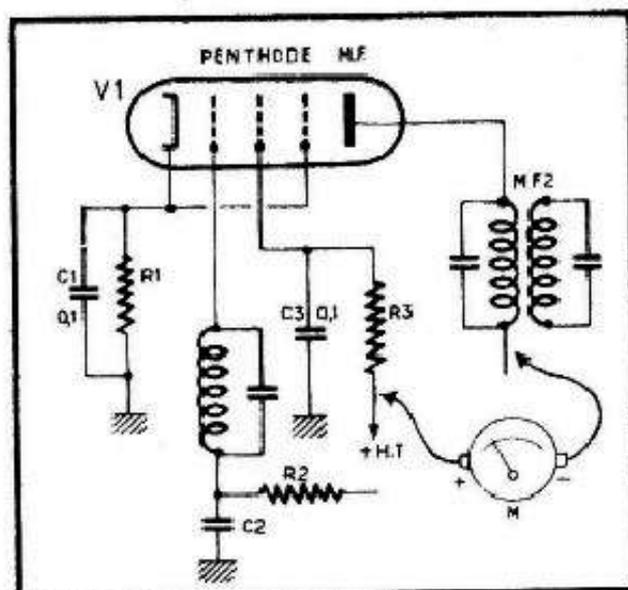


Fig. 331. — Branchement d'un milliampèremètre pour la mesure du courant anodique d'une lampe commandée par la C.A.V.

Tableau XLV. — VALEURS DU COURANT ANODIQUE DES PRINCIPAUX TUBES.

Lampe	+H.T. (volts)	Tension écran (volts)	Courant anodique (mA)	Lampe	+H.T. (volts)	Tension écran (volts)	Courant anodique (mA)
EA41	250	100	5	UCH42	100	43	1,2
EA42	250	85	5		170	70	2,1
	250	105	6,9	UF41	100	100	6
EBF2	100	100	5		100	60	3,3
	250	100	5		170	100	6
EBF80/6N8	250	95	5	UF89	100	100	8,6
EBF89/6DC8	170	100	12		100	70	6
	200	100	11		170	110	11
	250	80 à 100	9	6A8	100	50	1,1
ECF1	250	100	5		250	100	3,5
ECF80	170	170	10	6BA6	100	100	10,8
ECF82	250	110	10		250	100	11
ECF86	170	150	10	6BD6	100	100	13
ECH3	250	100	3		125	125	13
	250	70	1,5		250	100	9
	250	125	4,5	6BE6	100	100	2,6
	100	55	1		250	100	2,9
ECH41	250	105	3	6E8	250	100	2,3
ECH42	250	85	3	6J8	250	100	1,3
ECH81/6AJ8	250	92	2,5	6K7	100	100	9,5
	250	100	3		250	100	7
	250	103	3,25		250	125	10,5
EF9	250	100	6	6K8	100	100	2,3
EF41	250	100	6		250	100	2,5
EF85/6BY7	250	100	10	6L7	250	150	3,3
EF89	170	100	12	6M7	100	100	6
	250	85 à 100	9		250	95	6
PCF80	Identique à la ECF80			6SA7	100	100	3,3
PCF82	Identique à la ECF82				250	100	3,5
PCF86	Identique à la ECF86			6SG7	100	100	8,2
UAF41	100	60	2,8		250	125	11,8
	170	100	5		250	150	9,2
UAF42	100	43	2,3	6SK7	100	100	13
	100	50	2,8		250	100	9,2
	100	53	3	7A8	250	100	3
	170	70	4	7A7	Identique à la 6SK7		
	170	85	5	7B7	250	100	8,5
	170	87	5,5	7B8	Identique à la 6A8		
UBF89	100	100	8,5	7H7	250	150	10
	170	100	12	7J7	Identique à la 6J8		
	200	100	11	7Q7	Identique à la 6SA7		
UCH41	100	53	1	7S7	250	100	1,8
	170	87	2,2				

être de $2,5 + 1,5 = 4$ volts. La résistance R_1 sera donc ajustée en conséquence. Cela n'est valable, bien entendu, que si la lampe V_1 (ou les autres lampes commandées) n'a aucun courant grille appréciable, c'est-à-dire s'il n'existe aucune chute de tension dans la résistance R_2 . Par précaution, on mesurera donc, à l'aide d'un voltmètre électronique, la tension qui existe réellement en c et on réglera la tension au point d en conséquence. Lorsqu'on ne possède pas de voltmètre électronique, la mise au point de la polarisation initiale (au repos) de la lampe V_1 peut se faire en mesurant son courant anodique, suivant la figure 331. On pratique une coupure à la base du primaire du 2^e transformateur M.F. et on y intercale un milliampèremètre continu (M) sur la sensibilité de 10 à 15 mA. On ajuste alors la résistance R_1 de façon que le courant anodique de V_1 corresponde aux indications du tableau XLV, et on s'assure, en même temps, que la tension écran de la lampe correspond à peu près aux indications du même tableau.

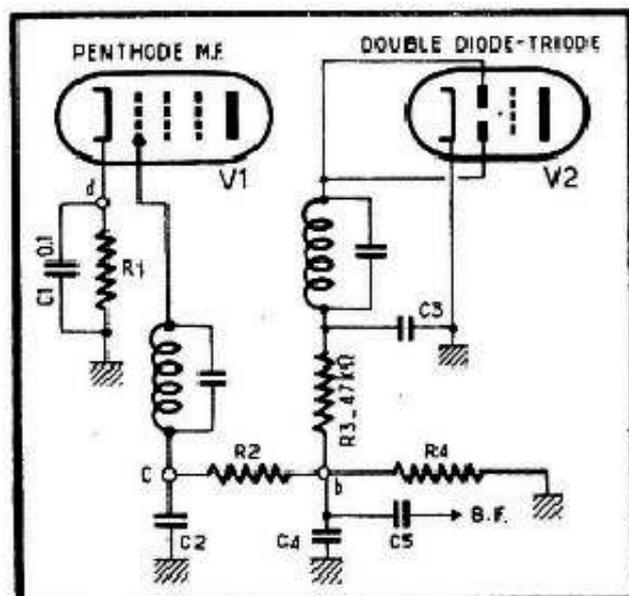


Fig. 332. — Montage d'une C.A.V. avec polarisation par la cathode des lampes commandées seulement.

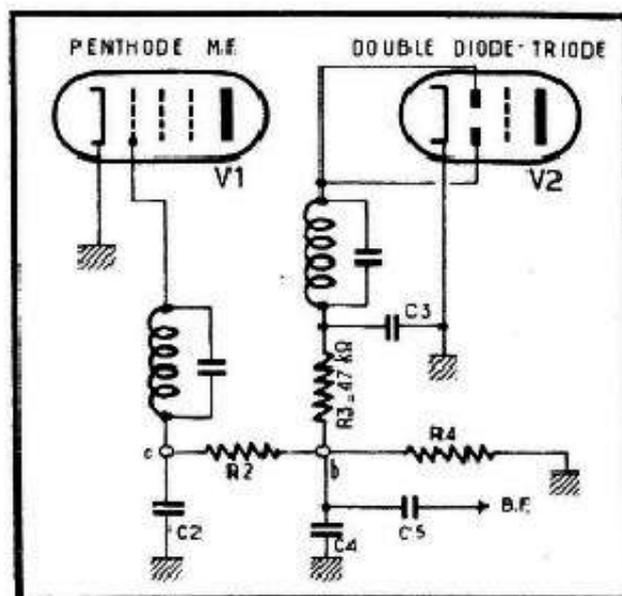


Fig. 333. — Montage d'une C.A.V. avec toutes les cathodes réunies à la masse.

Les lampes de la série « 12 » (12BA6, 12BE6, etc.) ont exactement les mêmes caractéristiques que les lampes de la série « 6 » correspondantes. Il est évident, par ailleurs, que des écarts de l'ordre de 15 % par rapport aux intensités indiquées peuvent être considérés comme normaux, mais que tout courant anodique largement supérieur à la normale dénote un régime de fonctionnement incorrect (polarisation réelle trop faible, courant grille, etc.). On oublie trop souvent qu'une lampe s'use assez rapidement, dans ces conditions.

2. — Montage utilisant une diode, simple ou double, combinée avec une triode ou une penthode dont la cathode est réunie à la masse. Les lampes commandées sont polarisées par la cathode.

Le schéma correspondant est celui de la figure 332 et nous voyons que la différence essentielle avec le schéma de la figure 330 réside dans le fait que le point *b* (et, par conséquent, le point *c*) est légèrement négatif par rapport à la masse, toujours à cause du courant résiduel de la diode.

Dans les conditions normales, c'est-à-dire s'il n'y a aucun courant grille, donc aucune chute de tension dans R_2 , la grille de V_1 se trouvera donc être légèrement négative par rapport à la masse, et il faudra que nous ayons en *d* une tension égale à la polarisation normale de la lampe diminuée de la tension existant en *c*. Cela veut dire, si nous avons $-0,5$ volt en *c*, et si la lampe V_1 , doit être polarisée à $-2,5$ volts, par exemple, que la tension en *d* doit être de $2,5 - 0,5 = 2$ volts.

On voit donc que si, dans le cas de la figure 330, la résistance R_1 est de 300 ohms, par exemple, elle ne devra être que de 150 ohms dans le cas de la figure 332.

Encore une fois, si nous n'avons aucune possibilité pour mesurer correctement les tensions en *c* et en *b*, le réglage de la polarisation se fera en se guidant sur l'intensité anodique.

3. — Montage utilisant une diode, simple ou double, combinée avec une triode ou une penthode dont la cathode est réunie à la masse. Les cathodes des lampes commandées sont également réunies à la masse.

Le schéma correspondant est représenté par la figure 333 et c'est celui qui, actuellement, est le plus souvent utilisé par la plupart des constructeurs, du moins lorsqu'il s'agit de récepteurs simples.

Son inconvénient est que nous n'avons pratiquement aucun moyen pour ajuster la

polarisation initiale des lampes commandées, et que nous devons, par conséquent, laisser ce soin aux courants résiduels et de grille divers. De ce fait, le schéma de la figure 333 n'est adaptable, pour une construction en série, qu'à la condition de sélectionner les lampes utilisées, aussi bien la détectrice que les autres, au point de vue courant de grille et courant résiduel. Dans ces conditions seulement il sera possible de prédéterminer une fois pour toutes la valeur des résistances R_2 et R_1 , et de garantir, à la fabrication, une certaine constance de caractéristiques.

On peut voir facilement à quelle « dispersion » de caractéristiques nous nous exposons en mettant n'importe quelle lampe en V_1 et V_2 . Supposons, pour simplifier, que la valeur des deux résistances en jeu soit :

$$\begin{aligned} R_2 &= 2M\Omega; \\ R_1 &= 1M\Omega. \end{aligned}$$

D'après ce que nous avons dit plus haut, nous pouvons avoir, en b , une tension variant entre $-0,3$ et $-0,8$ volt, à peu près. Par ailleurs, en supposant que le courant grille de V_1 , de $1\mu A$ au maximum, peut être soit direct, soit inverse, nous voyons que la tension en c peut varier, suivant la lampe, entre $+3V$ et $-3V$. En d'autres termes, la polarisation résultante pourra varier entre $-3,8$ et $+2,7$ volts, valeurs extrêmes.

D'une façon générale, lorsqu'on adopte ce montage, il est indiqué de suivre les règles suivantes :

- a.* — Adopter une valeur élevée pour R_1 : $1M\Omega$, le plus souvent ;
- b.* — S'assurer que la lampe V_1 n'est pas affectée par un courant direct de grille ;
- c.* — Tolérer, au contraire, un léger courant inverse de grille, ce qui permet, en ajustant convenablement R_2 , de polariser la lampe à la valeur normale ;
- d.* — Mettre au point le régime des tubes commandés en mesurant leur courant anodique, car la mesure directe de la tension en c , même effectuée à l'aide d'un voltmètre électronique, sera entachée d'erreur, la résistance du circuit mesuré étant ici de $3M\Omega$ au moins.

Au prix de ces quelques précautions, le montage de la figure 333 peut donner d'excellents résultats, mais il ne faut pas oublier que le remplacement d'un seul tube, lors d'un dépannage éventuel, peut tout remettre en question.



LES SYSTÈMES DE C.A.V. RETARDÉE

Différents schémas de C.A.V. retardée

1. — Montage utilisant une double diode, combinée avec une penthode ou une triode polarisée par la cathode. Les lampes commandées sont également polarisées par la cathode.

Le schéma de base est celui de la figure 334, où la lampe V_2 doit être, obligatoirement, une double diode combinée avec une penthode (EBF80 ou autre) ou avec une triode (EBC41, 6AV6, etc...).

La diode affectée au redressement C.A.V. est alimentée en haute fréquence soit à partir du secondaire du transformateur M.F. (condensateur C_7), soit à partir du primaire (condensateur C_6), la résistance de charge correspondante (R_6) étant ramenée à la masse. Du fait que la cathode de la lampe se trouve à un certain potentiel positif par rapport à la masse, la plaque diode affectée à la C.A.V. est négative par rapport à la cathode, et la détection ne peut avoir lieu que si l'amplitude du signal H.F. appliqué à cette plaque dépasse la tension de retard, égale à la polarisation de la lampe V_2 . Cette explication simplifiée du fonctionnement n'est valable qu'en négligeant tous les phénomènes secondaires tels que le courant résiduel des diodes et les différents courants de grille.

En effet, supposons par exemple que la cathode de V_2 (point a , fig. 334) soit à + 1,5

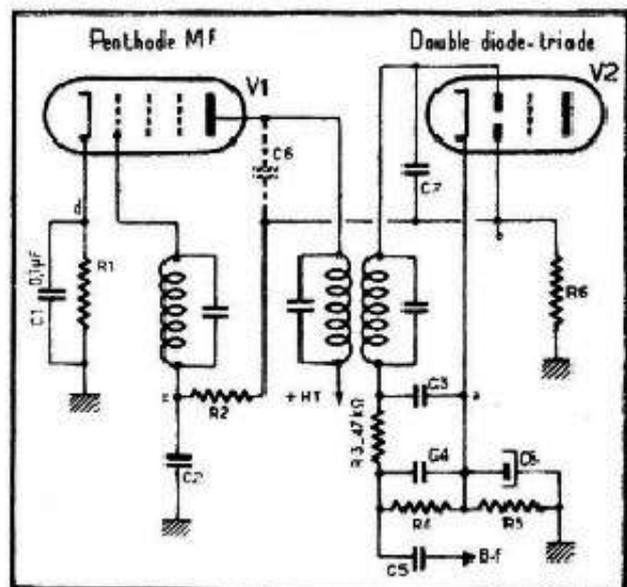


Fig. 334. — Montage d'une C.A.V. retardée avec la polarisation de toutes les lampes par la cathode.

Fig. 335 (ci-dessous). — Montage d'une C.A.V. retardée avec le retard obtenu à l'aide d'une tension négative.

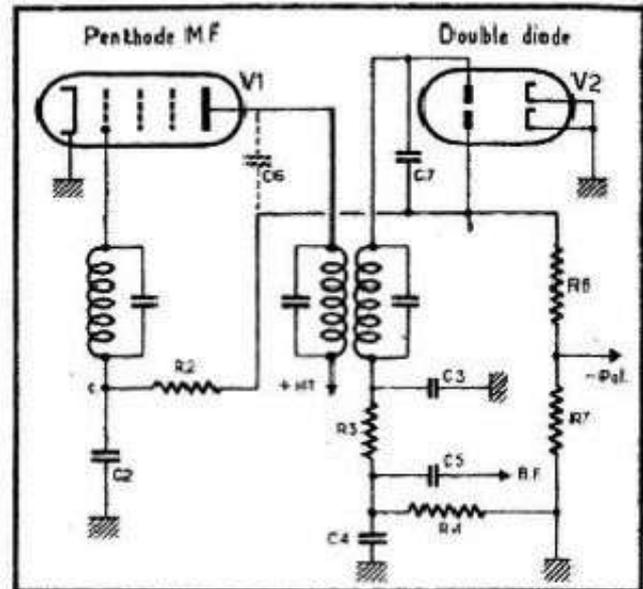
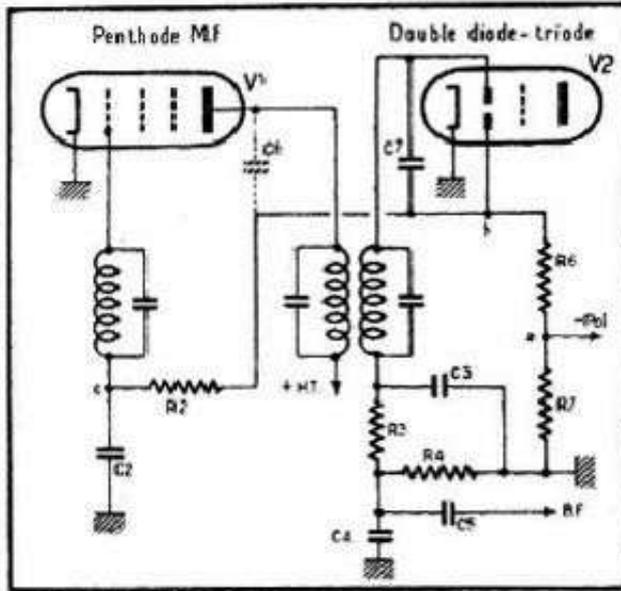


Fig. 336 (ci-dessus). — Variante du montage précédent, utilisant une double diode séparée.

volt par rapport à la masse. Elle est donc, théoriquement, positive de 1,5 volt par rapport à la plaque C.A.V. (b), mais en réalité, la différence de potentiel entre a et b dépend du courant résiduel de la diode, et du courant de grille des lampes commandées, créant tous les deux une chute de tension dans la résistance R_6 .

Il faut noter cependant que le fait de polariser positivement la cathode d'une diode supprime pratiquement son courant résiduel, de sorte que le potentiel du point b par rapport à la masse ne peut être influencé que par le courant de grille des lampes commandées. On doit donc ajuster la polarisation de ces lampes (résistance R_1 , par exemple) en supposant que le point b est au potentiel de la masse, puisqu'il est impossible, dans nos prévisions, de tenir compte des courants grille. On s'assure ensuite, soit en mesurant les tensions en c et d (à l'aide d'un voltmètre électronique), soit en mesurant le courant anodique de V_1 , que tout est normal et qu'aucun courant grille anormal ne vient perturber la polarisation de cette lampe.

2. — Montage utilisant une double diode, combinée ou non avec une triode ou une pentode dont la cathode est réunie à la masse. Les cathodes des lampes commandées sont également réunies à la masse.

Pour obtenir dans ce cas un certain retard à l'action de la C.A.V., il est nécessaire que la plaque diode correspondante soit, au repos, négative par rapport à sa cathode, comme dans le cas de la figure 334. Etant donné que la cathode se trouve ici au potentiel de la masse, nous devons appliquer à la plaque une légère tension négative, en réalisant le montage de la figure 335 où le point a est réuni au point milieu du secondaire H.T., lui-même réuni à la masse par la résistance R_7 .

Il en résulte que le point a est d'autant plus négatif par rapport à la masse que la résistance R_7 est plus élevée (ou que le courant qui la traverse est plus intense), ce qui nous permet de régler la tension de retard à la valeur voulue, en modifiant celle de R_7 . La grille de la lampe commandée, c'est-à-dire le point c de la figure 335, se trouve donc au même potentiel négatif par rapport à la masse que a (en négligeant le courant grille éventuel) et la polarisation initiale de la lampe est assurée automatiquement, polarisation qui est également ajustable par modification de la valeur de R_7 .

Il est évident que le même montage peut être réalisé avec une double diode séparée (V_2 , fig. 336) : 6AL5, EB41, etc.

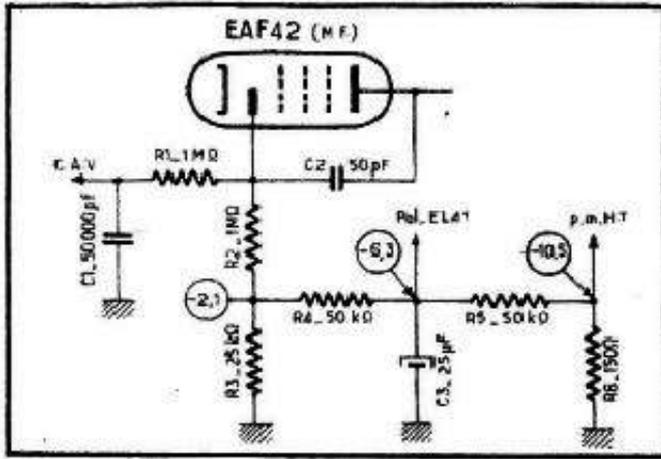


Fig. 337. — Exemple d'une C.A.V. retardée utilisant la diode d'une EAF 42 amplificatrice M.F.

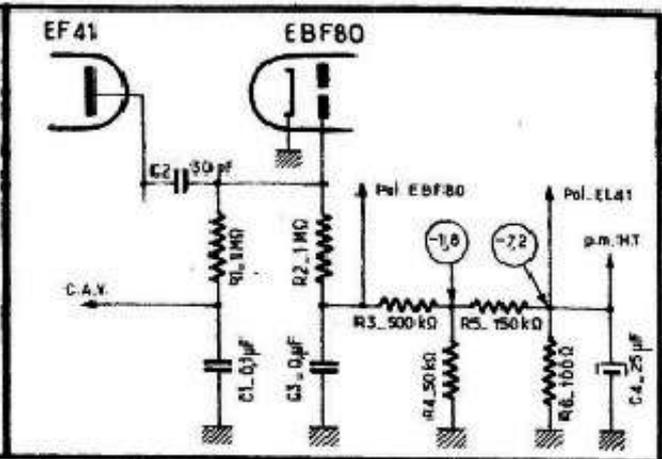


Fig. 338. — Autre exemple d'une C. A. V. retardée utilisant la diode d'une EBF 80, préamplificatrice B.F.

A noter que dans ces deux montages la tension de retard doit être égale à la polarisation initiale des lampes commandées par la C.A.V. et que le potentiel du point *a* doit être ajusté en conséquence. Il n'est donc pas possible ici, du moins sans compliquer considérablement le montage, d'obtenir un retard à l'action de la C.A.V. supérieur à la polarisation des lampes commandées, c'est-à-dire 2 à 3 volts le plus souvent.

La tension négative au point *a* s'obtient, suivant la conception générale du récepteur, de mille façons différentes, comme on peut le voir sur les quelques schémas qui vont suivre et que nous avons empruntés à des récepteurs de marques connues.

Dans le schéma de la figure 337 c'est la résistance R_6 qui est intercalée dans le retour de la H.T., tandis que le diviseur de tension R_5 - R_4 - R_3 permet d'obtenir les différentes tensions négatives nécessaires : polarisation de la EL41 et celle des lampes commandées par la C.A.V., qui est, en même temps celle de retard ($-2,1$ V). L'inconvénient de ce montage est, que pour modifier l'une des tensions de polarisation sans influencer l'autre, il faut remplacer deux résistances.

Dans le schéma de la figure 338, la résistance R_6 est calculée pour obtenir la polarisation nécessaire à la lampe finale ($-7,2$ V), le diviseur de tension R_4 - R_5 permettant d'obtenir une tension plus faible ($-1,8$ V) qui est, en même temps, la polarisation de la EBF80, celle des lampes commandées par la C.A.V. et la tension de retard. La cellule R_3 - C_3 ne sert que pour protéger la grille de la EBF80 contre toute composante alternative indésirable (ronflement).

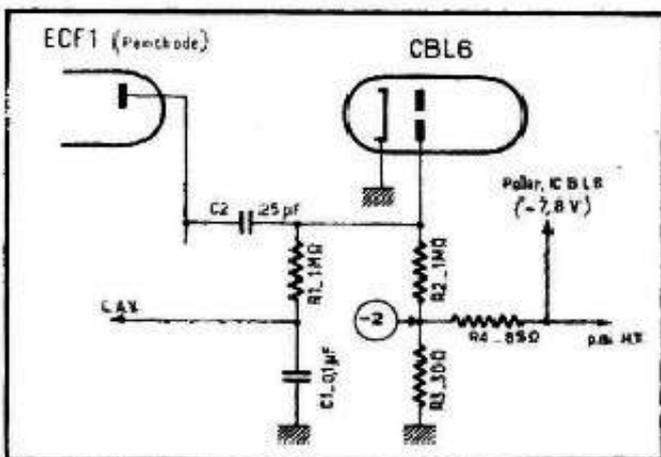


Fig. 339. — C.A.V. retardée réalisée avec une CBL6.

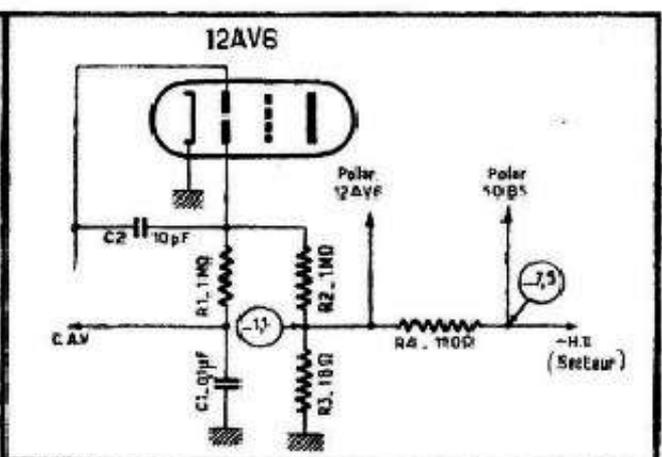


Fig. 340. — C.A.V. retardée réalisée avec une 12 AV 6.

Fig. 341 (ci-dessous). — Retard accentué par une polarisation supplémentaire de la cathode.

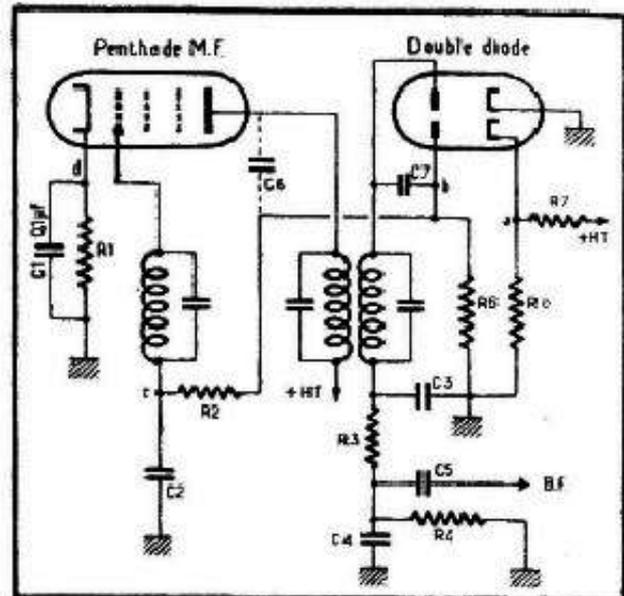
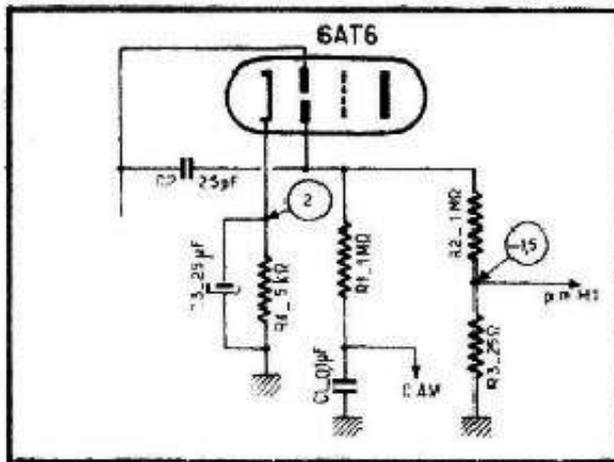


Fig. 342 (ci-dessus). — C.A.V. retardée utilisant une diode polarisée positivement sur la cathode.

Le schéma de la figure 339 se rapporte à un récepteur assez ancien utilisant une CBL6 (double diode-penthode finale). Les différentes tensions négatives sont obtenues ici par la mise en série de deux résistances (R_2 et R_3) dans le retour de la H.T., ce qui nous donne, avec les valeurs indiquées, environ -2 volts pour polariser les lampes commandées et retarder la C.A.V.

Le schéma de la figure 340 est tout à fait analogue au précédent, avec cette différence qu'il se rapporte à un récepteur tous-courants et que la polarisation des lampes commandées (et la tension de retard) y est plus faible : $-1,1$ volt seulement.

3. — Montage où la tension de retard est supérieure à celle de polarisation.

Un tel montage peut être réalisé suivant le schéma de la figure 341 où nous voyons une double diode-triode polarisée par la cathode à $+2$ volts, tandis que la diode affectée à la C.A.V. est polarisée à $-1,5$ volt. Il en résulte que la plaque de la diode C.A.V. se trouve à $-3,5$ volts par rapport à la cathode, tension qui fixe le retard de la C.A.V. Les lampes commandées sont polarisées à $-1,5$ volt, à condition, bien entendu, que leurs cathodes soient réunies à la masse.

4. — Montage avec double diode séparée et polarisation positive de la cathode de la diode C.A.V.

On peut parfaitement réaliser le montage de la figure 342 où la diode affectée à la C.A.V. est polarisée positivement sur la cathode au lieu de l'être négativement sur la plaque comme dans les montages précédents. La tension positive nécessaire au point a sera obtenue grâce à un diviseur de tension R_7 - R_8 monté entre le $+H.T.$ et la masse, de façon à obtenir en a une tension égale au retard désiré, soit 2 à 3 volts le plus souvent.

La valeur des résistances R_7 et R_8 n'a rien de critique et on les choisira de façon à obtenir le rapport voulu et une consommation faible : 1 à 2 mA. Cela nous donne, pour $R_7 + R_8$, une valeur totale de 250 000 à 125 000 ohms si la haute tension est de 250 volts.

Pratiquement cela revient, si l'on prend $R_7 = 150 000$ ohms, par exemple, à adopter $R_8 = 1000$ à 2000 ohms, suivant le retard que l'on veut obtenir.

Il ne faut pas oublier, lorsqu'on adopte le système de la figure 342, que la diode C.A.V. n'a pratiquement aucun courant résiduel du fait de la polarisation positive de sa cathode et que, par conséquent, les points b et c se trouvent, au repos, au potentiel de la

masse. Il est donc nécessaire de polariser convenablement les lampes commandées par des résistances de cathode. Cette obligation constitue un inconvénient pour le montage de la figure 342, qui possède en revanche plusieurs avantages intéressants.

Tout d'abord, la polarisation initiale de chaque lampe commandée est complètement indépendante de la tension de retard et de la polarisation des autres lampes. Elle peut donc être ajustée au mieux.

Ensuite, il nous est très facile de rendre la tension de retard réglable, sans perturber en quoi que ce soit la polarisation initiale des tubes commandés. Il suffirait, par exemple, de réaliser pour la double diode le montage de la figure 343, en remplaçant la résistance R_8 par un potentiomètre de 2000 à 3000 ohms, ce qui nous permet non seulement de modifier le retard, mais de le supprimer complètement, lorsque le curseur de ce potentiomètre se trouve à la masse.

Il faut remarquer cependant qu'au moment où le curseur du potentiomètre R_8 se trouve à la masse, la diode C.A.V. n'est plus polarisée et son courant résiduel réapparaît, ce qui donne une légère tension négative ($-0,2$ à $-0,6$ volt) au point b , c'est-à-dire aux grilles des lampes commandées.

5. — Montage avec diode régulatrice du courant de grille.

Ce système, souvent utilisé dans les récepteurs modernes à cause de sa simplicité et des avantages qu'il présente, est représenté par le schéma de la figure 344. En réalité, on ne peut guère classer ce montage avec certitude dans l'une des deux catégories de C.A.V. (retardée ou non retardée), car le fonctionnement exact dépend du courant résiduel des deux diodes en présence qui peut être, comme nous le savons, très différent d'une lampe à l'autre.

Nous voyons que tout se passe comme s'il s'agissait d'une C.A.V. non retardée dont on réunit le circuit correspondant, après la résistance R_2 , à la plaque d'une diode dont la cathode est à la masse. On apporte cependant, pour des raisons que nous allons voir, une modification à la valeur relative des éléments R_2 et C_2 : en choisissant pour R_2 une valeur très élevée (de 2 à 6 $M\Omega$ et en donnant à C_2 une valeur relativement faible (0,025 à 0,01 μF) de façon que la constante de temps de l'ensemble reste dans les limites admissibles.

Au repos, et en admettant qu'il n'y ait aucun courant grille des lampes commandées, le point a sera faiblement négatif par rapport à la masse à cause du courant résiduel de la diode d_1 ($-0,3$ à $-0,7$ volt, suivant la diode). Pour la même raison, le point b sera également négatif par rapport à la masse, mais un peu plus que le point a , à cause de la valeur élevée de R_2 .

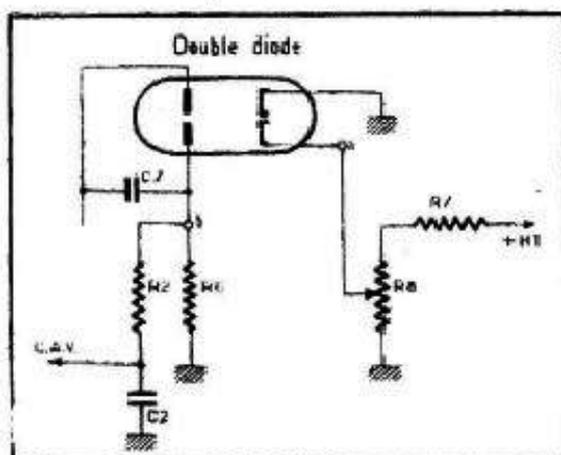


Fig. 343. — Retard réglable par variation de la polarisation de cathode à l'aide d'un potentiomètre.

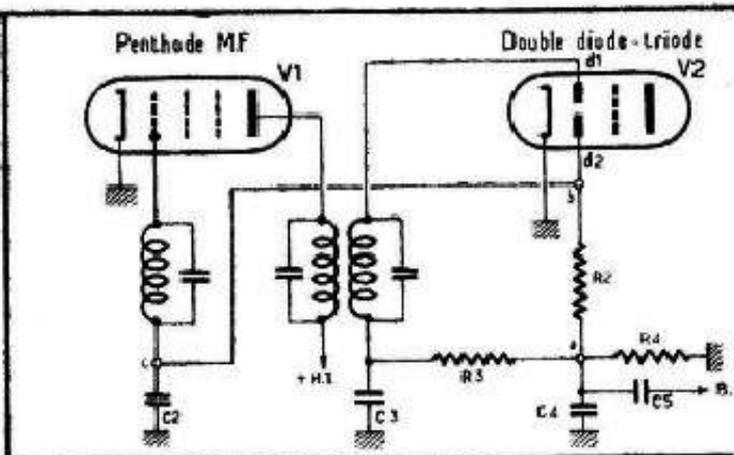


Fig. 344. — Montage utilisant une diode de compensation du courant grille permettant un fonctionnement correct dans tous les cas.

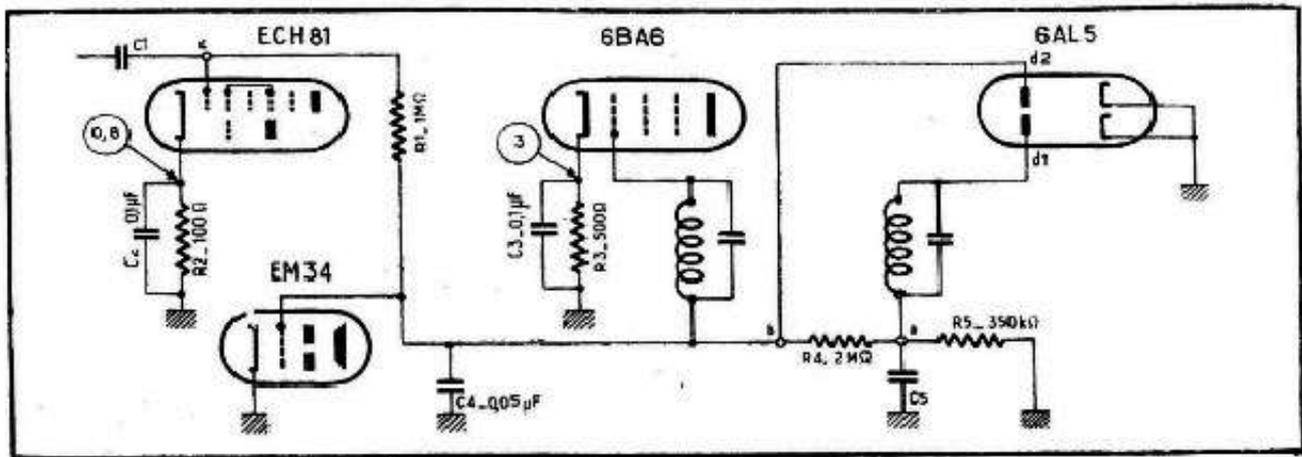


Fig. 345. — Exemple pratique du montage de la figure 344.

Supposons maintenant qu'un signal se trouve détecté par le récepteur et voyons ce qui se passe. Si ce signal est très faible, le point *a* devient un peu plus négatif qu'au repos, mais le potentiel du point *b* ne varie presque pas et reste toujours plus négatif que celui de *a*. Le signal devenant de plus en plus intense, le potentiel de *a* croît plus vite et finit par rejoindre celui de *b*. A partir de ce moment, les deux potentiels augmentent ensemble et l'action de la C.A.V. est pleinement efficace.

Pour illustrer le fonctionnement de ce dispositif un peu particulier nous allons donner ci-après les résultats de quelques mesures sommaires que nous avons effectuées sur un récepteur dont le circuit d'antifading était conforme au schéma de la figure 345. Au repos, sans aucun signal, nous avons trouvé les tensions suivantes :

<i>a</i>	— 0,67 V ;
<i>b</i>	— 1 V.

Ensuite, au fur et à mesure que l'intensité du signal à l'entrée augmentait, l'accroissement des deux tensions se faisait suivant le tableau ci-après :

<i>a</i>	<i>b</i>	<i>a</i>	<i>b</i>
— 0,72	— 1,03	— 1,55	— 1,69
— 0,76	— 1,05	— 2,06	— 2,25
— 0,80	— 1,06	— 2,58	— 2,8
— 0,85	— 1,08	— 3,1	— 3,5
— 0,88	— 1,09	— 4,15	— 4,7
— 0,91	— 1,1	— 4,95	— 5,6
— 1,03	— 1,16		

Il est assez curieux de voir que la tension en *b* reste constamment supérieure à celle de *a* et que l'écart tend même à augmenter avec l'accroissement des deux tensions. Le courant résiduel de la diode *d*₂ ne peut guère être en cause, en raison de la polarisation de plus en plus élevée et la seule hypothèse que l'on pourrait avancer, à notre avis, est que la diode *d*₂ détecte faiblement, par suite de l'existence des capacités internes entre les deux éléments.

Ce qu'il faut retenir du tableau précédent, c'est que l'action de la C.A.V. est pratiquement inexistante pour des signaux faibles, ce qui caractérise bien une C.A.V. retardée. A noter cependant que ce « retard » est très faible.

L'avantage principal du système de la figure 344 est qu'il compense automatiquement toute influence indésirable d'un courant direct de grille. Supposons, en effet, que la lampe *V*₁ de la figure 344 présente un tel courant, ce qui tend à provoquer dans les résistances *R*₂ et *R*₄ une chute de tension positive par rapport à la masse. Autrement dit, le

potentiel de la diode d_2 tend à se rapprocher de celui de la masse et même à devenir positif par rapport à cette dernière, ce qui provoque aussitôt un courant dans le circuit de la diode correspondante, courant dont le sens, dans les résistances R_2 et R_4 , s'oppose à celui de grille et annule l'effet de ce dernier. Un état d'équilibre sera atteint lorsque la diode d_2 se trouvera de nouveau faiblement négative par rapport à la masse, au même potentiel très sensiblement qu'avant l'apparition du courant grille.

Cette particularité du montage ci-dessus permet d'utiliser une résistance R_2 de valeur très élevée, égale ou supérieure à $2\text{ M}\Omega$, chose qui nous est interdite dans un montage sans compensation, à cause d'un courant grille éventuel.

6. — Montage avec double diode séparée dont l'une des cathodes est polarisée négativement.

Ce système, qui a été très souvent utilisé par des constructeurs américains et notamment par R.C.A., s'apparente au précédent, avec cette différence cependant que la cathode de la diode affectée à la C.A.V. est polarisée négativement (fig. 346) par l'intermédiaire d'une résistance (R_5) intercalée dans le retour de la haute tension. Grâce à ce dispositif on provoque un débit plus important de la diode d_2 et, par conséquent, une chute de tension plus grande dans la résistance R_2 . Les valeurs du schéma de la figure 346 ont été empruntées à un récepteur R.C.A. dont les tensions aux différents points indiqués sont :

a.....	— 3 V;
b.....	— 3 V;
c.....	— 0,3 V.

En modifiant la valeur de la résistance R_5 , c'est-à-dire le potentiel du point a, on peut diminuer ou augmenter la tension négative existant en b, c'est-à-dire ajuster la polarisation des lampes commandées.

Ce montage convient particulièrement bien lorsque la polarisation initiale des lampes soumises à l'action de la C.A.V. est assez élevée (de l'ordre de -3 volts), car avec le système de la figure 344 il est assez difficile de dépasser -1 V au point b (ou c).

L'effet compensateur du courant grille doit être, pour ce montage, sensiblement équivalent à celui du montage précédent.

C.A.V. appliquée à la préamplificatrice B.F.

Nous croyons devoir mentionner ces montages qui, après avoir été en faveur entre 1940 et 1945 à peu près, ont été complètement abandonnés. Malgré l'emploi de tubes spécialement adaptés à cette fonction, la distorsion inévitable qui s'y produisait rendait ces montages assez délicats à mettre au point.

Le schéma de la figure 347 représente un système de C.A.V. retardée agissant, simultanément, sur l'amplificatrice M.F. (EF9) et sur la préamplificatrice B.F. (penthode EBF2), les valeurs indiquées se rapportant à un récepteur *Ducretet*. On voit que la résis-

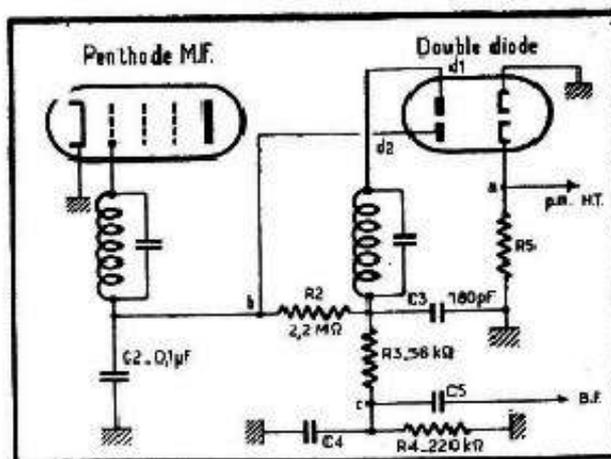


Fig. 346. — Polarisation des lampes et retard obtenus par une diode polarisée négativement à la cathode.

Tableau XLVI. — CONDITIONS DE FONCTIONNEMENT DE QUELQUES PENTHODES, EN AMPLIFICATRICES B.F., AVEC APPLICATION DE LA C.A.Y

Lampe	+H.T. (volts)	R_s (M Ω)	R_c (M Ω)	R_L (Ω)	U_r (volts)	Gain	Distorsion en % pour U_s en volts de :			
							3	5	8	10
EF9 6M7 EF41	250	0,2	0,8	1750	0	106	0,8	1,9		2,7
					5	40	0,8	2,4		2,7
					10	23	1,1	2,4		3,7
					18	11,6	1,5	2,4		4,8
					25	6,7	2,7	4,4		8,8
	250	0,1	0,4	1000	0	85	0,8	1,3		2,5
					5	36	0,8	1,4		2,7
					10	20	1,2	2,1		4,1
					18	9,2	1,8	3,1		6,1
					25	5,5	2,8	4,8		9,5
UF41	100	0,2	0,73	2500	0	80	0,8	1,3		
					2,5	29	3	4,3		
					5	17	3,3	4,9		
					7,5	11	3,8	6		
					10	8	4,2	6,9		
	170	0,2	0,73	2500	0	84	0,7	1,1	1,7	
					5	29	1,4	1,9	3	
					10	17	1,8	3,2	4,5	
					15	11	2,1	3,5	5,1	
					20	8	3	4	6,4	
EBF2 EAF41	250	0,2	0,8	1600	0	105	1	1,5		2,7
					5	33	1	1,6		3,5
					10	21	1,1	1,8		3,9
					18	12	1,3	2		5
					25	8	1,8	2,8		7,5
	250	0,1	0,4	900	0	85	0,9	1,3		2,5
					5	29	1,1	1,6		3,5
					10	16,5	1,3	2,2		4,1
					18	9	1,6	2,8		5,5
					25	6	2,5	4,1		9
EAF42	250	0,22	0,82	1500	0	120	0,9	1	1,2	
					5	40	1,3	1,5	2,5	
					10	23	1,3	1,6	2,7	
					15	16	1,5	2	3,2	
					20	11	1,8	2,7	5,5	
	250	0,1	0,39	680	0	100	0,8	0,9	1	
					5	35	1	1,4	2,4	
					10	20	1,2	2	3,2	
					15	13	1,4	2,3	3,7	
					20	9	1,8	3	6	
UAF41	100	0,2	0,73	2700	0	73	0,8	1		
					2,5	27	3	4		
					5	15	3,5	5		
					7,5	10	3,8	5,7		
					10	7	4,4	7,5		
	170	0,2	0,73	2700	0	78	0,8	1,1	1,6	
					5	25	1,2	2,1	4	
					10	15	2	3,2	4,8	
					15	10	2,6	3,7	5,8	
					20	7	3	4,4	7,3	
UAF42	100	0,22	0,82	2700	0	75	0,9	1,1		
					2,5	27	2,6	4,4		
					5	15	3,2	5		
					7,5	10	4	6,5		
					10	7	5,2	8		
	170	0,22	0,82	2700	0	80	0,8	1	1,2	
					5	23	1,5	2,5	4	
					10	14	1,9	3,2	5	
					15	9	2,6	4,2	6,5	
					20	6	3,6	6	9	

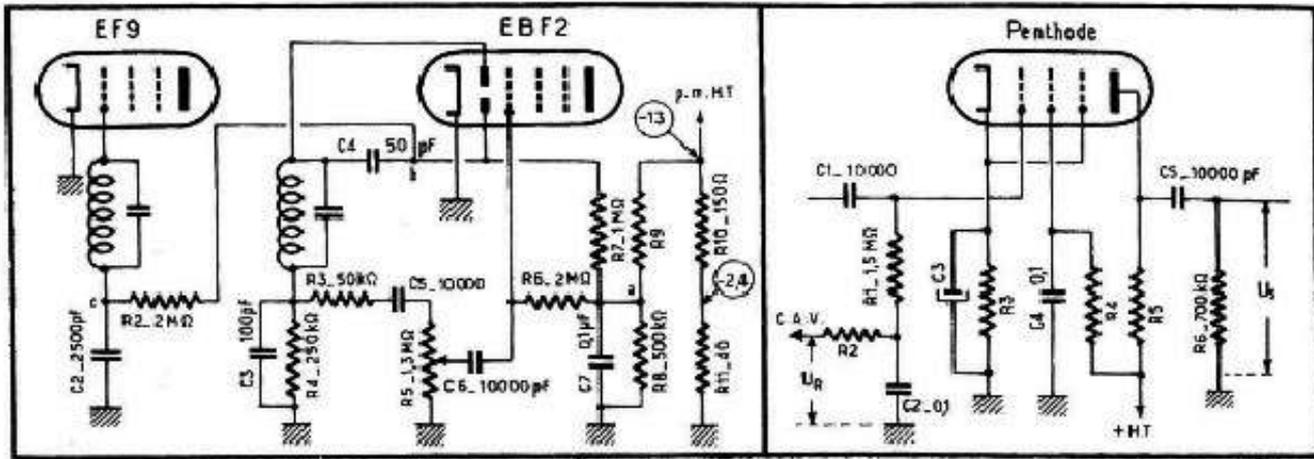


Fig. 347. — Application de la C.A.V. retardée à une préamplificatrice B.F.

Fig. 348. — Montage théorique d'une penthode préamplificatrice B.F. avec C.A.V.

tance totale intercalée dans le retour de la H.T. ($R_{10} + R_{11}$) est shuntée par un diviseur de tension $R_9 - R_8$, de sorte que nous avons au point *a* une tension négative de $-1,2$ volt très sensiblement, tension qui constitue la polarisation initiale des deux lampes commandées et le retard de la C.A.V.

La résistance de charge de la diode C.A.V. est constituée, comme on le voit, par R_7 et R_8 en série, de sorte que la grille de la préamplificatrice B.F. ne reçoit qu'une partie de la tension de régulation totale, partie égale au rapport

$$R_8 / (R_7 + R_8) = 0,33.$$

La limitation de la tension de régulation sur la grille d'une préamplificatrice B.F. est toujours nécessaire pour réduire les distorsions à une valeur acceptable, et cette limitation se fait généralement dans le rapport 0,3 à 0,5. Par ailleurs, les lampes préamplificatrices B.F. que l'on peut utiliser dans ces montages doivent être évidemment à pente variable. Celles sur lesquelles on trouve des renseignements figurent dans le tableau XLVI, associé au schéma de la figure 348, qui nous permet de nous rendre compte des limites que l'on doit imposer à la tension de régulation afin de ne pas introduire une distorsion exagérée.

La colonne qui donne la tension de régulation U_r indique évidemment les volts négatifs, et on doit se rappeler à ce propos que la valeur de U_r atteint facilement 7 à 10 volts lors de la réception d'un émetteur local. Par ailleurs, la tension de sortie U_s est indiquée, dans le tableau, en volts efficaces.



PANNES DE LA PARTIE H. F. D'UN RÉCEPTEUR

Puisque nous connaissons maintenant la structure et le fonctionnement de tous les étages H.F. d'un récepteur (c'est-à-dire le détecteur et tous les étages qui le précèdent), il nous reste à voir les pannes qui peuvent affecter ces différents circuits, les moyens de les localiser et les remèdes à apporter.

Comme pour la partie B.F., deux cas principaux peuvent se présenter : le récepteur ne fonctionne pas du tout ; le récepteur fonctionne mal, avec toutes les variantes que cela peut comporter (manque de sensibilité, manque de sélectivité, accrochage, non-fonctionnement sur certaines gammes, etc.).

Bien entendu, nous supposons, dans tout ce qui va suivre, que l'alimentation du récepteur en panne, ainsi que sa partie B.F., fonctionnent d'une façon irréprochable.

Autrement dit, nous ne recevons strictement rien, sur aucune gamme ; pas le moindre murmure, pas le moindre sifflement. Si le récepteur est muni d'un indicateur d'accord, ce dernier reste sans aucune réaction, même lorsqu'on passe sur le point d'accord d'un émetteur puissant. Voici quelles sont alors les hypothèses à formuler et les investigations à effectuer.

I. — Lampes

a. — Filament coupé.

L'une des lampes peut avoir son *filament coupé*, hypothèse qui n'est, bien entendu, valable que pour un récepteur alimenté sur alternatif, avec tous les filaments chauffés en parallèle.

Dans la plupart des lampes « tout-verre » modernes (miniatures, rimlock et noval) l'extrémité supérieure du filament est bien visible et son incandescence nous indique immédiatement que le filament n'est pas coupé. Ce diagnostic est un peu moins facile lorsqu'il s'agit de tubes recouverts de peinture métallisée, rouge, or ou argent (séries AK1, AK2, EK2, ECH3, etc.), et devient impossible lorsqu'on a affaire à des lampes métal-verre (6E8, 6M7, etc.) ou des lampes tout métal.

Le seul moyen à notre disposition consiste alors à vérifier la continuité des filaments, soit à l'aide d'une vulgaire « sonnette », soit à l'aide d'un ohmmètre.

Il est à remarquer, cependant, qu'en laissant fonctionner le récepteur en panne pendant 5 à 10 minutes, on peut facilement déceler une lampe à filament coupé : elle reste rigoureusement froide et ne tiédit même pas.

b. — Filament en court-circuit partiel.

C'est en vérifiant un filament à l'ohmmètre qu'on peut déceler un cas assez rare,

mais auquel on doit toujours penser: *filament en court-circuit partiel*. Cela se manifeste alors par une résistance anormalement faible de ce filament.

Voici, pour pouvoir juger la résistance à froid normale de quelques filaments, un tableau (XLVII) que chacun peut compléter en mesurant la résistance des filaments de toutes les lampes en bon état qu'il peut avoir sous la main.

Tableau XLVII. — VALEUR DE LA RÉSISTANCE DU FILAMENT DE QUELQUES LAMPES COURANTES.

Lampe	Résistance (Ω)	Lampe	Résistance (Ω)
EABC80	1,9	EF85	2,8
EAF41	4 à 4,1	EL41	1,2
ECC40	1,3	EL84	1
ECH41	3,3	6AQ5	1,6
ECH42	3,7	AZ41	1,1
ECH81	2,6	GZ32	0,5
EF41	4,8	25L6-25Z6	11 à 12

Nous signalons que, contrairement à la lampe dont le filament est coupé, la lampe dont le filament est en court-circuit partiel chauffe exagérément et très rapidement. Il est évident que pour qu'il en soit ainsi il faut que ce court-circuit affecte la plus grande partie du filament, la résistance à froid tombant au quart ou au cinquième de sa valeur normale, par exemple.

Notons encore que ce sont des lampes à tension de chauffage élevée (12, 6, 25 ou 50 volts) qui présentent le plus souvent ce défaut.

c. — Cathode épuisée.

On peut concevoir également le cas d'une *lampe dont la cathode est totalement épuisée* (lampe « pompée » ou « morte » en argot radio-électrique). Il faut remarquer, cependant, que l'arrêt total d'un récepteur en H.F. est relativement rare dans ce cas : il reste toujours un petit soupçon d'émission électronique qui suffit pour capter des émetteurs locaux puissants. On les entend en un faible murmure, mais le récepteur n'est pas totalement muet. Ajoutons qu'une cathode ne s'épuise pas du jour au lendemain, et que le possesseur d'un récepteur qui s'affaiblit de plus en plus fait généralement appel à un dépanneur bien avant le silence total.

Toujours est-il que pour déceler une lampe « pompée » la vue et le toucher s'avèrent impuissants et qu'il nous faut avoir recours à quelques appareils de mesure. Certains prétendent pouvoir reconnaître² uniquement au toucher, et à coup sûr, une lampe « pompée ». Théoriquement cela peut se défendre, car une telle lampe devrait chauffer moins qu'une lampe normale. Mais pratiquement il faudrait avoir un toucher remarquablement entraîné, car le degré d'échauffement d'une lampe peut varier d'une façon très sensible en fonction du courant débité (polarisation et courant grille éventuel) de son emplacement sur le châssis (« ventilation » plus ou moins énergique), etc. Seules les lampes finales « pompées » sont relativement faciles à dépister par ce moyen, car la différence d'échauffement est alors énorme.

Mais revenons à nos mesures, dont la technique et l'interprétation ne sont pas tout à fait les mêmes suivant qu'il s'agit de lampes polarisées par la cathode ou de lampes dont la cathode est réunie à la masse.

Dans le premier cas (fig. 349) on mesure la tension entre la cathode de chaque lampe et la masse (point *a*, fig. 349 *a*). Si cette tension est nulle (elle doit être normalement de 1,5 à 3 volts en absence de toute réception, c'est-à-dire l'antenne étant débran-

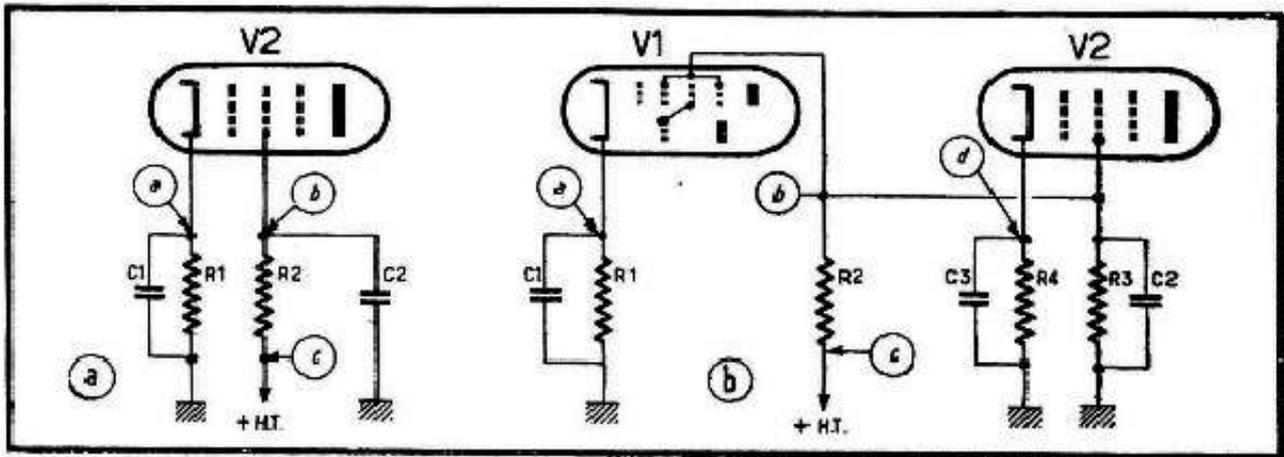


Fig. 349. — Le non-fonctionnement d'une lampe peut être décelé par l'absence de tension sur la cathode.

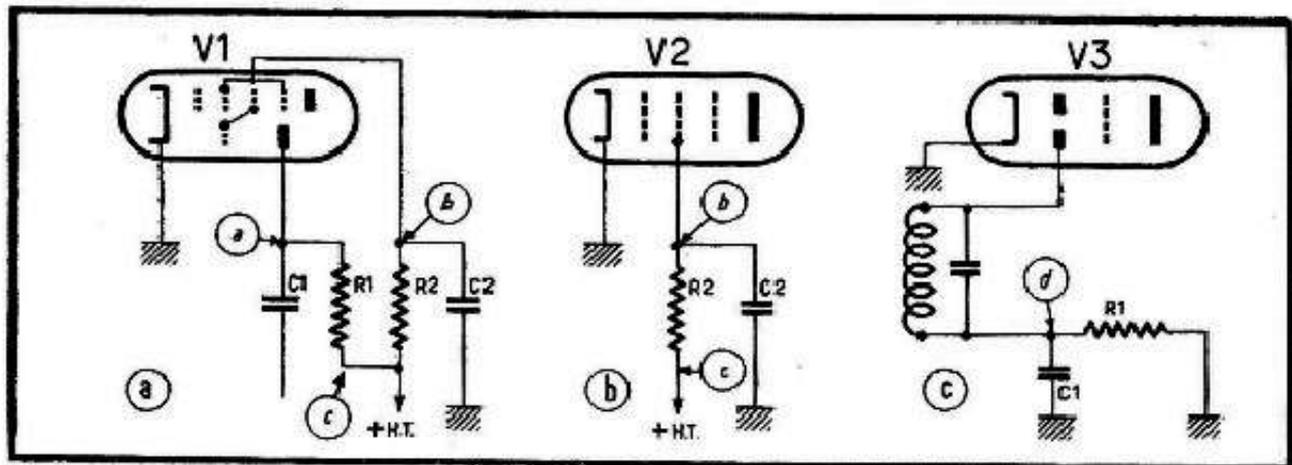


Fig. 350. — Le non-fonctionnement d'une lampe dont la cathode est réunie à la masse se révèle souvent par la mesure de la tension sur les différentes électrodes.

chée), nous procéderons, pour plus de sûreté, à la mesure de la tension d'écran (*b*, fig. 349 *b*). Si cette tension est beaucoup trop élevée, pratiquement la même qu'au point *c* (+ H.T.), nous pouvons dire avec certitude que la lampe contrôlée est « morte ».

En effet, si la tension en *a* est nulle par suite d'un court-circuit accidentel ou à cause du condensateur C_1 « claqué », la tension écran (en *b*) serait trop faible et, de plus, le récepteur ne serait pas muet. D'autres défauts se manifesteraient (accrochage, déformation, manque de sensibilité, etc.), qui ne font pas partie des pannes que nous avons à examiner maintenant.

Il arrive, parfois, que l'écran de la lampe changeuse de fréquence et celui de l'amplificatrice M.F. soient alimentés à l'aide d'une même résistance, ou d'un même diviseur de tension, comme c'est le cas de la figure 349 *b*. Dans ce cas, la tension à la cathode de la lampe défectueuse (*d*, par exemple) sera nulle; mais la tension écran de cette même lampe ne serait qu'un peu trop élevée. Le même phénomène se produirait si l'écran de la lampe examinée était alimenté séparément, mais à l'aide d'un pont, comme dans le cas de la figure 349 *b*.

Dans le second cas (fig. 350), la cathode étant réunie à la masse, on est obligé de ne compter que sur les mesures de tensions effectuées à l'écran ou à d'autres électrodes suivant le montage.

Dans le cas de la figure 350 *a*, par exemple, où il s'agit d'une changeuse de fréquence triode-hexode ou triode-heptode (ECH3, ECH81, etc.), l'absence de toute émission électronique est avant tout décelable par l'absence de toute chute de tension

dans la résistance R_1 (résistance de charge de la plaque triode). On trouvera donc en *a* une tension sensiblement égale à la haute tension (en *c*), au lieu d'une tension inférieure d'une centaine de volts à cette dernière. Accessoirement on confirmera cette première impression par la mesure de la tension écran (en *b*), qui sera beaucoup trop élevée si la lampe ne fonctionne pas.

Le cas de la figure 350 *b* est exactement celui de la figure 349 *a*, sauf en ce qui concerne la tension à la cathode. Il nous faudra donc nous contenter des indications fournies par celle qui existe en *b* (écran) : si elle est trop élevée (supérieure à 130 volts, par exemple), il y a de grandes chances pour que la lampe soit défectueuse.

Enfin, le cas de la figure 350 *c* est celui de la détectrice. Comme nous avons supposé, plus haut, que la partie B.F. du récepteur fonctionne normalement, il n'est pas question de soupçonner ici la lampe tout entière (qui contient la triode ou la penthode B.F.), mais il peut arriver que la partie diode soit défectueuse, ce qui compromet la détection. Cette panne est très rare avec une lampe combinée (puisque la cathode est commune), et nous ne l'avons observée que deux ou trois fois, mais elle est évidemment plus fréquente lorsqu'il s'agit d'une double diode séparée. Toujours est-il que nous pouvons nous rendre compte dans une certaine mesure, si la diode fonctionne, en nous assurant qu'il existe une faible chute de tension, due au courant résiduel, dans la résistance de charge R_1 . La mesure doit se faire obligatoirement à l'aide d'un voltmètre électronique et nous devons trouver, au point *d*, une tension négative par rapport à la masse, de $-0,4$ à $-0,8$ volt environ. Il est prudent, si le récepteur possède une C.A.V. non retardée, de déconnecter le circuit correspondant du point *d*, afin de ne pas être gêné par le courant grille éventuel des autres lampes.

d. — Court-circuit interne.

Un court-circuit à l'intérieur d'une lampe peut parfois faire disparaître toute réception, mais il est généralement facile à déceler par quelques mesures rapides. C'est ainsi qu'il nous est arrivé d'observer un court-circuit entre la plaque triode et la grille correspondante d'une ECH3. La panne était immédiatement localisée par la mesure des ten-

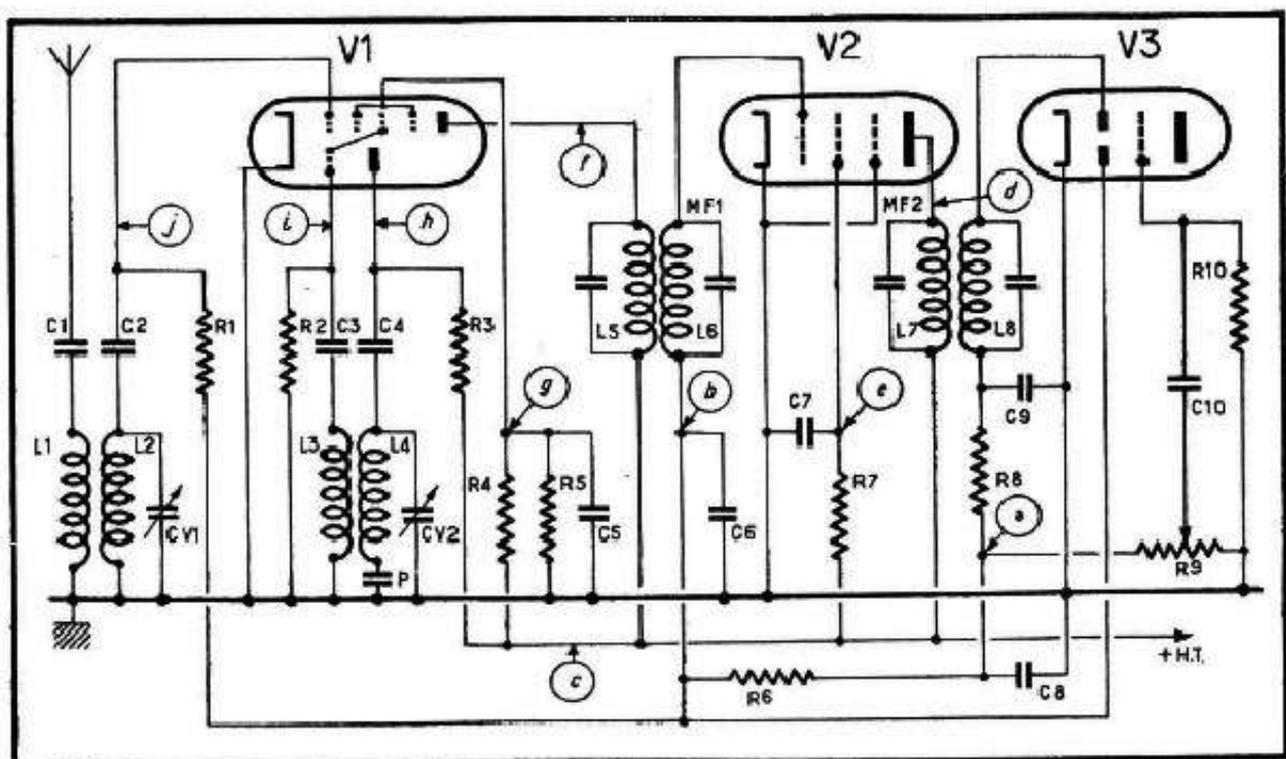


Fig. 351. — Partie H.F. d'un récepteur classique utilisant un système de C.A.V. avec diode de compensation

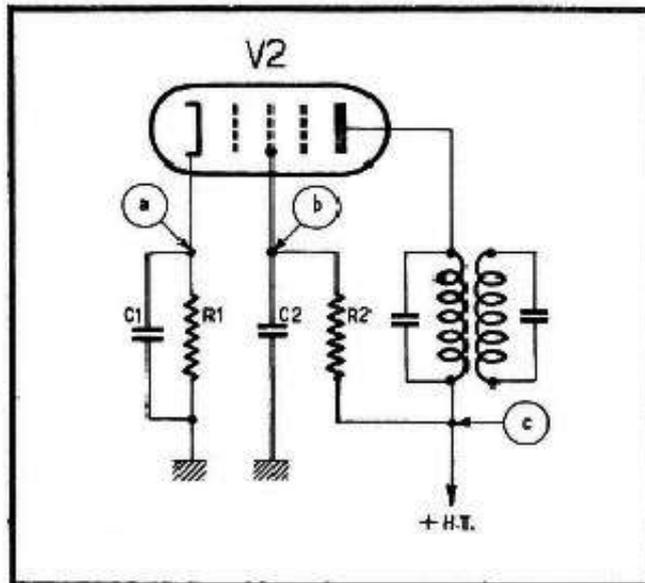


Fig. 352. — Le claquage du condensateur tel que C_2 peut provoquer la destruction de la résistance R_1 .

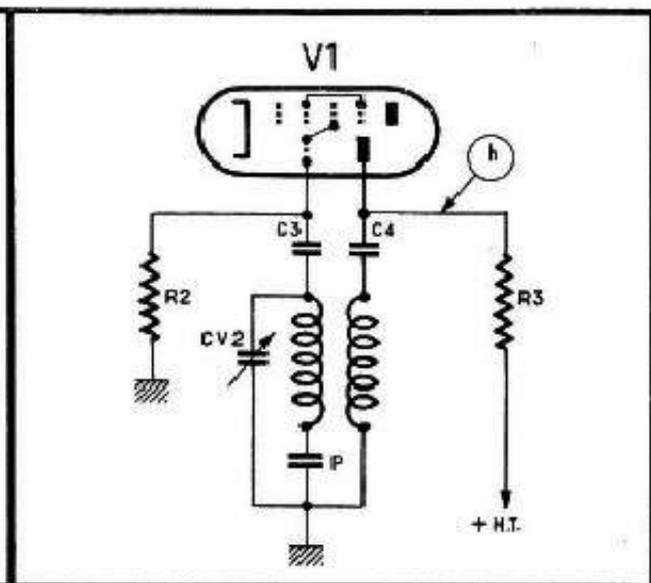


Fig. 353. — La coupure de la résistance R_1 peut être provoquée par un court-circuit du condensateur C_1 .

sions, qui montrait une forte tension positive sur la grille triode de la lampe V_1 (fig. 351), c'est-à-dire au point i , la même que celle existant au point h (plaque).

2. — Résistances

La coupure franche de certaines résistances ou une modification très importante de leur valeur peuvent déterminer l'arrêt complet de toute réception.

a. — Résistance coupée.

S'il s'agit d'une *coupure*, la panne est toujours rapidement localisée par la mesure de la tension avant et après la résistance soupçonnée, mais il est prudent de déterminer, avant de procéder au dépannage, s'il s'agit d'une coupure accidentelle (mauvaise soudure, choc ou cause inconnue) ou d'une coupure due à un échauffement excessif (résistance à l'aspect plus ou moins carbonisé). Dans ce dernier cas, la cause initiale de la panne peut être un condensateur en court-circuit qu'il faudra évidemment remplacer.

Voici maintenant quelques cas typiques de pannes par résistance coupée.

Le cas de la figure 352, coupure de la résistance de polarisation R_1 , est classique et le défaut est immédiatement localisé par la mesure de la tension en a : on trouve 30 à 50 volts (suivant la résistance propre du voltmètre utilisé) au lieu de 1,5 à 3 volts, tension normale. En même temps, comme la lampe ne débite pas, la tension écran devient beaucoup trop élevée, atteignant la valeur de la haute tension lorsque l'alimentation de l'écran se fait par une résistance série telle que R_2 (cas de la figure 352). Il est à remarquer que la coupure de R_1 est toujours accidentelle, car l'échauffement exagéré de cette résistance est peu probable : sa valeur est toujours faible (150 à 500 ohms) et il est rare que le courant maximum qui la traverse dépasse 10 mA, ce qui est loin de sa dissipation limite.

La coupure de la résistance d'écran R_2 (fig. 352) est caractérisée, bien entendu par une tension nulle en b , mais aussi par une tension nulle en a , sur la cathode, car une lampe à écran sans tension d'écran est pratiquement « bloquée » et son débit est nul. Lorsqu'on mesure la tension en b à l'aide d'un voltmètre à très grande résistance propre, un voltmètre électronique par exemple, on trouve parfois en ce point une faible tension négative (— 0,5 à — 1 V), déterminée par une sorte de courant inverse d'écran comme s'il s'agissait d'une grille.

Ce qu'il ne faut pas perdre de vue c'est que la coupure de la résistance d'écran R_2 est très souvent due à un échauffement excessif par suite du claquage du condensateur C_2

(généralement $0,1 \mu\text{F}$). Cette panne est devenue plus rare depuis que l'usage des valves à chauffage indirect s'est généralisé, mais elle était relativement fréquente à l'époque des valves à chauffage direct (80, 5Y3, 1882, etc.). En effet, dans ce cas, la haute tension montait immédiatement à sa valeur maximum et le point *b* de la figure 352 se trouvait à 250-300 volts pendant tout le temps que la cathode de la lampe V_2 mettait à atteindre sa température normale. Comme, par raison d'économie, le condensateur C_2 était souvent prévu pour une tension d'essai de 750 volts (ce qui correspond à une tension de service maximum de 200/250 volts), il ne résistait pas longtemps à ce régime et rendait l'âme. La résistance R_2 (de 50 000 à 100 000 ohms le plus souvent) se trouvait alors placée entre le + H.T. et la masse et parcourue par un courant de 5 à 2,5 mA, ce qui est beaucoup trop pour une résistance de 1/4 de watt, habituellement utilisée.

Par conséquent, lorsqu'on se trouve en présence d'une résistance d'écran telle que R_2 (fig. 352) coupée, il faut vérifier l'état du condensateur C_2 qui la suit.

Une résistance dont la coupure est relativement fréquente est celle qui alimente la plaque triode de la lampe changeuse de fréquence (R_3 , fig. 351). Deux causes peuvent être à l'origine de cette coupure :

Ou bien le claquage du condensateur de liaison C_4 provoque un échauffement excessif et la destruction de R_3 . Cette panne, que nous avons eu l'occasion d'observer plusieurs fois, ne peut avoir lieu que si le montage est conforme au schéma de la figure 353 : bobinage accordé dans le circuit de grille. Dans le cas de la figure 351, le claquage de C_4 est peu probable, car le padding *P* se trouve en série. D'ailleurs, en admettant même que C_4 claqué, il n'y aurait pas de court-circuit, toujours à cause de *P* ;

Ou bien la résistance R_3 a été, à l'origine, calculée trop juste. Il ne faut pas oublier, en effet, que cette résistance, de 20 000 à 30 000 ohms le plus souvent, est traversée par un courant de l'ordre de 5 mA en fonctionnement normal, ce qui dépasse les possibilités d'une résistance de 1/4 de watt et constitue une limite pour une résistance de 1/2 watt. Or, très souvent on se contente d'y mettre une résistance de 1/4 de watt, qui chauffe beaucoup trop et finit par se couper un beau jour.

Certains systèmes de commutation « Radio-P.U. » aggravent cet état de choses, car ils laissent en l'air ou mettent à la masse les deux connexions (grille et plaque triode) allant vers les bobinages (fig. 354 *a* et 354 *b*). La triode, dans ces conditions, cesse d'osciller et sa grille n'est plus polarisée, car cette polarisation existe grâce au courant d'oscillation qui détermine l'apparition d'une tension négative de -15 à -8 volts (suivant la gamme et la fréquence) au point *i*. Le courant anodique traversant R_3 augmente alors assez sensiblement, et la résistance R_3 s'échauffe encore plus.

Pour fixer les idées disons que le courant anodique (triode) normal d'une ECH81, avec une haute tension de 215 volts et une résistance R_3 de 27 000 ohms, est de 4,2 mA. En l'absence d'oscillation ce courant monte à 5,8 mA.

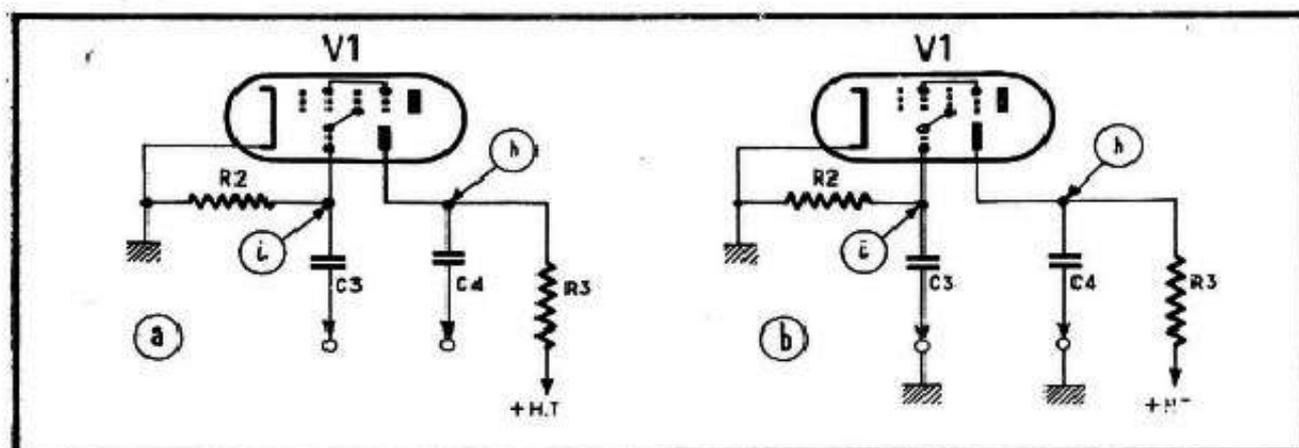


Fig. 354. — Si les bobinages de l'oscillateur sont déconnectés ou mis à la masse, la lampe cesse d'osciller et son courant anodique augmente.

Fig. 355. — Certaines perturbations caractéristiques se produisent lorsque la résistance R_1 est coupée et que la résistance R_3 se trouve connectée après cette résistance.

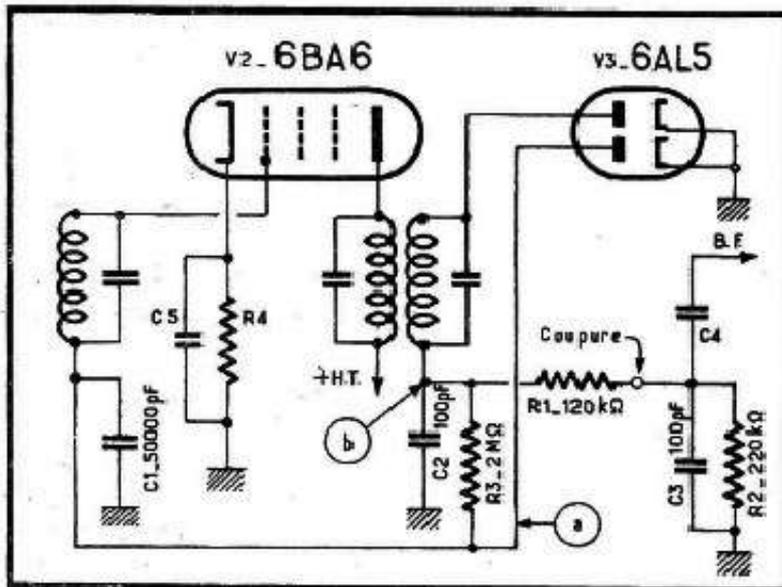
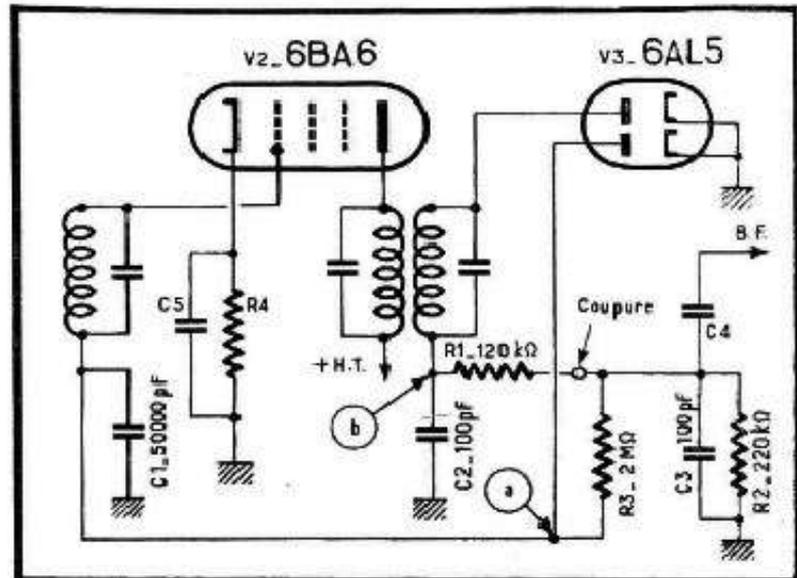


Fig. 356. — Dans le cas où R_3 est connectée avant R_1 les phénomènes accompagnant une coupure de R_1 sont différents.

La coupure de la résistance d'écran (R_1) de la changeuse de fréquence V_1 (fig. 351) a exactement les mêmes conséquences et les mêmes causes que la même panne dans le cas de la figure 352. Les mesures à effectuer et les conclusions à tirer seront donc les mêmes.

La coupure de la résistance de charge de la diode de détection R_9 , ou celle de la résistance R_8 (filtre M.F.) (fig. 351) provoque presque toujours l'arrêt total de toute réception. Parfois, surtout lorsqu'il s'agit d'une diode combinée avec une triode ou une penthode, les faibles capacités internes suffisent pour assurer un couplage entre la M.F. et la grille. Un semblant de détection se produit et le haut-parleur fait entendre un murmure déformé et à peine audible.

Par contre, lorsqu'il s'agit d'une double diode séparée, le silence est généralement total. Dans un récepteur, dont l'étage détecteur était conforme au schéma de la figure 355, nous avons pu observer, à la suite de la coupure de la résistance R_1 , les phénomènes suivants :

Silence total, pas le moindre soupçon d'une réception quelconque ;

Tension à la ligne C.A.V. (point *a*) : — 0,7 V environ ;

Tension au point *b* : — 1 V environ.

Le récepteur avait son antenne branchée, mais se trouvait désaccordé par rapport à

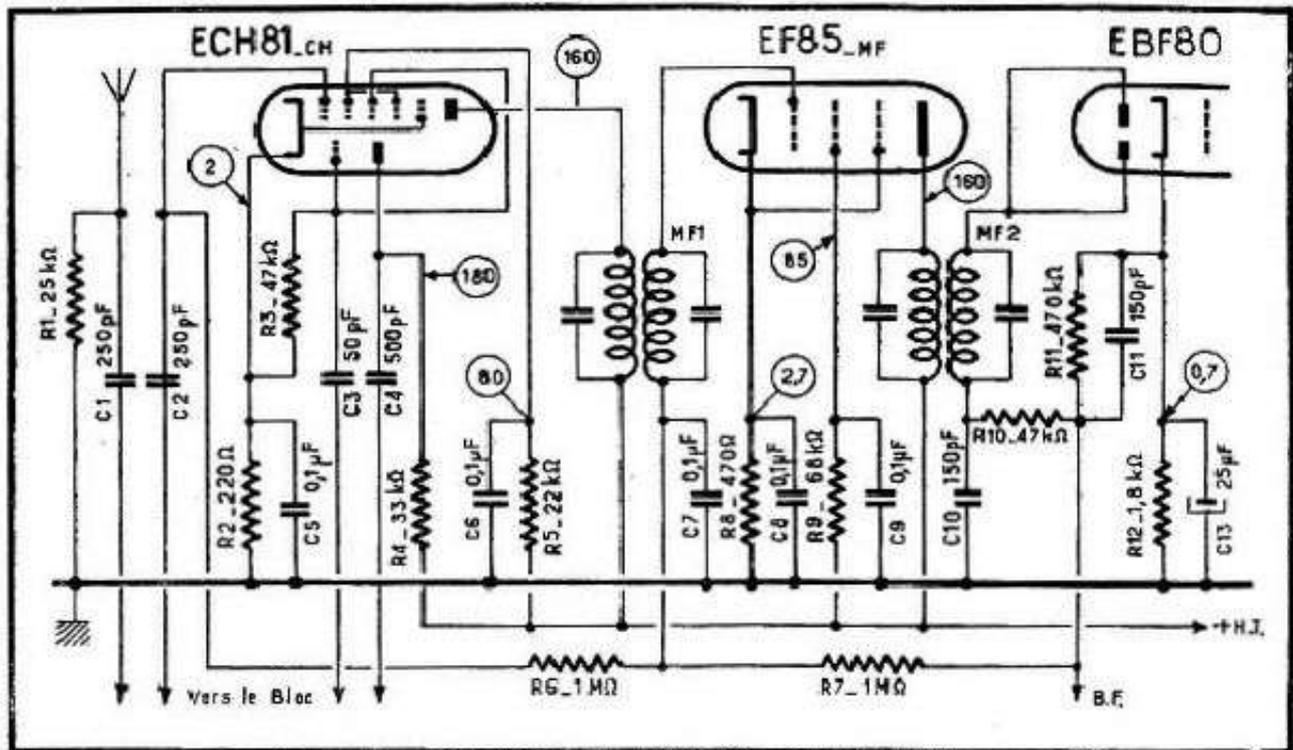


Fig. 357. — Schéma de la partie H.F. d'un récepteur avec toutes les lampes polarisées par la cathode.

toutes les émissions puissantes habituellement reçues. On constatait néanmoins qu'au moment de la mesure de la tension au point *b* l'aiguille était instable, et que des craquements dus aux parasites se faisaient entendre dans le H.P., provoquant des bonds désordonnés de l'aiguille.

En manœuvrant le C.V. on obtenait alors une réception faible et déformée, la tension au point *b* montant jusqu'à -50 V lors de la réception de certains émetteurs puissants.

Il est inutile de signaler que toutes ces mesures ont été faites à l'aide d'un voltmètre électronique (résistance propre 12 M Ω) et on comprend facilement ce qui se passait au moment de la mesure : la résistance propre du voltmètre, se trouvant entre *b* et la masse, fermait le circuit de détection, la capacité interne entre les deux diodes étant suffisante pour transmettre un peu de B.F. vers R_3 et C_4 .

Il ne faut pas trop généraliser les indications ci-dessus, car les phénomènes peuvent être assez différents dans le cas d'un montage légèrement modifié, comme celui de la figure 356 : la résistance R_3 aboutit au point *b*, c'est-à-dire avant la résistance R_1 (coupée). On constate tout d'abord que l'indicateur d'accord reste constamment fermé, comme si le récepteur se trouvait accordé sur une émission puissante. La tension au point *b* atteint -6 V environ au moment où l'on branche le voltmètre, mais diminue ensuite très rapidement (le voltmètre restant branché) pour se stabiliser à $-2,5$ V à peu près. L'indicateur cathodique s'ouvre alors d'une façon assez sensible. Tant que le voltmètre reste branché entre *b* et la masse une réception très faible est possible, la tension en *b* atteignant une dizaine de volts lors de la réception des stations puissantes.

b. — Résistance dont la valeur a varié.

Un récepteur peut devenir muet non seulement à la suite d'une coupure de résistance, mais aussi lorsque la valeur de certaines résistances est devenue trop élevée, à la suite d'un échauffement exagéré le plus souvent.

Ne parlons pas de résistances de polarisation de cathode, qui ne chauffent pratiquement pas, du moins lorsqu'il s'agit d'étages H.F., et dont l'augmentation de valeur

n'est donc pas à envisager. Restent les résistances des circuits d'écrans et du circuit d'anode oscillatrice.

L'expérience nous a montré qu'une variation très importante de ces résistances (dans le rapport de 1 à 10, par exemple) pouvait provoquer l'arrêt total d'un récepteur lorsqu'il s'agissait de changeuses de fréquences anciennes (AK1, AK2, 6A7, etc.) et que la résistance défectueuse servait à l'alimentation de l'anode oscillatrice. La lampe « décrochait » alors et aucune réception n'était possible.

Les changeuses de fréquence modernes, et notamment la remarquable ECH81, sont d'une souplesse extraordinaire et s'accommodent de tensions incroyablement faibles (6 à 8 volts) sans cesser d'osciller, du moins dans les gammes P.O. et G.O.

En ce qui concerne les résistances d'écran, une amplificatrice M.F. réagit beaucoup moins à leur augmentation éventuelle qu'une changeuse de fréquence. Mais de toute façon, la variation nécessaire pour provoquer seulement une très nette diminution de sensibilité (apparente) est tellement énorme qu'on ne peut guère songer à rencontrer un récepteur muet par suite d'une variation de la résistance d'écran.



LES DIFFÉRENTS ÉTAGES D'UN RÉCEPTEUR POUR MODULATION DE FRÉQUENCE

Structure générale d'un récepteur 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 dans ses grandes lignes et à quelques détails près, à celui de la figure 358, où nous voyons :

Un bloc FM, réunissant les étages d'amplification H.F. et de changement de fréquence, et pouvant comporter une ou deux lampes ;

Deux (beaucoup plus rarement trois) étages d'amplification M.F., utilisant le plus souvent des pentodes EF85 et dont les circuits de liaison sont accordés sur une fréquence de l'ordre de plusieurs mégahertz, pouvant varier suivant la provenance, mais dont la valeur pour ainsi dire standard en France est de 10,7 MHz (10,8 MHz pour certaines marques) ;

Une double diode genre 6AL5 (ou deux diodes au germanium) montée en détecteur de rapport ;

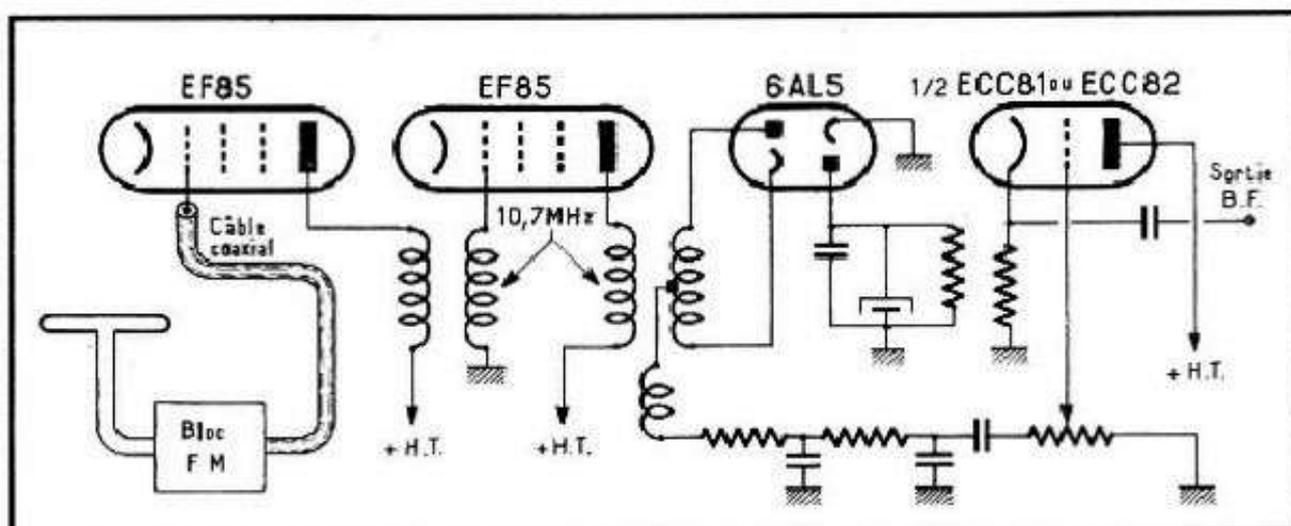


Fig. 358. — Schéma simplifié d'un « tuner » FM.

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. d'un récepteur AM.

Dans le second cas, le schéma adopté s'inspire le plus souvent de celui de la figure 359. 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 (ou une autre fréquence, éventuellement) ;

2. — Par S_2 , l'alimentation en haute tension de l'oscillateur AM est coupée en FM ;

3. — Par S_3 , la sortie de détection FM se trouve connectée à l'entrée de l'amplificateur B.F. ;

4. — Par S_4 , la haute tension est connectée au bloc FM.

Les transformateurs M.F. utilisés dans le schéma de la figure 359 sont du type « bifréquence » : 10,7 et 455 kHz réunis en un seul blindage. L'entraînement des conden-

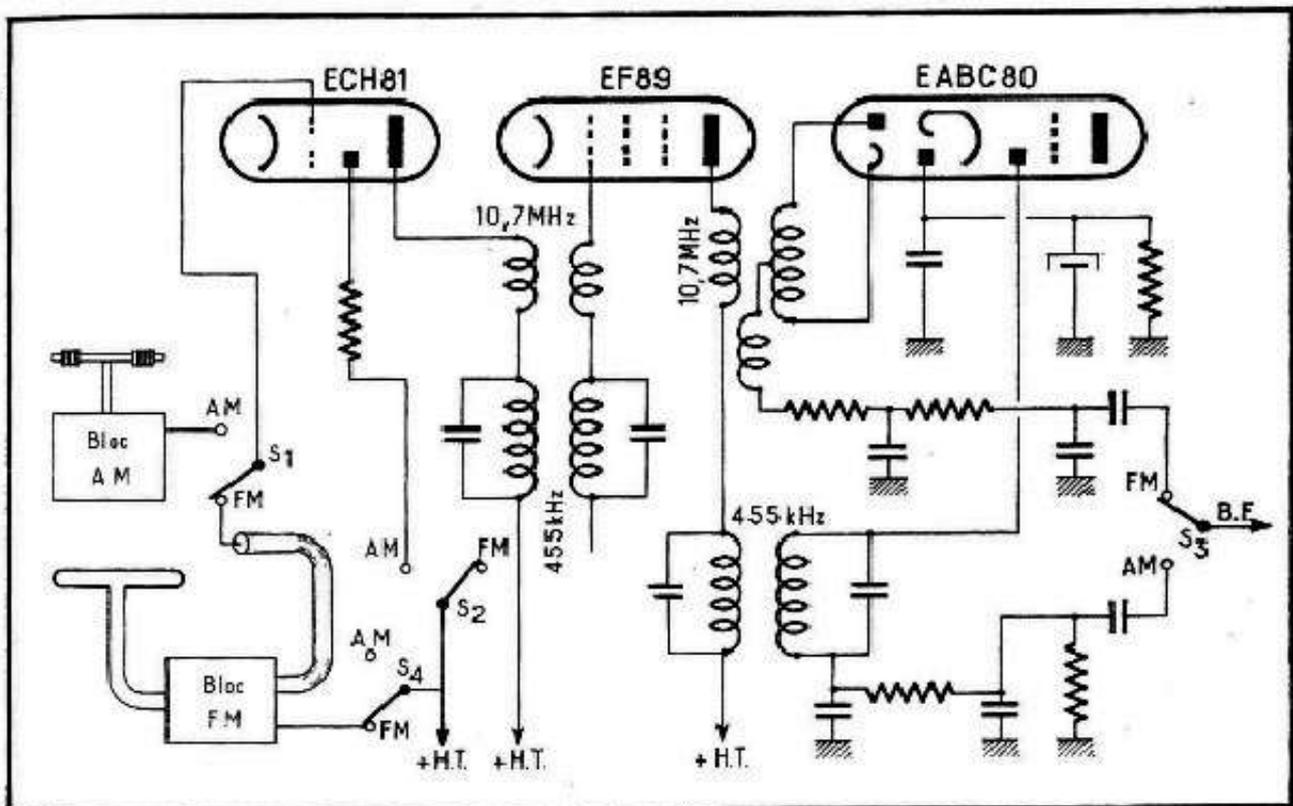


Fig. 359. — Schéma simplifié d'un récepteur mixte AM/FM.

sateurs variables (ou celui des noyaux mobiles) du bloc FM se fait, généralement, par le même démultiplicateur que celui des C.V. du bloc AM.

Blocs FM

Bien que ces blocs se présentent le plus souvent sous la forme d'un boîtier métallique presque complètement fermé et dont le câblage n'est pas particulièrement accessible, nous pensons qu'il est utile de donner quelques notions sur la technique un peu particulière de l'amplification H.F. et du changement de fréquence en FM et sur les différents montages que l'on rencontre dans les récepteurs français et étrangers.

Circuit d'entrée

Suivant la conception du bloc, le bobinage d'entrée peut être réalisé en auto-transformateur ou en transformateur, dont le primaire doit s'adapter à l'impédance du câble de liaison utilisé pour la descente d'antenne. Bien qu'au début la tendance ait été d'employer surtout le câble plat dit « twin lead », à l'impédance caractéristique de 300Ω (fig. 360a), la faveur des constructeurs semble aller actuellement au câble coaxial normal de 75Ω (fig. 360b). Assez souvent, d'ailleurs, le primaire du circuit d'entrée est prévu pour les deux impédances, 300 et 75 ohms, ce qui est très simplement réalisable en calculant un primaire pour 300Ω et en y prévoyant une prise médiane mise à la masse (fig. 361).

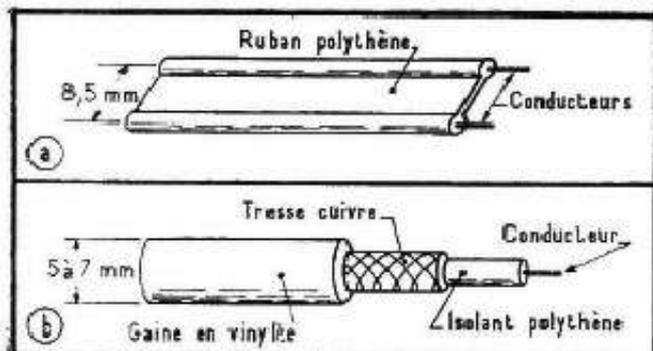


Fig. 360. — Différents types de câbles H. F. utilisés pour la liaison avec l'antenne.

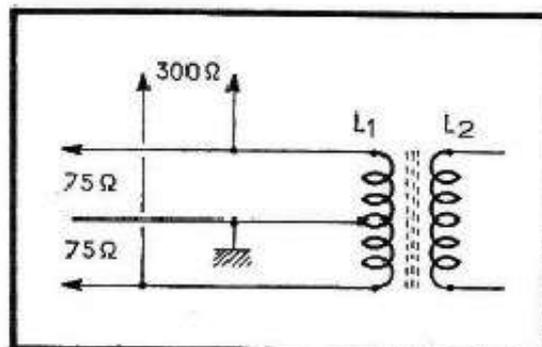


Fig. 361. — Transformateur d'entrée prévu pour les impédances de 300 et 75 ohms.

Pour fixer les idées, disons que pour un mandrin de 6,5 mm de diamètre extérieur et muni d'un noyau magnétique, le secondaire L_2 comporte 4,75 spires en fil nu étamé de 10/10, enroulées espacées sur une longueur totale de 14 à 15 mm, tandis que le primaire L_1 se compose de 4 spires en fil souple isolé, enroulées entre les spires de L_2 et comportant une prise médiane.

Sauf de rares exceptions, le circuit d'entrée d'un bloc FM est réalisé à accord fixe et calculé de façon que sa bande passante couvre, le plus régulièrement possible, la totalité de l'intervalle occupé par les émetteurs FM, soit 86 à 101 MHz à peu près. L'accord fixe du circuit d'entrée est, par conséquent, calé sur la fréquence centrale de la bande FM, soit 93 à 94 MHz.

Amplification H.F.

Lorsqu'il s'agit de blocs comportant deux tubes, certains constructeurs adoptent une penthode, le plus souvent une EF80, tandis que d'autres préfèrent un étage cascode, à double triode, analogue à ce que l'on voit dans un téléviseur.

Un exemple d'utilisation d'une penthode nous est offert par le schéma de la figure 362, emprunté à un récepteur *Grammont*. L'entrée s'y fait à l'aide d'un autotransformateur L_1 , couplé à l'antenne par un câble coaxial 75Ω . Un ajustable (C_1) permet de caler l'accord de ce circuit sur le milieu de la gamme couverte. La liaison avec la changeuse de fréquence (une ECF80) se fait à l'aide d'un bobinage L_2 , dont l'accord peut être modifié, dans les limites de la gamme FM, par déplacement de son noyau. Ce déplacement est mécaniquement couplé avec celui du noyau de L_0 (oscillateur).

Le schéma du bloc FM de la figure 363 comporte un amplificateur H.F. cascode dont le circuit d'entrée, à structure un peu particulière, demande quelques explications.

Fig. 362 (ci-contre). — Exemple d'utilisation d'une penthode en amplification H. F.

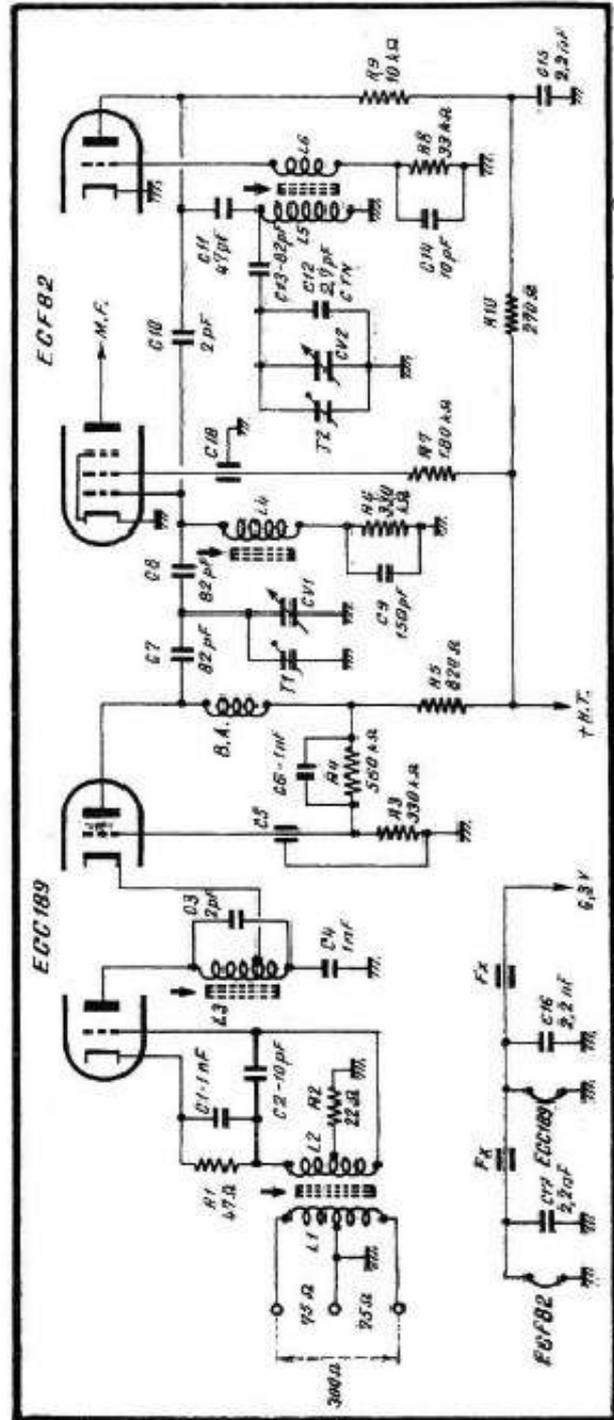
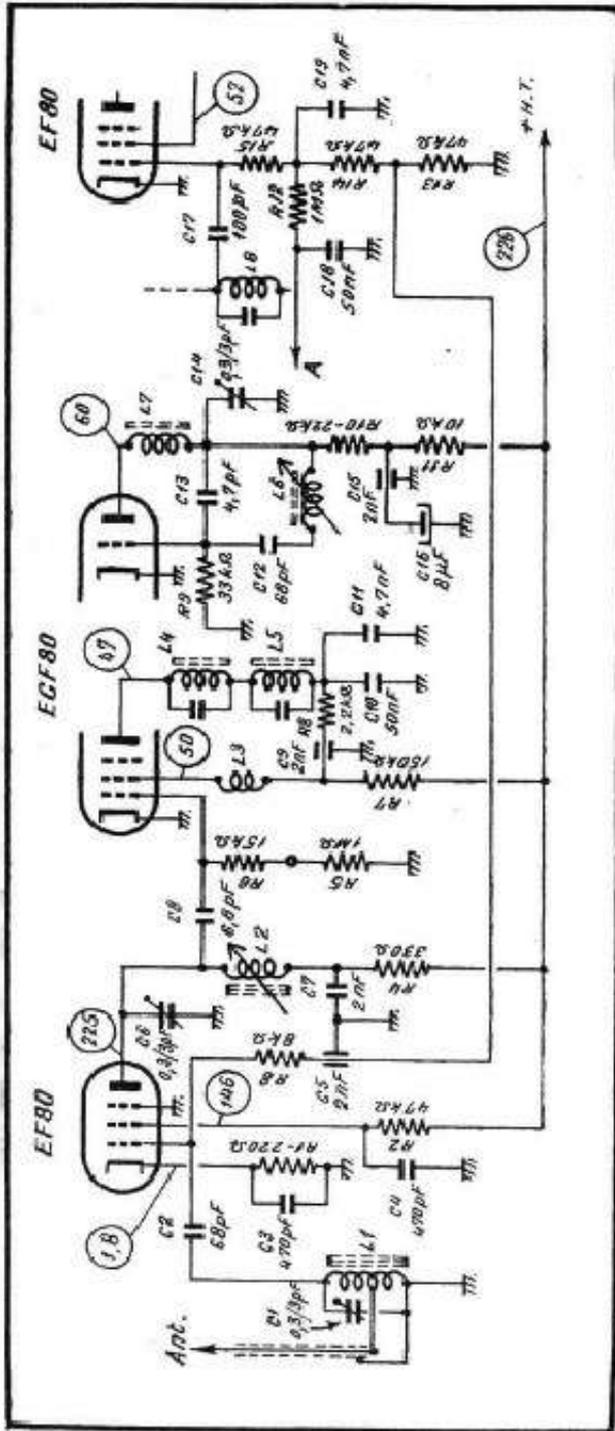
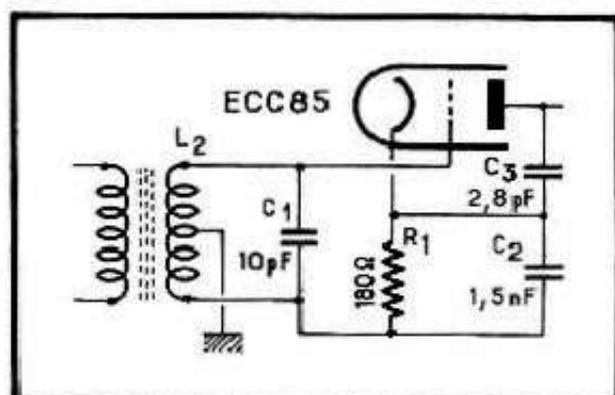


Fig. 363 (ci-contre). — L'amplificateur H. F. est ici du type cascade.

Le bobinage accordé L_2 possède une prise intermédiaire réunie à la masse soit directement, soit à travers une résistance telle que R_2 du schéma, de 22 à 33 ohms. Cette résistance, se trouvant en série avec les deux sections du bobinage L_2 , y introduit un amortissement dont le but est double : donner au circuit d'entrée une largeur de bande suffisante ; éviter la nécessité de neutrodynner la triode d'entrée.

En réalité, ce neutrodynage, qui consiste à prévoir une capacité de faible valeur, telle que C_3 de la figure 364, entre la plaque et la cathode de la triode d'entrée, existe déjà sous la forme de la capacité interne anode-cathode même dans le cas de la figure 363. Lorsque le bobinage d'entrée est suffisamment amorti, la valeur de la capacité de neutro-

Fig. 364. — Structure d'un circuit d'entrée à prise médiane réunie à la masse.



dynage devient très peu critique, de sorte qu'aucune capacité « matérielle » d'appoint n'est nécessaire.

Ajoutons encore que la prise intermédiaire sur L_2 n'est pas obligatoirement médiane. Lorsque cette prise se rapproche de l'extrémité grille, le fonctionnement de la triode d'entrée ressemble de plus en plus à celui d'un étage à grille à la masse : le gain de l'étage d'entrée diminue. Si la prise est placée près de l'extrémité de cathode, le fonctionnement devient pratiquement celui d'un étage à cathode commune, d'où une influence très marquée de la capacité grille-anode et la nécessité de neutrodynner assez énergiquement.

Il en résulte que la valeur de C_3 (fig. 364) dépend de la position de la prise intermédiaire. A titre d'indication disons que si la prise est faite au milieu de L_2 , nous devons avoir $C_3 =$ capacité anode-grille, tandis que si cette prise est faite au quart de l'enroulement côté cathode, C_3 doit représenter à peu près le triple de la capacité anode-grille.

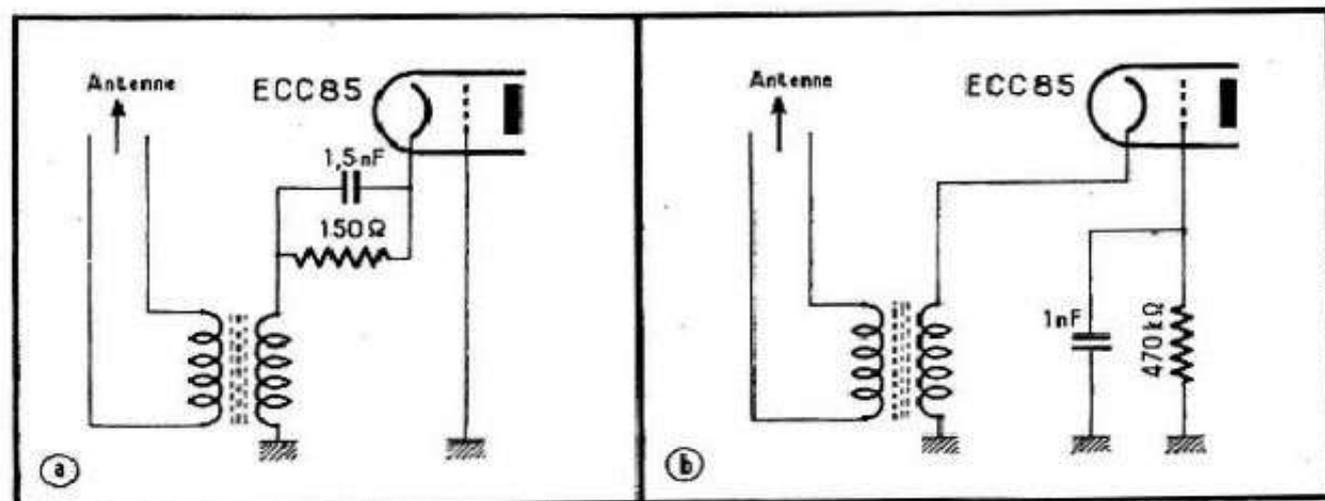


Fig. 365. — Deux façons de réaliser l'attaque du tube d'entrée par la cathode.

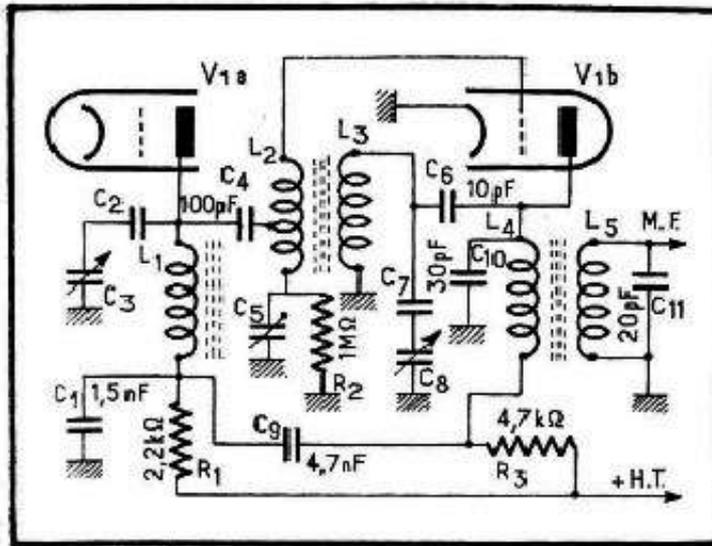
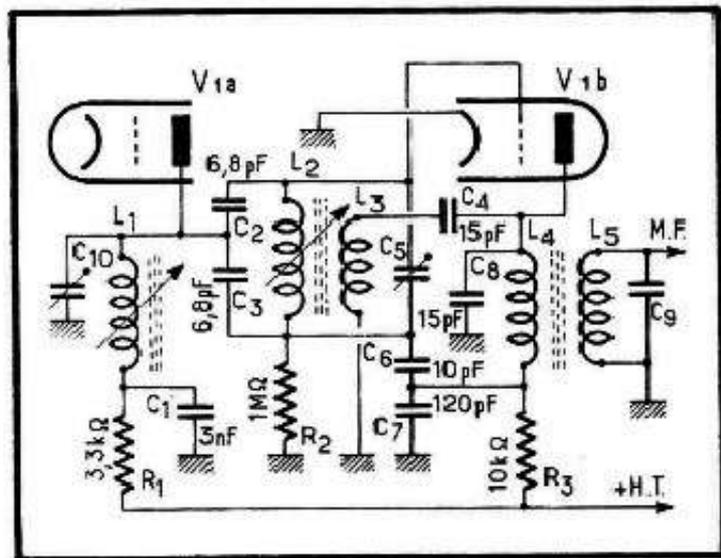


Fig. 366. — Schéma d'un bloc FM où l'accord se fait par variation de capacité.

Fig. 367. — Schéma d'un bloc FM où l'accord se fait par variation de self-induction.



Lorsqu'il s'agit de blocs comportant un seul tube, le plus souvent une double triode ECC85, mais parfois une triode-penthode telle que ECF80, l'amplificateur H.F. est constitué par une triode montée soit suivant le schéma de la figure 364 (ou 363), soit suivant celui de la figure 365, c'est-à-dire à entrée par la cathode.

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, comme nous le verrons plus loin, 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 montage adopté pour l'oscillateur local dépend 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. 366). Dans ce cas, le circuit d'anode de l'amplificateur H.F. ($L_1 - C_2 - C_3$) 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 aux bornes de 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 366, les bras du pont se composent des deux moitiés de la bobine L_2 , de la capacité d'entrée C_6 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 $C_6 = C_5$.

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_5 ajustable, de façon à pouvoir régler l'équilibre au mieux.

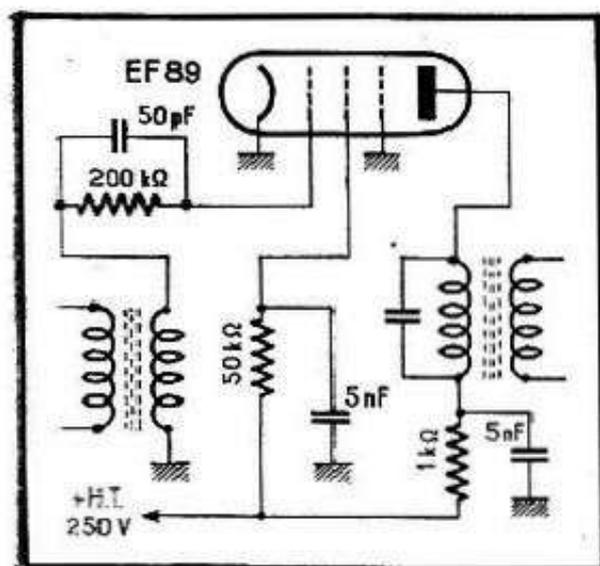


Fig. 366. — Schéma classique d'un étage limiteur.

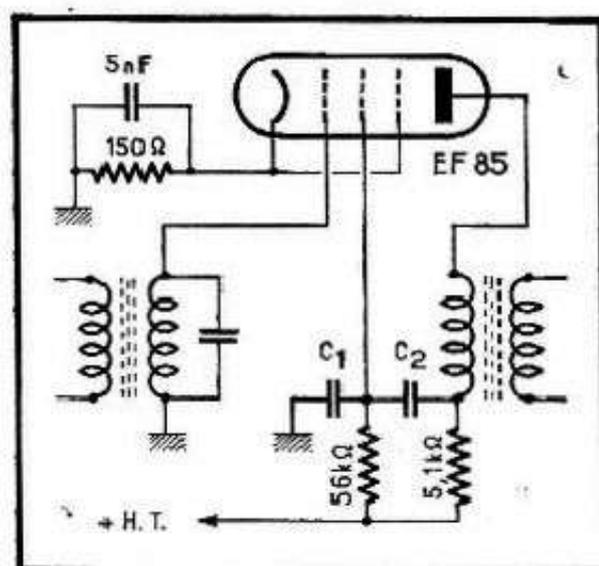


Fig. 369. — Schéma d'un étage P.F. neutrodyne.

Le schéma de la figure 366 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_9 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

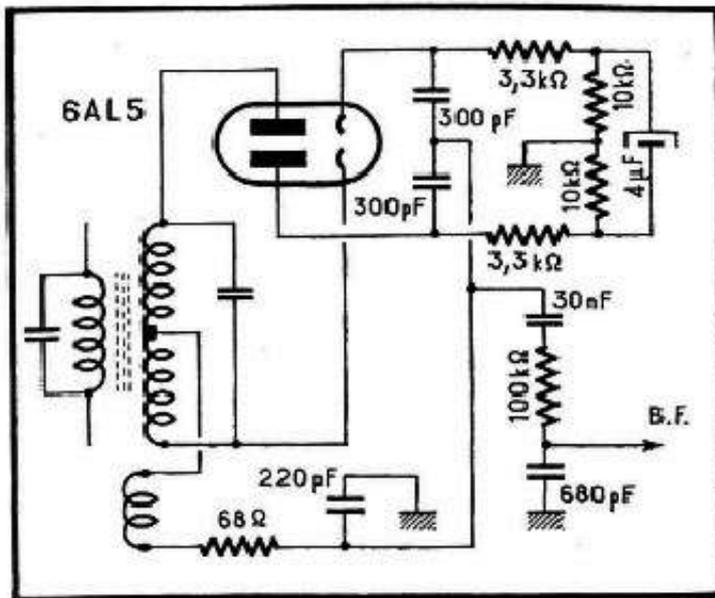
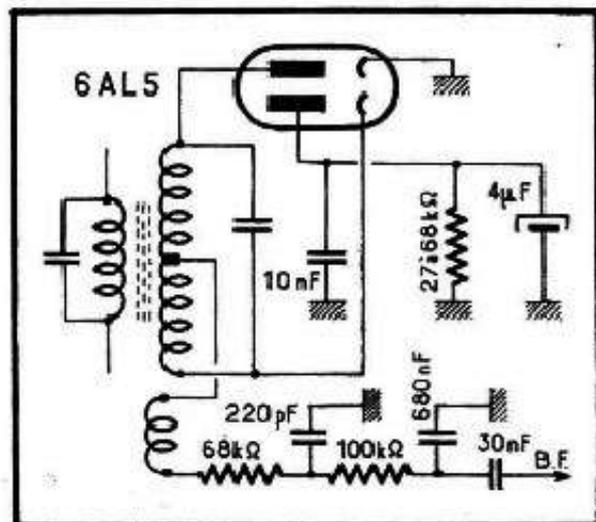


Fig. 370. — Schéma d'un détecteur de rapport symétrique.

Fig. 371. — Schéma d'un détecteur de rapport asymétrique.



peu la réaction négative à compenser (« surcompensation »). On y arrive en diminuant la valeur de C_1 .

Lorsque l'élément de sortie du bloc FM est constitué par une pentode (utilisation d'une ECF80, par exemple), la compensation M.F. devient inutile puisque la capacité anode-grille du tube est alors très faible.

Amplificateur M.F.

Lorsque l'accord doit s'effectuer par variation de la self-induction des bobines, le schéma adopté s'inspire le plus souvent de celui de la figure 367.

Un amplificateur M.F. pour la modulation de fréquence présente deux particularités par rapport à ce que nous avons l'habitude de voir dans un récepteur normal pour AM : étages dits limiteurs et système de neutrodynage.

Sans entrer dans les détails, disons qu'un étage limiteur est destiné à empêcher toute trace de modulation d'amplitude d'atteindre le détecteur et qu'il est constitué, très souvent, par un montage dérivé de celui de la détection dite « par la grille » (fig. 368). C'est, en somme, un écrêteur à double effet : par le « haut » et par le « bas ».

Un étage limiteur est toujours placé juste avant la détection, mais il est nécessaire de noter que bien souvent on le supprime, surtout lorsque le détecteur est du type dit

« de rapport ». On recommande généralement d'utiliser, pour cette fonction, des pentodes à pente élevée et fixe, et à faible recul de grille.

En ce qui concerne le neutrodynage d'un étage M.F., le schéma de la figure 369 nous en montre la structure. Ce montage, destiné à compenser l'influence nuisible de la capacité grille-anode, consiste ici à créer un pont capacitif équilibré où interviennent

La capacité C_s de sortie totale de la lampe, soit 10 pF environ ;

La capacité grille G_1 - grille G_2 (C_{ge}), environ 2 à 3 pF ;

La capacité anode-grille G_1 (C_{ag}), environ 0,007 pF ;

La capacité matérielle placée entre l'écran et la masse (C_1 sur le schéma) ;

La capacité matérielle placée entre le circuit d'anode et l'écran (C_2 sur le schéma).

On admet que l'équilibre nécessaire est réalisé lorsque la somme $C_1 + C_2$ est égale au rapport $C_s \cdot C_{ge} / C_{ag}$, ce qui nous donne

$$C_1 + C_2 = 4300 \text{ pF environ.}$$

On adopte, par exemple, $C_1 = C_2 = 2,2 \text{ nF}$. Une mise au point plus soignée demande l'examen de la courbe de réponse à l'oscilloscope.

Détecteur de rapport

C'est le détecteur que l'on trouve sur presque tous les récepteurs FM vendus actuellement, avec cependant deux variantes : le détecteur symétrique (fig. 370) et le détecteur asymétrique (fig. 371). Il est bien évident que le même montage peut être réalisé avec des diodes au germanium.

TABLE DES MATIÈRES

CHAPITRE I. — Détection d'une onde H.F. modulée.	7
Détection. — Ce que reçoit un détecteur. — Comment fonctionne un détecteur diode. — Le taux de modulation et son influence.	
CHAPITRE II. — Différents aspects d'un détecteur diode.	15
Comment réagit un détecteur diode aux différents taux de modulation. — Comment brancher le potentiomètre de puissance. — Le filtre H.F. — Branchement de l'antifading. — Branchement de l'indicateur cathodique. — Anomalies apparentes. — Amortissement du secondaire. — Lampes utilisées. — Conseils pratiques. Précautions à prendre. — Détecteurs diodes « ersatz ».	
CHAPITRE III. — Détection par lampes combinées. Détection grille.	25
Détection par EBLI-CBL6. — Détection grille. — Particularités de la détection grille.	
CHAPITRE IV. — Détection plaque et détection « Sylvania ». Délectrices à réaction.	35
Détection « plaque ». — Particularités de la détection « plaque ». — Détection dite « Sylvania ». — Particularités de la détection « Sylvania ». — Quelques idées. — Délectrices à réaction. — La réaction dans les superhétérodynes.	
CHAPITRE V. — Pick-ups. Branchement. Commutation. Principe. Dépannage. ..	47
Branchement et commutation de la prise P.U. — Réalisation pratique. Précautions à prendre. — Pick-ups. — Pannes des pick-ups.	
CHAPITRE VI. — Logarithmes. Décibels. Tracé des courbes à échelles graduées en décibels	57
Quelques mots sur les logarithmes. — Echelle linéaire et logarithmique. — Echelles en décibels. — Erreurs à ne pas commettre. — Evaluation des puissances en décibels.	
CHAPITRE VII. — Evaluation en décibels du gain, de l'affaiblissement et de la contre-réaction.	67
Rapports des tensions, des intensités et des puissances en décibels. — Evaluation du gain en décibels d'un ensemble. — Contre-réaction ou correction de tonalité = décibels négatifs. — Evaluation du gain en décibels d'un ensemble. — Utilisation d'une ECL80.	
CHAPITRE VIII. — Mesure des décibels.	81

CHAPITRE IX. — Disques. Enregistrement. Pick-ups. Leurs courbes de réponse et leur adaptation.	88
En quoi consiste le problème ? — Le disque. — Disques de fréquences. — La courbe de reproduction. — Le pick-up. — Les aiguilles.	
CHAPITRE X. — Comment apprécier rapidement le gain, en tension ou en décibels d'un amplificateur B.F.	99
Ce que donne la partie B.F. d'un récepteur. — Etage préamplificateur. — Etage final simple. — Etage final push-pull. — Tension d'entrée minimum d'un amplificateur. — Niveau d'entrée minimum d'un amplificateur.	
CHAPITRE XI. — Adaptation d'un pick-up à un amplificateur. Correction de la courbe de réponse d'un pick-up. Exemples pratiques	110
Tension et niveau d'entrée minimum de quelques amplificateurs courants. — Tension et niveau de sortie d'un pick-up. — Quelques exemples. — Elimination du bruit d'aiguille.	
CHAPITRE XII. — Notions sur les circuits H.F.	120
Dans le domaine de la H.F. — Terminologie et notation. — Fréquences utilisées en radiodiffusion. — Circuit oscillant. — Coefficient de self-induction L. — Capacité C. — Fréquence.	
CHAPITRE XIII. — Sélectivité — Couplage par induction. — Couplage par capacité.	130
Formule de Thomson. — Sélectivité d'un circuit oscillant. — Couplage des circuits. — Couplage par self-induction. — Particularités des circuits couplés par induction. — Couplage par capacité.	
CHAPITRE XIV. — Couplages mixtes. — Condensateurs fixes, ajustables et variables.	140
Couplage par induction et par capacité « en tête ». — Couplage par induction et par capacité à la base. — Couplage par capacité en tête et par capacité à la base. — Condensateurs utilisés dans les circuits H.F. — Condensateurs fixes dans les circuits H.F. — Condensateurs ajustables dans les circuits H.F. — Condensateurs variables.	
CHAPITRE XV. — Mesure des faibles capacités, des inductances et des impédances à la résonance.	150
Adaptation d'un générateur H.F. à la mesure des faibles capacités, des inductances et impédances.	
CHAPITRE XVI. — Mesures combinées de capacités, de self-inductions, de fréquences de résonance et de capacités réparties.	163
Un appareil pour la mesure des capacités, self-inductions et fréquences de résonance.	
CHAPITRE XVII. — Différents types de liaison en H.F. et M. F.	173
Amplificateurs H.F. et M.F. — Amplificateurs à fréquence variable. — Bobines de correction.	
CHAPITRE XVIII. — Gain et stabilité d'un amplificateur H.F. solutions pratiques.	186
Gain d'un amplificateur H.F. — Impédance de charge réelle d'une amplificatrice H.F. — Amplificatrices H.F. pour fréquences élevées. — Stabilité d'un amplificateur H.F. et lampes employées.	

- CHAPITRE XIX. — **Comment régler le gain d'un amplificateur H.F., solutions pratiques, schémas industriels**..... 193
 Comment régler le gain d'un étage H.F. — Amplification H.F. dans la pratique
- CHAPITRE XX. — **Amplification M.F.**..... 204
 Constitution générale. — Caractéristiques des circuits M.F. — Gain. — Couplage. — Facteurs pouvant influencer le couplage. — Transformateurs M.F. pour détection. — Désaccord du primaire et du secondaire. — Sélectivité variable.
- CHAPITRE XXI. — **Changement de fréquence. — Interférences. — Sifflements. — Fréquences images**..... 216
 Généralités. — Deuxième battement et ses méfaits. — Deuxième battement (fréquence-image) en O.C. — Fréquence-image P.O., reçue en G.O. — Réception sur harmoniques. — Brouillages par harmoniques voisins de la M.F. — Brouillages par harmoniques de la M.F. — Brouillages par harmoniques de l'oscillateur. — Remèdes.
- CHAPITRE XXII. — **Différents montages. — Changeurs de fréquence**..... 233
 Montages utilisés hier et aujourd'hui. — Changement de fréquence par penthode. — Lampes utilisées, dépannage, remplacement. — Changement de fréquence par hexode. — Dépannage, remplacement. — Changement de fréquence par heptode. — Changement de fréquence par octode. — Dépannage, remplacement. — Changement de fréquence par triode-penthode. — Changement de fréquence par triode-hexode. — Changement de fréquence par triode-heptode. — Changement de fréquence par deux lampes. — Changement de fréquence par penthode et triode. — Changement de fréquence par heptode spéciale et triode. — Changement de fréquence par heptode normale et triode.
- CHAPITRE XXIII. — **Les systèmes antifading. — Régulation automatique de sensibilité simple, retardée ou amplifiée**..... 251
 De la commande manuelle de sensibilité à la commande automatique. — Quelques mots sur la terminologie. — Réalisation pratique de la C.A.V. — Cas de plusieurs lampes commandées par la C.A.V.
- CHAPITRE XXIV. — **Influence du courant résiduel d'une diode et du courant grille. — Différents montages de C.A.V. simple**..... 258
 Caractéristiques réelles d'un circuit C.A.V. — Courant résiduel d'une diode. — Courant grille d'une lampe. — Isolement et fuites. — Différents schémas de C.A.V. simple.
- CHAPITRE XXV. — **Les systèmes de C.A.V. retardée**..... 267
 Différents schémas de C.A.V. retardée. — C.A.V. appliquée à la préamplificatrice B.F.
- CHAPITRE XXVI. — **Pannes de la partie H.F. d'un récepteur**..... 276
 Lampes. — Résistances.
- CHAPITRE XXVII. — **Les différents étages d'un récepteur pour modulation de fréquence**..... 285
 Structure générale d'un récepteur FM. — Blocs FM. — Circuit d'entrée. — Amplification H.F. — Changement de fréquence. — Amplificateur M.F. — Détecteur de rapport.

- AIDE-MEMOIRE DU RADIANTECHNICIEN**, par W. SOROKINE. — Tableaux, formules et calculs des pièces détachées radio et des tubes.
204 pages, format 16 × 24 12,00 NF
- APPAREILS A TRANSISTORS**, par H. SCHREIBER. — Réalisation de récepteurs, amplificateurs, etc. 80 pages, format 16 × 24 4,80 NF
- BASES DU DEPANNAGE**, par W. SOROKINE. — Tout ce qu'un dépanneur doit savoir sur l'alimentation et l'amplification B. F.
Tome I : 328 pages, format 16 × 24 10,80 NF
- CIRCUITS ELECTRONIQUES**, par J.-P. CEMICHEN. — La solution de tous les problèmes électroniques. Etude des signaux : production, transformation, mesure et utilisation. 256 pages, format 16 × 24 13,50 NF
- FORMULAIRE DE LA RADIO**, par W. SOROKINE. — Un ouvrage à avoir toujours sous la main. 96 pages, format 13 × 22 4,50 NF
- LABORATOIRE MODERNE RADIO**, par F. HAAS. — Tout ce qui concerne le laboratoire : sources de tension, instruments de mesure, voltmètres électroniques, oscillographe cathodique, étalons d'impédance, etc...
200 pages, format 13 × 21 10,80 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
- L'OSCILLOGRAPHE AU TRAVAIL**, par F. HAAS. — Méthodes de mesures et interprétation de 252 oscillogrammes originaux relevés par l'auteur.
252 pages, format 13 × 21 7,50 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
- 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. 164 pages, format 13 × 22 7,50 NF
- RADIO-TRANSISTORS**, par H. SCHREIBER. — L'équivalent de « Radio-Tubes » pour les transistors. 112 pages, format 13 × 22 9,00 NF
- REPRODUCTION SONORE A HAUTE FIDELITE**, par G.-A. BRIGGS. — Tous les secrets de la réussite en basse fréquence dévoilés par le grand spécialiste anglais. 368 pages, format 16 × 24 18,00 NF
- SCHEMATHEQUE**, par W. SOROKINE. — Chacun des ouvrages donne, à l'usage des dépanneurs, les schémas avec valeurs des récepteurs commerciaux de l'année correspondante.
Schémathèque 59 (64 p. 21 × 27) 9,00 NF
Schémathèque 60 (64 p. 21 × 27) 9,60 NF
Schémathèque 61 (64 p. 21 × 27) 10,80 NF
- TECHNIQUE DE LA TELEVISION**, par A.-V.-J. MARTIN.
Tome I : Les récepteurs son et image (368 pages 16 × 24).. 15,00 NF
Tome II : Alimentations et Bases de temps (358 pages 16 × 24) 19,50 NF
- TECHNIQUE DE LA MODULATION DE FREQUENCE**, par H. SCHREIBER. — Principes de la F.M. Analyse des divers montages. Récepteurs F.M. et combinés A.M./F.M. Antennes spéciales. 176 pages, format 16 × 24. 9,00 NF
- TECHNIQUE DES TRANSISTORS**, par H. SCHREIBER. — Propriétés, fonctionnement, technologie, contrôle, mesures et utilisation des transistors à jonction.
236 pages, format 16 × 25 12,00 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 9,00 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) 15,00 NF
Tome II : Mise au point et dépannage (312 p. 16 × 24) 18,00 NF
Tome III : Equipement et Mesure (344 p. 16 × 24) plus tableau mural dépannage 21,00 NF
- LE TRANSISTOR ?... MAIS C'EST TRES SIMPLE !** par E. AISBERG. — Le meilleur ouvrage d'initiation aux transistors, écrit par l'auteur de « La Radio ?... Mais c'est très simple ! 148 pages, format 18 × 23.. 12,00 NF

MAJORATION DE 10 % POUR FRAIS D'ENVOI