

$R_2 = 500.000 \Omega$, $R_4 = 2.000 \Omega$, $R_5 = 2.000 \Omega$, $R_6 = 2.000 \Omega$;

$C_1 = 200 \text{ pF mica}$, $C_2 = 5.000 \text{ pF mica}$, $C_3 = C_5 = 5 \text{ pF mica}$, $C_4 = 30 \text{ pF mica}$;

$C_6 = 0,1 \mu\text{F papier}$, $C_7 = 0,1 \mu\text{F papier}$, $C_8 = 0,5 \mu\text{F papier}$.

Pour les bobines, adopter les valeurs approximatives suivantes :

L_1 et L_2 : $0,4 \mu\text{H}$;

L_3 et L_4 : $5 \mu\text{H}$;

L_5 : $120 \mu\text{H}$.

L_1 et L_2 seront montées sur les noyaux à fer, de manière à pouvoir les accorder comme indiqué ci-dessous :

Filtre A : L_1 sur 46 Mc/s ;

Filtre B : L_2 sur 46 Mc/c ;

Filtre C : L_2 sur 50 Mc/s ;

Filtre D : L_2 sur 48 Mc/s .

On pourra réaliser L_1 et L_2 en effectuant un enroulement de 4 à 5 spires de fil 30/100 émaillé (spires jointives) sur un tube de 10 mm de diamètre extérieur. L_3 et L_4 comporteront environ une vingtaine de spires. L_5 sera identique à la bobine d'accord « petites ondes » utilisée dans un récepteur de T.S.F. Ce sera un nid d'abeille de petites dimensions, comme ceux que l'on trouve actuellement dans les blocs accord-oscillateur du commerce.

La courbe de réponse de la partie HF devra être analogue à celle de la figure XVIII-15-4.

La prise sur L_1 se fera à une spire à partir de la base.

L'amplification sera réglée avec P_1 .

Les points 5 et W seront reliés, le premier à la lampe séparatrice, le second à la grille du tube cathodique. Ces parties seront étudiées plus loin.

CHAPITRE V

LES RECEPTEURS A CHANGEMENT DE FREQUENCE

§ 16. — Généralités.

Les récepteurs à changement de fréquence se sont répandus dans la pratique de la radio-réception à tel point que les appareils à amplification directe ne constituent plus, depuis 1934, que des exceptions. Tout poste récepteur ayant quelque prétention à la sélectivité et à la sensibilité est aujourd'hui un changeur de fréquence. La technique de cette méthode de réception domine toute la radio-électricité, et son importance justifie le développement que nous allons lui consacrer.

Nous ne voulons pas rouvrir ici une polémique fameuse sur « l'inventeur » de la méthode. Nous nous contenterons de citer les principaux techniciens qui, de manière plus ou moins nette, ont attaché leur nom à ces dispositifs : Magni (1912), von Arco (1913), Meissner (1914), Laüt (1916), Lucien Lévy (1917), W. Schottky (1918), E. H. Armstrong, qui a vulgarisé la méthode sous une de ses formes aux Etats-Unis (superhétérodyne), Scott Taggart, en Grande-Bretagne, et J. de Mare, en France, qui ont étudié les bigrilles en tant que dispositifs changeurs de fréquence, R. Barhélémy qui dans une controverse célèbre du début de 1926, a poussé très à fond l'étude mathématique des phénomènes de modulation.

Les premiers dispositifs changeurs de fréquence utilisés par les amateurs s'appelèrent *superhétérodynes* ; d'autres dénominations ont été depuis proposées et adoptées, dénominations qui ont servi surtout à caractériser le montage utilisé pour obtenir le changement de fréquence. L'appellation *superhétérodyne* ou son abréviation *superhet* est surtout en faveur aux Etats-Unis et en Grande-Bretagne. En Allemagne, le changeur de fréquence s'appelle « Überlagerungsempfänger ».

§ 17. — Genèse. Définitions. Théorie générale.

L'idée première ⁽¹⁾ qui présida à la genèse des divers dispositifs connus actuellement sous le nom de *changeurs de fréquence* a été de tourner les difficultés d'amplification haute fréquence des ondes comprises entre 200 et 600 mètres — difficultés auxquelles on se heurtait irrémédiablement alors que l'on ne disposait que de triodes comme amplificatrices avant détection — en transformant (en changeant) la fréquence de ces ondes de manière à obtenir des oscillations de fréquence plus basse, dont l'amplification pouvait s'effectuer facilement, dans d'acceptables conditions de rendement, avec les lampes rudimentaires de l'époque.

Plus tard, lorsque les lampes à grilles multiples (tétrodes, pentodes, hexodes) ont permis d'amplifier les ondes courtes, l'intérêt que présentait la méthode s'est conservé en évoluant. Le point capital n'était sans doute plus, en effet, la possibilité d'amplifier une onde *relativement* longue obtenue par « changement » de la fréquence de toutes les ondes recevables, mais l'avantage considérable d'*effectuer l'amplification avant détection sur une oscillation de fréquence fixe, dite moyenne fréquence, ou fréquence intermédiaire, à l'aide d'un amplificateur (dit amplificateur moyenne fréquence) mis au point une fois pour toutes pour cette onde fixe, agissant dans les meilleures conditions d'efficacité (sensibilité, sélectivité, fidélité).*

C'est dans cet énoncé que l'on trouve l'explication de la suprématie actuelle de la réception par changement de fréquence, suprématie qui n'est pas près de le céder à une autre méthode de réception.

(1) Idée que l'on trouve exprimée sans ambiguïté dans les études d'Armstrong.

Le changement de la fréquence peut, en théorie, se traduire aussi bien par une augmentation (diminution de la longueur d'onde, *montages infradynes*) que par une diminution (augmentation de la longueur d'onde, *montages supradynes*). Pratiquement, les premières applications de la méthode s'analysaient uniquement en un abaissement de la fréquence des oscillations reçues.

Avec l'adoption des moyennes fréquences de l'ordre de 472 kc/s, il y'a, à l'heure actuelle, abaissement de la fréquence des oscillations reçues dans le cas des PO et des OC, élévation dans le cas des GO.

Un ensemble changeur de fréquence se compose des parties distinctes suivantes :

- 1° La collection d'ondes A, qui s'effectue soit par cadre, soit par antenne ;
- 2° Une éventuelle amplification haute fréquence B, qui s'effectue avec un étage pentode ;
- 3° Le changeur de fréquence proprement dit (*mixer* des Anglais, *converter* des Américains, *Mischer* des Allemands) C ;
- 4° L'amplification et la détection moyenne fréquence D ;
- 5° L'amplification basse fréquence E, constituée soit d'un étage amplificateur de puissance seul, soit d'un étage amplificateur de tension et d'un étage amplificateur de puissance classe A, ordinaire ou push-pull, soit d'un étage de tension

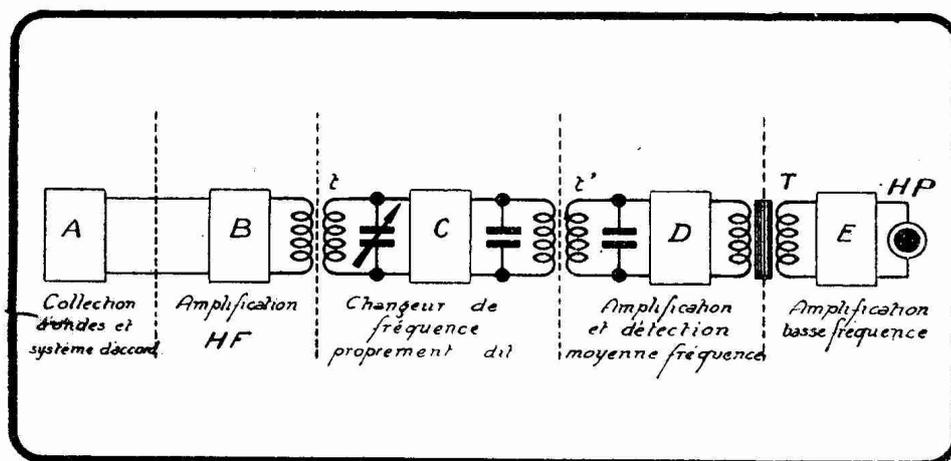


FIG. XVIII-17-1. — Schéma général d'un récepteur à changement de fréquence.

et d'un étage de puissance push-pull classe AB1 ou classe B1, soit encore d'un étage amplificateur de puissance préalable (driver) et d'un étage amplificateur de puissance push-pull classe AB2 ou B2.

Le schéma général est représenté par la figure XVIII-17-1.

La liaison entre le groupe AB — réduit au groupe A lorsqu'il n'y a pas d'amplification HF avant le changement de fréquence — et le changeur de fréquence proprement dit C, s'effectue par un transformateur haute fréquence t à secondaire accordé.

La liaison entre le changeur de fréquence C et l'amplificateur détecteur moyenne fréquence D s'effectue par un transformateur haute fréquence t' accordé sur la moyenne fréquence.

La liaison entre l'étage amplificateur-détecteur D et la partie basse fréquence E s'effectue par transformateur basse fréquence T (comme il est représenté figure XVIII-17-1) ou, plus souvent, par résistance et capacité.

HP est le reproducteur de son, en général un haut-parleur électrodynamique. Le système de liaison de l'amplificateur basse fréquence E et du haut-parleur HP est sous-entendu.

Pratiquement, tous les organes de A à E d'un groupement tel que celui de la figure XVIII-17-1 sont généralement réunis dans un même bloc (châssis) et constituent les parties d'un seul ensemble récepteur.

Dans certains récepteurs américains, la partie E, très importante, est montée sur un châssis séparé comportant l'alimentation (transformateur, valve et filtre).



Nous appelons ondes (ou oscillations) *incidentes*, les émissions à recevoir, c'est-à-dire les émissions captées par le collecteur d'onde. Les ondes ou oscillations *locales* sont les oscillations produites localement pour les besoins du changement de fréquence.

L'effet du changement de fréquence proprement dit, c'est-à-dire l'effet du dispositif C de la figure XVIII-17-1, est, dans tous les cas pratiquement rencontrés, de fournir une fréquence MF, dite *moyenne fréquence* ou *fréquence intermédiaire*, égale à la DIFFÉRENCE entre la fréquence FI des oscillations incidentes (fréquence incidente) et la fréquence FL des oscillations localement produites (fréquence locale). On a donc :

$$(1) \quad MF = FL - FI$$

ou

$$(2) \quad MF = FI - FL$$

suivant que FL est plus grand ou plus petit que FI.

Cette fréquence MF est amplifiée par l'amplificateur moyenne fréquence, puis détectée, et le résultat de la détection est amplifié en basse fréquence avant d'être transmis au haut-parleur.

On se donne la MF une fois pour toutes ; dans le cas de la radiodiffusion, FI varie de 1.500 à 600 kc/s (petites ondes), de 150 à 300 kc/s (grandes ondes), et de 16 à 6 Mc/s (ondes courtes). On fait varier FL par la manœuvre d'un condensateur variable, de manière que l'une des relations (1) ou (2) se trouve satisfaite. *En règle générale, c'est la relation (1) que l'on satisfait (réception par onde locale inférieure) (1).*

L'oscillation MF conserve le caractère de l'onde FI. Si FI est une onde entretenue pure, l'onde de fréquence moyenne MF sera également entretenue, et pour entendre quelque chose, il faut *hétérodyner l'amplificateur moyenne fréquence*. Cet hétérodynage se fait par une hétérodyne spéciale (2).

Si l'on reçoit de la téléphonie, c'est-à-dire une onde entretenue modulée à des fréquences audibles, la fréquence moyenne MF se trouve modulée suivant la même loi, et l'amplificateur moyenne fréquence restitue dans le circuit d'anode de sa détectrice un courant continu modulé exactement comme l'est l'onde incidente. L'amplificateur moyenne fréquence n'a pas besoin, dans ces conditions, d'être hétérodyné. Cependant, une commande de l'accrochage de la détectrice de l'amplification moyenne fréquence peut se montrer utile dans le cas d'un amplificateur moyenne fréquence rudimentaire (un seul étage équipé avec une lampe à faible pente).

Tous les changeurs de fréquence présentent un condensateur variable C_0 , qui agit sur la fréquence des ondes locales, c'est-à-dire sur FL, et un ou plusieurs condensateurs variables C_1 , C_2 , etc., qui permettent de choisir parmi toutes les oscillations incidentes (émissions radiophoniques) celle que l'on désire recevoir à l'instant considéré.

Les condensateurs C_1 et C_2 permettent, en d'autres termes, d'isoler les tensions HF modulées induites dans le collecteur d'ondes par le champ électromagnétique dû au poste émetteur dont on désire écouter l'émission.

C_0 , C_1 , C_2 , etc., sont constitués, dans les changeurs de fréquence modernes à commande unique, par les éléments d'un condensateur variable multiple à éléments identiques. Cette disposition exige une mise au point spéciale des circuits, dite *alignement*, mise au point à laquelle nous consacrerons tous les développements nécessaires dans les pages suivantes.

Le réglage d'un ensemble changeur de fréquence se réduit donc, après alignement, à la manœuvre d'un seul bouton commandant l'axe du condensateur

(1) Sur la gamme ondes courtes, on utilise plutôt la relation (2).

(2) On la désigne sous le nom d'oscillatrice de battement.

multiple. Cette simplicité de manipulation, jointe aux remarquables résultats obtenus, a beaucoup fait pour populariser le changeur de fréquence.

I. — CONSÉQUENCES PHYSIQUES DU MÉCANISME DU CHANGEMENT DE FRÉQUENCE.

Le mécanisme du changement de fréquence tel que nous venons de l'exposer s'accompagne de quelques phénomènes particuliers à ce mode de réception, et qu'il importe de connaître, pour pouvoir en combattre certains effets. Ce sont :

1° *Le double réglage de la fréquence locale :*

Supposons que nous ayons un amplificateur moyenne fréquence (dispositif de la figure XVIII-17-1) accordé sur une fréquence MF que l'on choisit, actuellement, de 472 kc/s. Supposons encore qu'il s'agisse de recevoir une émission de fréquence FI. Le système d'accord et l'éventuel amplificateur haute fréquence (dispositifs A et B de la figure XVIII-17-1) sont réglés sur cette fréquence. *Il y a deux valeurs FL₁ et FL₂ de la fréquence locale qui donnent, par différence avec FI, la moyenne fréquence MF.*

Ces deux valeurs sont telles que l'on ait, d'après (1) et (2),

$$\begin{aligned} (1)' & \quad FL_1 = FI + MF \\ (2)' & \quad FL_2 = FI - MF \end{aligned}$$

FL₁ est l'onde locale inférieure, de fréquence plus élevée que FL₂.

FL₂ est l'onde locale supérieure, de fréquence plus basse que FL₁.

L'écart entre ces deux valeurs de la fréquence de l'onde locale qui produit, en combinaison avec une même fréquence incidente FI, la moyenne fréquence MF, est égal à 2 MF. En retranchant membre à membre (2)' de (1)', on a, en effet :

$$FL_1 - FL_2 = (FI + MF) - (FI - MF) = 2 MF.$$

2° *La fréquence image de la fréquence incidente :*

Supposons que notre fréquence locale ait une valeur FL donnant, en combinaison avec une oscillation incidente (station à recevoir) de fréquence FI₁, la moyenne fréquence MF. On a, en supposant que la relation (1) soit satisfaite :

$$(1)'' \quad FI_1 = FL - MF$$

Mais cette même fréquence FL pourrait satisfaire la relation (2), c'est-à-dire produire la moyenne fréquence en combinaison avec une fréquence incidente FI₂, différente de FI₁, et donnée par la relation :

$$(2)'' \quad FI_2 = FL + MF$$

Ces deux ondes incidentes FI₁ et FI₂ sont écartées l'une de l'autre de 2 MF. FI₂ est la *fréquence image* de FI₁.

Il y a donc, pour une valeur donnée FL de la fréquence locale, deux oscillations incidentes FI₁ et FI₂ qui peuvent, en combinaison avec cette fréquence locale, produire la moyenne fréquence.

Cette circonstance se traduit pratiquement par des brouillages lorsque les circuits qui précèdent le changement de fréquence sont de sélectivité insuffisante (cas de l'accord sur cadre ou de l'accord direct sans amplification haute fréquence).

L'inconvénient est d'autant plus sensible que la moyenne fréquence est de valeur plus faible. Il est donc moins marqué avec MF = 472 kc/s qu'avec MF = 135 kc/s.

Mais le remède est simple. Il consiste à empêcher celle des fréquences FI₁ et FI₂ que l'on ne désire pas entendre, d'atteindre le changeur de fréquence C et, dans ce but, de disposer, entre C et le collecteur d'ondes, des circuits sélecteurs convenablement réglés (accord par présélecteur et amplification HF accordée). Cette séparation des deux stations « images » FI₁ et FI₂ sera évidemment d'autant plus facile que la moyenne fréquence MF sera plus élevée.

3° *L'action des harmoniques de la fréquence locale FL.*

La fréquence locale FL produit des harmoniques et, en particulier, l'harmonique 2. Cette fréquence 2 FL agit à l'égard d'oscillations incidentes présentes aux bornes d'entrées du changeur de fréquence comme une oscillation locale de changement de fréquence, à condition que ces oscillations incidentes aient une fréquence de :

$$2FL - MF$$

ou de :

$$2FL + MF$$

C'est une extension des relations (1)" et (2)".

Donc, un changeur de fréquence produisant une fréquence FL, et attaquant un amplificateur moyenne fréquence réglé sur la fréquence MF, se trouve en état de réceptivité non seulement pour la fréquence incidente :

$$FI_1 = FL - MF$$

mais encore pour la fréquence incidente image de FI_1 :

$$FI_2 = FL + MF$$

ainsi que nous l'avons vu dans 2°, et pour les deux fréquences incidentes :

$$2FL - MF \quad \text{et} \quad 2FL + MF$$

ainsi que nous venons de le montrer.

4° *Intervention des harmoniques de la moyenne fréquence MF.*

Lorsque la moyenne fréquence est inférieure à la plus basse des fréquences incidentes auxquelles s'adresse le système d'accord du récepteur, certains harmoniques de cette moyenne fréquence se trouvent dans les bandes de radio-diffusion.

Ces harmoniques, qui sont rayonnés par la détectrice de l'amplificateur moyenne fréquence, peuvent être d'amplitude suffisante pour venir interférer, dans la partie AB de la figure XVIII-17-1, avec certaines oscillations incidentes de fréquence peu différente de celle de ces harmoniques.

Cette action en retour fâcheuse des harmoniques de la moyenne fréquence sur l'entrée du récepteur est évitée en blindant convenablement l'amplificateur moyenne fréquence et, en particulier, sa détectrice.

5° *Interférence de deux oscillations incidentes dont les fréquences diffèrent de la valeur de la moyenne fréquence :*

Si deux oscillations incidentes ont des fréquences dont la différence est égale à MF, il résulte un trouble dans le fonctionnement de l'appareil (sifflement par battement entre les ondes porteuses). Cet inconvénient est éliminé en disposant une présélection suffisante pour qu'une émission distante de MF de l'émission que l'on désire recevoir soit atténuée dans des proportions telles qu'elle n'ait plus aucune action possible sur le circuit d'entrée du changement de fréquence proprement dit. Nous trouvons ici un autre avantage de la MF élevée.

6° *Réception de l'onde ayant pour fréquence la valeur de la moyenne fréquence :*

Si un changeur de fréquence a une moyenne fréquence de MF, il se trouve en état, par sa partie D de la figure XVIII-17-1, de recevoir directement tout signal ayant une fréquence égale à MF. Ce risque est particulièrement grand avec les moyennes fréquences élevées (par exemple, sur 472 kc/s, le trafic maritime est particulièrement redoutable à ce point de vue pour les auditeurs des régions côtières). On l'élimine en blindant convenablement l'amplificateur moyenne fréquence et en montant dans l'antenne un circuit bouchon accordé sur la MF.

II. — LA RÉCEPTION DES ONDES COURTES PAR CHANGEMENT DE FRÉQUENCE.

Jusqu'ici, nous n'avons considéré que le cas de la réception des ondes incidentes comprises entre 200 et 2.000 mètres (« petites ondes » et « grandes ondes » de la radiodiffusion). La réception par changement de fréquence s'applique également aux ondes courtes.

Les changeurs de fréquence modernes comportent au moins une gamme OC, en général gamme 19-50 mètres (15.780 à 6.000 kc/s) où se trouvent actuellement le plus grand nombre des émissions de radiodiffusion sur OC.

Comment se comporte l'appareil à l'égard de ces OC ?

Supposons que la moyenne fréquence soit de 135 kc/s. En admettant que nous effectuions le changement de fréquence par l'onde inférieure (cas général des récepteurs à commande unique), les deux fréquences extrêmes de la bande nécessaire des fréquences locales sont :

$$15.780 + 135 = 15.915 \text{ kc/s} \quad \text{et} \quad 6.000 + 135 = 6.135 \text{ kc/s}$$

Les ondes correspondantes sont de 18,82 m et de 48,9 m.

Les ondes locales sont, on le voit, très peu différentes des ondes incidentes.

La coexistence dans le système changeur de fréquence proprement dit (dispositif C de la figure XVIII-17-1) de deux circuits ayant des longueurs d'onde d'accord aussi peu différentes *relativement* (la différence n'est que de 0,9 %), se heurte, en pratique, à des difficultés assez grandes (en particulier blocages), difficultés non insurmontables, certes, mais qui ont contribué longtemps, avant la mise au point des heptodes, des octodes et des triodes-hexodes, à compliquer la technique de la réception ondes courtes par changement de fréquence.

Une autre circonstance défavorable de la réception des OC dans les conditions ci-dessus envisagées, est que la fréquence image est relativement près de la fréquence incidente : elle en est, pour MF = 135 kc/s, à $2 \times 135 = 270$ kc/s. Ainsi, lorsque l'on reçoit l'onde de 31 m (9.675 kc/s), la fréquence image est $9.675 + 270 = 9.945$ kc/s, et l'on reçoit la même station sur le réglage de 31 m et sur celui de 30,18 m.

Avec une moyenne fréquence de 472 kc/s, l'onde image de 31 m correspond à la fréquence de

$$9.675 + 2 \times 472 = 10.619 \text{ kc/s.}$$

La différence relative entre les réglages « images » est augmentée et la sélectivité OC améliorée.

La solution à ces deux difficultés consiste à écarter les unes des autres, d'une part, les ondes incidentes et les ondes locales correspondantes, d'autre part les ondes images. Pour arriver à ce résultat, il faut augmenter la valeur de la moyenne fréquence, autrement dit rapprocher cette valeur de celle des ondes incidentes auxquelles on s'intéresse. Bien entendu, il ne faut pas faire sortir cette moyenne fréquence de la bande de fréquences facilement amplifiable par les procédés actuellement connus.

Pour éviter l'inconvénient du voisinage de deux oscillations de longueurs d'onde relativement peu différentes et la difficulté de l'amplification moyenne fréquence réglée sur une fréquence trop élevée, on met en œuvre la technique du *double changement de fréquence*. Cette technique, d'une très grande efficacité, consiste à transformer par un premier changement de fréquence les ondes courtes incidentes en ondes de 750 kc/s (400 mètres) (1) et à faire subir immédiatement à cette onde de 750 kc/s un second changement de fréquence qui la ramène à 472 kc/s, par exemple, fréquence qui est justiciable d'une amplification à haut rendement par les procédés classiques.

Pour mettre en œuvre un double changement de fréquence, il suffit de disposer d'un changeur de fréquence initial prévu pour la gamme 200-2.000 mètres

(1) Une autre onde de conversion intermédiaire peut être utilisée, par exemple 1.800 kc/s (166,5 m). L'important est que cette onde ne soit pas occupée par une station de radiodiffusion ou une station radiotélégraphique. Le choix est, d'ailleurs, assez difficile à l'heure actuelle, du fait de l'abondance des émissions...

et d'un changeur de fréquence proprement dit supplémentaire réglé pour fournir une « moyenne fréquence » de 750 kc/s, par exemple, fréquence sur laquelle on règle l'accord du changeur de fréquence initial. Ce changeur de fréquence supplémentaire sera précédé, bien entendu, d'un système d'accord ondes courtes (Bourne ou filtre de bande conforme à la figure XV-7-7). Ce système et le changeur de fréquence proprement dit qui lui fait suite constituent ce que l'on appelle un *adaptateur* ondes courtes (1). Il permet d'adapter à la réception de la bande 20-50 mètres, un récepteur prévu pour la bande 200-2.000 mètres.

III. — CHOIX DE LA FRÉQUENCE D'ACCORD MF DE L'AMPLIFICATEUR MOYENNE FRÉQUENCE

De ce que nous venons de dire résulte que plus la moyenne fréquence est choisie élevée, *moins*, à sélectivité égale avant changement de fréquence, intervient l'action regrettable de l'oscillation image, surtout sur les OC, mais *plus* se montrent gênants les harmoniques de la moyenne fréquence, et *plus* il est difficile de réaliser un amplificateur moyenne fréquence sélectif et sensible.

On est ainsi amené à un compromis, c'est-à-dire à adopter une moyenne fréquence ni trop basse, ni trop élevée.

En France, après avoir pendant longtemps utilisé 60 et même 50 kc/s à l'époque des amplificateurs moyenne fréquence à triodes (2), on a adopté des valeurs de moyenne fréquence comprises entre 115 et 145 kc/s, puis, depuis 1936, 472 kc/s.

Inconvénient propre à la MF de 472 kc/s sur la gamme GO :

Dans le cas d'un changeur de fréquence muni d'une moyenne fréquence du type 472 kc/s, cette moyenne fréquence se trouve, dans la gamme GO, être supérieure aux fréquences incidentes : le récepteur fonctionne en infradyne pour cette gamme. Aux causes de sifflements et de gêne précédemment énoncées vient s'en ajouter une particulière à cette circonstance et due à la présence, dans le circuit d'entrée, d'oscillations induites par deux émissions dont la somme des fréquences est égale à la moyenne fréquence. Un battement se produit lorsque le récepteur passe sur l'accord d'une station à recevoir. Deux signaux MF sont produits : un signal fixe et un signal dont la fréquence varie lorsque varie le condensateur d'accord du récepteur. Dans le cas d'une moyenne fréquence de 472 kc/s, une interférence de cette nature peut être produite par une station de 250 kc/s et une autre de 222 kc/s, c'est-à-dire par une station de 1.200 mètres de longueur d'onde et une autre de 1.350 mètres. Cette interférence peut être éliminée en soignant la sélectivité du circuit d'accord GO.

REMARQUE. — On a préconisé la moyenne fréquence de 472 kc/s et les moyennes fréquences de ce type pour faciliter la réception des ondes courtes. Mais l'adoption de cette moyenne fréquence est loin de donner au rapport

fréquence locale

fréquence incidente

une valeur correspondant aux conditions de fonctionnement que l'on avait l'habitude de rencontrer dans le bas de la gamme PO, par exemple, avec une MF de 135 kc/s.

Pour une oscillation incidente de 200 mètres de longueur d'onde et pour une moyenne fréquence de 135 kc/s, ce rapport de la fréquence locale à la fréquence incidente est de 1,09 ; si l'on désire maintenir cette différence relative de 9 %, qui constitue, l'expérience le prouve surabondamment, une valeur pratiquement très acceptable, pour les ondes de 15 mètres (20 mégacycles), on est conduit à adopter

une moyenne fréquence de 1.800 kc/s (166,5 mètres). En effet $\frac{20.000 + x}{20.000} = 1,09$

donne $x = 1.800$. L'adoption d'une moyenne fréquence de cette valeur de 1.800 kc/s élimine pratiquement tout couplage entre les « oscillations incidentes » et les « oscillations locales », même aux plus courtes ondes de radiodiffusion actuellement utilisées.

(1) On dit « adaptateur » pour un dispositif utilisant les mêmes sources que le récepteur préexistant et « convertisseur » pour un dispositif présentant des sources d'alimentation propres.

(2) Les premiers superhétérodynes de M. Lucien Lévy utilisaient une moyenne fréquence de 30 kc/s (10.000 mètres).

Aussi préconise-t-on, dans certains milieux, l'emploi de cette valeur de MF pour les récepteurs purement « ondes courtes ».

Pour obtenir, avec une telle moyenne fréquence de 1.800 kc/s, la sélectivité que l'on a coutume d'exiger en PO et GO, il faudrait, revers de la médaille, huit à douze circuits accordés dans l'ampli MF (1); qui doit être *obligatoirement* du type passe-bande, si l'on désire à la fois fidélité et stabilité.

Le problème n'est pas simple.

On en est donc actuellement (1948) à une moyenne fréquence de 472 kc/s. Il y a, on le voit, un certain chemin à parcourir encore avant de parvenir à une moyenne fréquence convenant rigoureusement à la réception des OC. Il est vrai qu'il y a toujours la ressource du double changement de fréquence...

IV. — IMPORTANCE DE LA SÉLECTION AVANT CHANGEMENT DE FRÉQUENCE.

La sélection avant changement de fréquence (confiée aux dispositifs A et B de la figure XVIII-17-1) est nécessaire pour éliminer un certain nombre des interférences que nous venons de signaler, interférences propres au mécanisme même du changement de fréquence.

En pratique, il suffit, pour obtenir une sélectivité suffisante avant changement de fréquence, dans le cas d'une moyenne fréquence de l'ordre de 135 kc/s, de disposer, avant ce changement de fréquence (dispositif C de la figure XVIII-17-1), de *trois* circuits oscillants accordés, par exemple les deux circuits d'un présélecteur à effet de filtre de bande et le circuit d'entrée de la grille d'attaque du dispositif changeur de fréquence proprement dit, le second circuit oscillant du présélecteur et le circuit d'entrée du changeur de fréquence proprement dit étant couplés par une lampe amplificatrice HF à pente variable, afin que la CAV, particulièrement efficace ici, puisse agir sur elle.

Un autre avantage de la préamplification HF est de diminuer le bruit de fond, en attaquant la lampe changeuse de fréquence par des oscillations déjà amplifiées.

§ 18. — L'amplificateur moyenne fréquence.

Le rôle de l'amplificateur moyenne fréquence d'un ensemble récepteur à de fréquence (dispositif D de la figure XVIII-17-1) est d'amplifier dans les meilleures conditions de sensibilité, de sélectivité et de fidélité la fréquence de conversion fournie par le changeur de fréquence proprement dit (dispositif C de la figure XVIII-17-1). L'amplificateur moyenne fréquence est, en somme, un amplificateur haute fréquence réglé une fois pour toutes sur une certaine fréquence.

La détection de cet amplificateur moyenne fréquence s'appelle quelquefois *détection grandes ondes seconde détection*, le nom de *première détection* étant alors réservé au changement de fréquence proprement dit.

L'amplificateur moyenne fréquence a donc, au cours des années qui viennent de s'écouler, suivi une évolution parallèle à celle du récepteur à amplification directe. Cette évolution a même été plus complète en ce sens que, l'amplificateur moyenne fréquence étant, par essence, accordé sur une fréquence fixe, on peut y faire intervenir autant de circuits accordés qu'on le désire et, en particulier, réaliser le couplage entre les étages par des transformateurs à primaire et secondaire accordés, couplés de manière à faire apparaître l'effet de filtre de bande dont nous avons signalé en temps voulu les remarquables propriétés.

En 1921-1922, les amplificateurs moyenne fréquence étaient réglés sur 30 kc/s (10.000 m) et constitués par des triodes couplées par transformateur semi-apériodique à fer, ou encore par résistances-capacité.

En 1923-1924, les amplificateurs moyenne fréquence étaient accordés sur 40 kc/s (7.500 m) et constitués par des triodes couplées, dans les réalisations d'amateurs, par résistances et capacités. La moyenne fréquence était simplement mise en évidence à l'entrée par un transformateur accordé. A noter, pendant cette période, quelques timides tentatives d'amplificateurs moyenne fréquence à résonance (type C119 à deux étages d'amplification).

(1) Autrement dit, 3 à 5 étages amplificateurs MF.

En 1925-1926, la valeur de la moyenne fréquence augmente ; on adopte 50 ou 60 kc/s. La liaison entre les triodes (on ne connaît pas encore les lampes à écran) s'effectue par transformateur à secondaire accordé. Un inverseur permet de passer de l'écoute sur deux lampes moyenne fréquence à l'écoute sur trois et inversement, avec allumage et extinction automatiques de la troisième lampe. La commande de la stabilité était obtenue par un potentiomètre P. On commandait parfois électrostatiquement l'accrochage de la lampe détectrice.

En 1928, nous avons montré, malgré l'incrédulité des techniciens, qu'il était possible de réaliser des amplificateurs moyenne fréquence avec des lampes

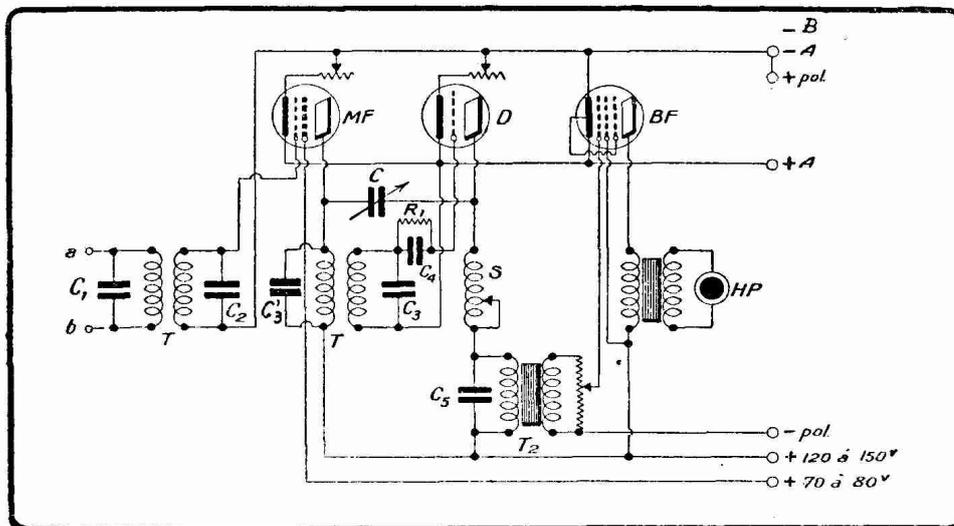


FIG. XVIII-18-1. — Amplificateur moyenne fréquence à un étage équipé avec une lampe à écran. La partie basse fréquence est représentée par une pentode BF. Montage « batteries ».

tétraodes à écran. Ces montages ont sonné le glas de l'utilisation des triodes en moyenne fréquence. La figure XVIII-18-1 donne le schéma d'un amplificateur moyenne fréquence qui fut très populaire en 1928-1929.

En 1930, les lampes à chauffage indirect font leur apparition. Les récepteurs secteur se multiplient et les amplificateurs moyenne fréquence deviennent des ensembles très sensibles, grâce aux fortes pentes des lampes à chauffage indirect. La sélectivité et la fidélité s'améliorent considérablement par la mise en œuvre du couplage par « filtre de bande » et par l'emploi de lampes à écran à pente variable.

Les amplificateurs qui précèdent peuvent tous être équipés avec des transformateurs de liaison T accordés sur 135 kc/s ou sur telle autre fréquence que l'on préfère et, en particulier, sur la MF de 472 kc/s.

Dès leur apparition, les pentodes HF ont permis la réalisation d'amplificateurs moyenne fréquence très sensibles et très puissants.

Ces lampes ont des pentes telles qu'elles peuvent servir à constituer des amplificateurs moyenne fréquence à un seul étage, et cela d'autant mieux que le changeur de fréquence proprement dit est précédé d'une amplification haute fréquence.

Tout ce qui précède ne présente plus qu'un intérêt historique. Actuellement, on utilise comme lampes amplificatrices MF des pentodes (6M7 ou EF9) ; la détection s'obtient par double diode simple ou combinée ; les pentodes en question sont à pente variable, et l'on fait agir la CAV sur leur grille de commande.

Les figures XVIII-18-2 et XVIII-18-3 représentent respectivement un amplificateur moyenne fréquence à un étage et un amplificateur moyenne fréquence à deux étages. Les valeurs indiquées dans les légendes conviennent aux pentodes 6M7 ou EF9 et aux doubles diodes 6H6 et EB4. Pour ne pas encombrer les dessins, nous n'avons pas représenté les filaments, qui sont alimentés en parallèle dans le cas des postes secteur alternatif. On peut envisager des changeurs de

fréquence, donc des amplificateurs moyenne fréquence, destinés à fonctionner indifféremment sur secteur alternatif ou continu ; les filaments sont alors montés en série.

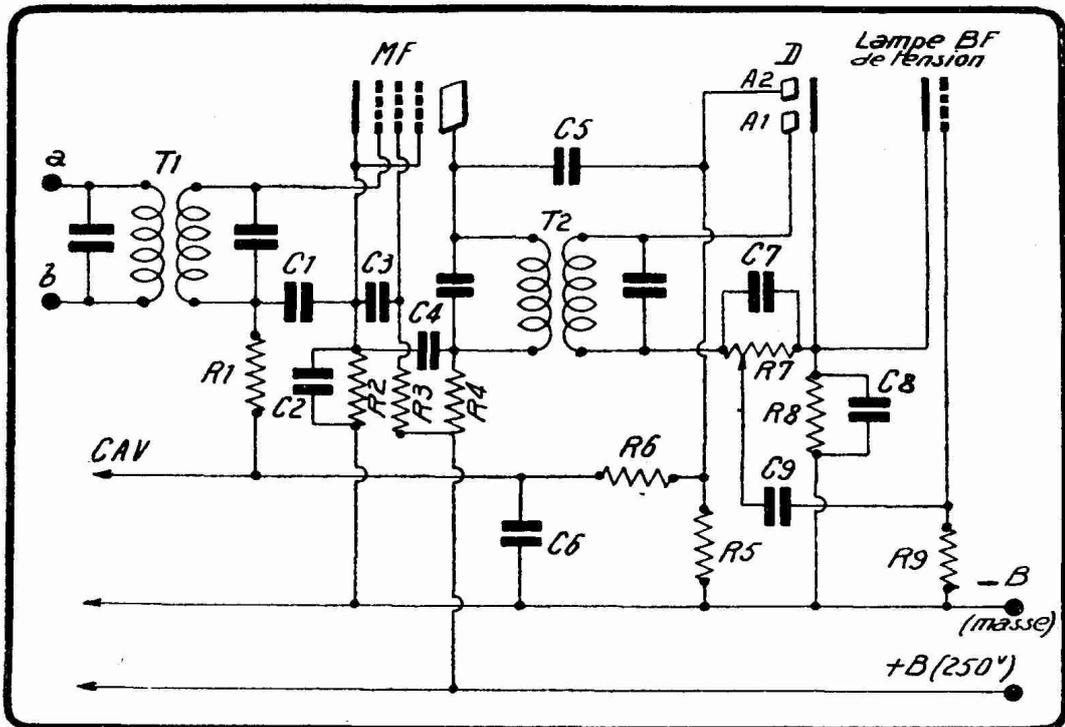


FIG. XVIII-18-2. — Amplificateur moyenne fréquence à un seul étage MF. Tous les découplages de la MF sont faits à la cathode, ce qui présente un intérêt dans le cas de transformateurs T_1 et T_2 à gain élevé (transformateurs à fer pulvérulent). Pour une 6M7 ou EF9, on utilise les valeurs suivantes : $R_1 = 100.000$ ohms, $R_2 = 350$ à 500 ohms, $R_3 = 70.000$ à 90.000 ohms, $R_4 = 2.000$ ohms, $C_1 = 0,05$ μF , $C_2 = 0,1$ μF , $C_3 = 0,1$ μF , $C_4 = 0,1$ μF .

L'amplificateur moyenne fréquence à un seul étage, conforme à la figure XVIII-18-2, est conseillé dans le cas d'une moyenne fréquence de 135 kc/s avec des transformateurs à air et dans le cas d'une moyenne fréquence de 472 kc/s avec des transformateurs T_1 , T_2 à fer pulvérulent à gain élevé.

L'amplificateur moyenne fréquence à deux étages de la figure XVIII-18-3 s'impose dans le cas d'une moyenne fréquence de 472 kc/s avec des transformateurs T_1 , T_2 , T_3 à fer pulvérulent ou à air, lorsque l'on désire une excellente sélectivité.

Lorsque l'on désire recevoir des ondes entretenues pures (cas de la réception de la télégraphie sur ondes courtes d'amateur, par exemple), il faut, nous l'avons vu, hétérodyner la détectrice de l'amplificateur moyenne fréquence (seconde détectrice). Cette dernière méthode est des plus simples et d'une particulière efficacité ; il suffit, pour la mettre en œuvre, d'employer comme seconde détectrice une double diode, ainsi qu'il est représenté figures XVIII-18-2 et XVIII-18-3, et d'appliquer à l'anode de diode A_1 des oscillations variables autour de la valeur de la MF de 1.500 périodes environ, produites par une pentode à pente fixe (6J7, EF6) montée en oscillatrice « electron coupled ». On relie simplement l'anode de cette lampe à A_1 par un condensateur fixe de 5 pF. Cette oscillatrice locale sera soigneusement blindée, de manière à n'agir réellement qu'au point A_1 de l'amplificateur moyenne fréquence.

Dans les réalisations modernes des figures XVIII-18-2 et XVIII-18-3, les transformateurs moyenne fréquence sont constitués par deux circuits oscillants accordés sur la même fréquence, et les bobines de ces circuits sont couplées

assez lâchement, pour que l'ensemble présente un effet de filtre de bande, suivant le mécanisme exposé à propos de la figure XIII-22-2. Les condensateurs d'accord, fixes ou ajustables, sont logés avec les bobines dans le même boîtier.

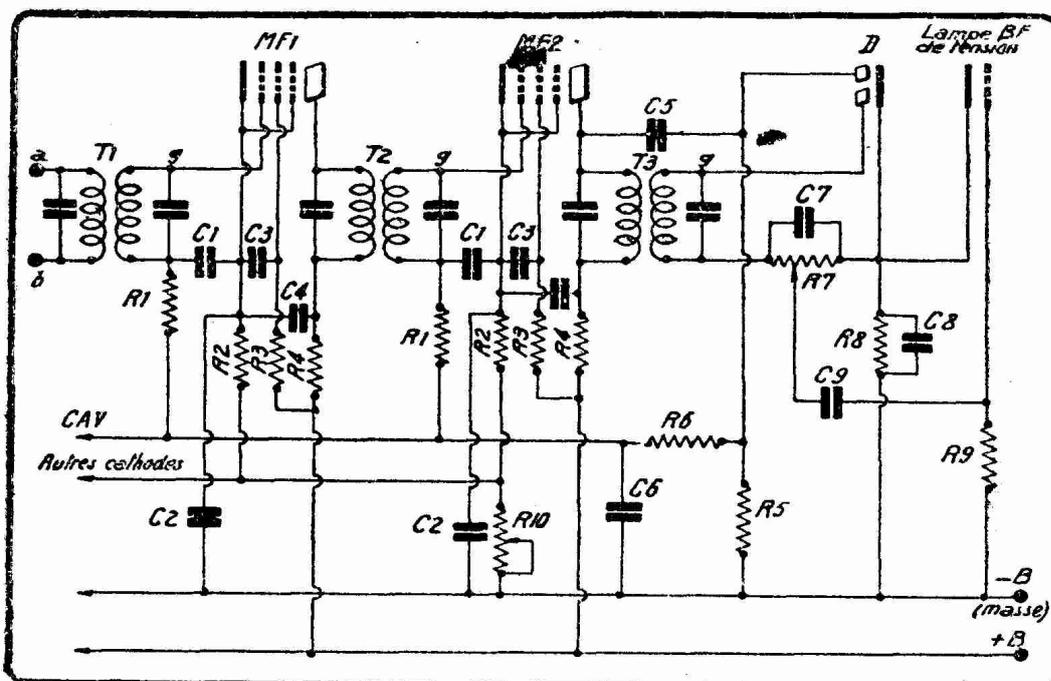


FIG. XVIII-18-3. — Amplificateur moyenne fréquence à deux étages MF1 et MF2. Une commande de sensibilité constituée par une résistance variable R_{10} de 5.000 ohms agit sur la polarisation de départ des lampes MF1 et MF2. Dans le cas de transformateurs à fer pulvérulent utilisés en T_1 , T_2 et T_3 , on peut être amené, pour des raisons de stabilité, à relier les points g non à l'extrémité de chaque secondaire, mais à une prise intermédiaire. On diminue ainsi l'amplification de chaque étage, mais on bénéficie de la sélectivité fournie par le type de transformateur moyenne fréquence utilisé.

Pour des 6K7, EF5, EF9 ou 6M7, on utilise les valeurs suivantes :

$$R_1 = 100.000 \text{ ohms}, R_2 = 100 \text{ à } 250 \text{ ohms}, R_3 = 100.000 \text{ ohms}, \\ R_4 = 2.000 \text{ ohms}, C_1 = 0,05 \mu F, C_2 = 0,1 \mu F, C_3 = 0,1 \mu F, C_4 = 0,1 \mu F.$$

Leur valeur est, en général, assez faible (100 à 200 pF) pour obtenir l'accord

avec un rapport $\frac{L}{C}$ élevé. On n'emploie cependant pas des condensateurs

d'accord trop faibles, afin que les capacités internes des lampes qui sont combinées avec ces transformateurs ne deviennent pas une partie importante de la capacité effectivement placée en parallèle sur les enroulements, et que l'accord de ces enroulements ne soit pas profondément modifié par une variation de ces capacités internes, variations que l'on observe lorsque l'on change les lampes, par exemple.

L'emploi du fil divisé connu sous le nom de fil de litz n'a d'utilité réelle qu'entre 300 et 1.000 kc/s ; il ne s'impose donc que pour la confection des transformateurs moyenne fréquence du type 472 kc/s. Les condensateurs ajustables qui équipent les transformateurs moyenne fréquence à accord fixe sont à diélectrique mica. Les Américains, qui ont été les propagandistes de la moyenne fréquence de l'ordre de 465 kc/s, préconisent, pour l'accord des primaires et secondaires, l'emploi de condensateurs variables à diélectrique air. Ces condensateurs ne s'imposent nullement pour une moyenne fréquence plus basse (1), mais ils équipent certains transformateurs 472 kc/s.

(1) A l'heure actuelle, on utilise fréquemment des transformateurs MF à noyau réglable, agissant sur la self des enroulements.

Les transformateurs moyenne fréquence sont enfermés normalement dans

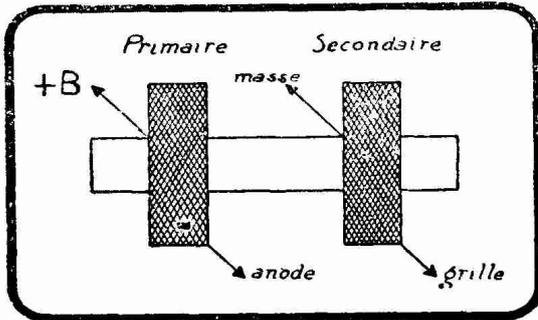


FIG XVIII-18-4

des boîtiers métalliques non magnétiques (cuivre ou aluminium) qui en assurent le blindage. Lorsque les condensateurs qui accordent primaire et secondaire sont réglables, deux trous pratiqués dans ce blindage permettent d'atteindre leur vis de réglage au moment de la mise au point.

Les branchements généralement adoptés sur un transformateur moyenne fréquence du type à nids d'abeilles sont représentés figure XVIII-18-4.

Il existe, conformément à la technique exposée page 363, des transformateurs MF à sélectivité variable obtenus en rendant mécaniquement variable le couplage du primaire et du secondaire. On a ainsi un moyen de faire varier la sélectivité du récepteur en agissant sur la bande passante d'un organe de liaison à accord fixe : le transformateur moyenne fréquence. La bande passante varie en largeur, mais la puissance transmise du primaire au secondaire diminue au fur et à mesure que le couplage est plus lâche : la commande de sélectivité agit donc sur la sélectivité et, en sens inverse, sur la fidélité et la puissance de l'audition.

On a proposé, dans le cas du transformateur MF à fer pulvérulent, un dispositif de sélectivité variable fondé uniquement sur des branchements électriques. La figure XVIII-18-6 donne le schéma d'un transformateur de ce type.

Un commutateur I permet de faire varier le coefficient d'induction mutuelle du primaire et du secondaire en même temps que la self du secondaire. On fait varier, de la sorte, la largeur de la bande passante sans modifier la fréquence d'accord. La sélectivité est large sur la position 3, moyenne sur la position 2, pointue sur la position 1. Cette disposition est adoptée sur certains récepteurs américains modernes.

Dans la plupart des transformateurs MF actuels, l'accord est réalisé au moyen de noyaux de fer se vissant dans le support en matière moulée de chaque nid d'abeilles. Des condensateurs fixes au mica de 140 à 350 pF, suivant les modèles, complètent les circuits primaire et secondaire.

§ 19. — Le changement de fréquence proprement dit.

Aux bornes d'entrée *a* et *b* des amplificateurs moyenne fréquence que nous venons d'examiner, on branche les bornes de sortie du *dispositif changeur de fréquence*, qu'il nous reste à étudier.

I. — GÉNÉRALITÉS

On exprime la sensibilité d'un changeur de fréquence par le nombre de milliampères moyenne fréquence que l'on obtient dans le circuit d'anode dans lequel se trouve inséré le primaire *ab* du transformateur de liaison de l'amplificateur moyenne fréquence, lorsque l'on applique à la grille d'entrée du changeur de fréquence considéré une oscillation incidente de 1 volt. Ce nombre de milliampères moyenne fréquence par volt haute fréquence est appelé par

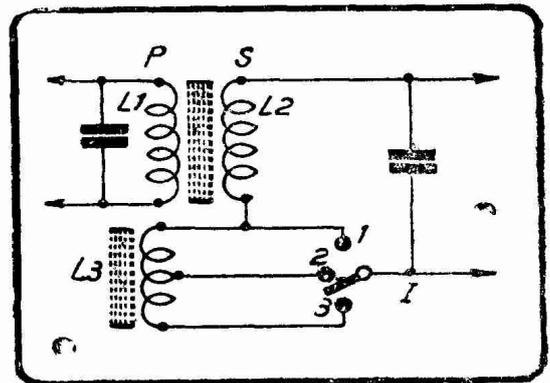


FIG. XVIII-18-5. — Transformateur moyenne fréquence à fer pulvérulent à sélectivité variable en trois bonds.

les Américains *conversion conductance*, et s'exprime en micromhos. En France, ce nombre est appelé *pente de conversion* S_c et s'exprime en mA/V.

En multipliant la pente de conversion S_c par l'impédance Z du circuit d'anode dans lequel est monté a b , on obtient l'amplification effective A du changeur de fréquence proprement dit :

$$A = S_c Z$$

Pratiquement, S_c ne dépasse pas 1 mA/V et, dans beaucoup de cas, est compris entre 0,2 et 0,7 mA/V.

On considère également le coefficient d'amplification de conversion k_c , qui

est égal au rapport $\frac{E_o}{E_i}$, E_o étant la tension de l'oscillation MF et E_i la tension

de l'oscillation incidente à l'entrée du changement de fréquence. k_c varie suivant les montages entre 5 (bigrille) et 3.500 (lampes à forte pente).

II. — CHANGEMENT DE FRÉQUENCE PAR DÉTECTION.

1^o Superhétérodyne classique :

Le dispositif changeur de fréquence employé dans les premiers récepteurs à changement de fréquence comportait essentiellement une lampe détectrice D dans le circuit grille de laquelle on superposait, aux oscillations incidentes, des oscillations locales produites par une lampe hétérodyne H. La lampe D était appelée quelquefois *première détectrice* ou *détectrice petites ondes*, par opposition à la lampe détectrice de l'amplificateur moyenne fréquence, qui prit le nom de *seconde détectrice* ou *détectrice grandes ondes*. L'hétérodyne H était, de même, l'*hétérodyne petites ondes*, par opposition à l'*hétérodyne grandes ondes*, éventuellement combinée à la détectrice de l'amplificateur moyenne fréquence (réception des ondes entretenues pures).

Examinons maintenant, de manière très élémentaire, le mécanisme qui, dans ce montage, produit le changement de fréquence.

Aux bornes de LC, circuit oscillant final du système d'accord, on dispose d'une différence de potentiel dont la fréquence FI est ce que nous avons appelé

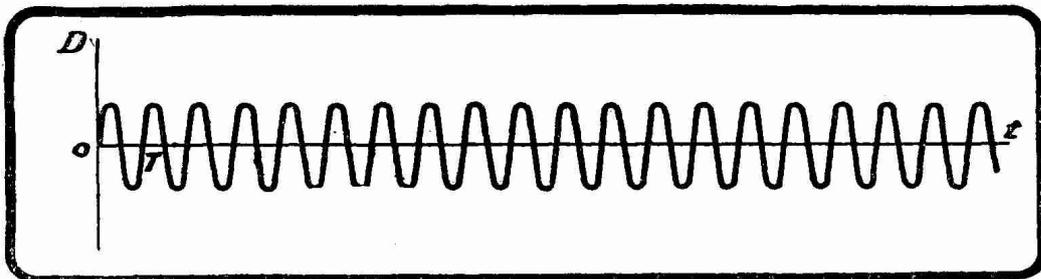


FIG. XVIII-19-1. — Oscillations incidentes.

la fréquence incidente. La figure XVIII-19-1 donne le graphique de cette différence de potentiel alternative. La longueur OT est la période de la différence de potentiel considérée et l'on a :

$$FI = \frac{1}{OT}$$

Nous sommes, par le condensateur C qui shunte L, maîtres de la fréquence des oscillations produites par la lampe hétérodyne H. Soit FL la fréquence de ces oscillations, fréquence que nous avons appelée fréquence locale. La différence de potentiel induite par L' dans une bobine L₁, insérée dans le

circuit grille de D, est représentée par le diagramme de la figure XVIII-19-2 et l'on a :

$$FL = \frac{1}{OT'}$$

Par un mécanisme en tous points semblable à celui que nous avons ren-

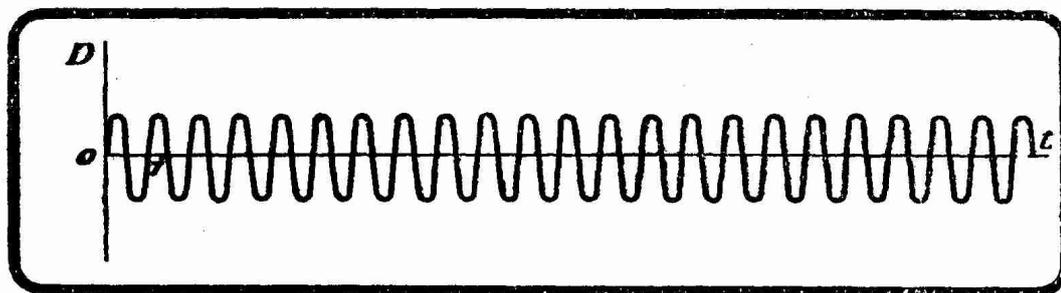


FIG. XVIII-19-2. — Oscillations locales.

contré en acoustique à propos de la figure II-6-2, les deux fréquences FI et FL interfèrent et provoquent, aux bornes du circuit LC, l'apparition de *battements* représentés graphiquement par la figure XVIII-19-3. Ces battements se produisent à une fréquence donnée par l'une des relations :

$$(1) \quad MF = FL - FI$$

$$(2) \quad MF = FI - FL$$

suivant que FL est plus grand ou plus petit que FI.

Nous avons examiné toutes les conséquences pratiques de ces relations dans le paragraphe précédent.

La figure XVIII-19-3 correspond au cas où les amplitudes des oscillations

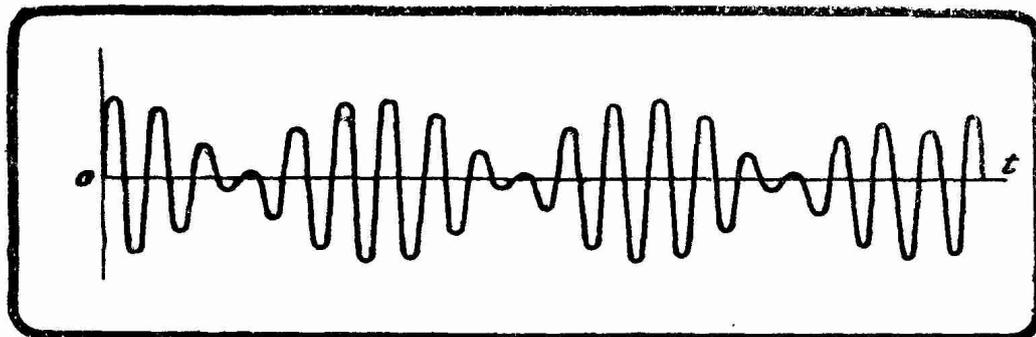


FIG. XVIII-19-3. — Résultat de l'interférence entre les oscillations incidentes et les oscillations locales.

incidentes et locales sont égales. Les deux relations (1) et (2) restent vraies si les amplitudes sont différentes, ce qui est le plus souvent le cas en pratique.

L'interférence entre les ondes incidentes et les ondes locales produit donc des battements, des *trains d'ondes* véritables, qui sont détectés par la lampe D. La détection se fait ici, comme l'a montré P. David en mai 1928, *par l'anode*, et non par la grille. Comme il y a MF de ces trains par seconde, on dispose dans le circuit d'anode d'un courant alternatif à fréquence MF. MF est ce que nous avons appelé tout à l'heure *moyenne fréquence* ou *fréquence intermédiaire*.

Nous pouvons, pour une valeur déterminée de FL, faire prendre à MF toutes les valeurs que nous désirons : il suffit, pour cela, d'agir sur FL par la simple manœuvre du condensateur C'.

Dans une réception ordinaire à l'hétérodyne de télégraphie entretenue, on s'arrangerait pour que MF prenne une valeur voisine de 1.000 périodes à la seconde, ce qui correspond à un son audible.

Au lieu de régler la MF sur une fréquence audible, on peut lui donner une valeur trop élevée (1) pour agir sur un casque. Si nous adoptons, par exemple, 135 kc/s, l'amplificateur amplifiera les oscillations de cette valeur, les détectera et amplifiera éventuellement encore en basse fréquence le courant de sortie de la détectrice grandes ondes.

Parmi toutes les valeurs possibles, nous nous arrêterons à celle qui correspond justement à la fréquence de résonance de l'amplificateur moyenne fréquence. Ce dernier réglage se fait automatiquement, en ce sens que l'on n'entend quelque chose à la sortie de l'amplificateur moyenne fréquence que si FL est tel que FL-FI ou FI-FL est précisément égal à la fréquence de résonance MF de cet amplificateur.

La méthode de changement de fréquence que nous venons d'exposer, la première en date employée par les amateurs, s'appelle quelquefois « changement de fréquence par détection » : il y a production de battements que l'on détecte, et ces battements détectés fournissent la moyenne fréquence.

NOTE. — Pour bien faire saisir le mécanisme arithmétique du changement de fréquence, donnons quelques exemples en application des relations (1) et (2) et des relations qui en découlent, ainsi que nous l'avons montré dans le paragraphe 18.

Soit un amplificateur moyenne fréquence réglé sur 135 kc/s (2.222 mètres) et supposons qu'il s'agisse de recevoir une onde porteuse de 356 mètres, qui induit aux bornes du circuit LC une différence de potentiel de fréquence 843 kc/s. Comme nous l'avons vu, il y a deux valeurs possibles de la fréquence locale qui, pour une fréquence incidente donnée, produisent par battement la moyenne fréquence MF. Ces deux fréquences locales sont données par les relations (1)' et (2)' de la page 890 :

Pour FI = 843 et MF = 135, on a, d'une part :

$$FL_1 = 843 + 135 = 978 \text{ (307 m)}$$

et, d'autre part :

$$FL_2 = 843 - 135 = 708 \text{ (410 m).}$$

Le circuit d'accord étant réglé sur 356 mètres, pour qu'une oscillation de 2.222 mètres de longueur d'onde (de 135 kc/s de fréquence) prenne naissance aux bornes du transformateur d'entrée de la moyenne fréquence, il faut que le circuit de l'hétérodyne soit réglé sur 307 mètres ou sur 410 mètres.

Considérons maintenant le cas de Droitwich, qui travaille sur 1.500 mètres, c'est-à-dire une station pour laquelle FI = 200 kc/s. On aura :

$$FL_1 = 200 + 135 = 335$$

$$FL_2 = 200 - 135 = 65$$

Les deux valeurs de la fréquence locale qui, par interférence avec la fréquence incidente FI = 200, donnent la fréquence MF = 135, sont de 335 kc/s (895 m) et 65 kc/s (4.600 m).

Pour une onde incidente de 200 mètres (1.500 kc/s), les deux fréquences locales possibles, toujours pour MF = 135 kc/s, sont 1.635 kc/s (183,7 m) et 1.365 kc/s (220 m).

Si l'on désirait pouvoir « battre » aussi bien par l'onde locale inférieure que par l'onde locale supérieure, il faudrait, pour changer la fréquence de la bande incidente classique 200-1.935 mètres, disposer d'une hétérodyne H pouvant osciller sur la bande 183,7 m-15.000 m, en supposant toujours que la moyenne fréquence adoptée soit de 135 kc/s (2.222 m). Pratiquement, il suffit de disposer d'une seule de ces fréquences locales, la plus élevée en général (onde locale inférieure). Cela conduit à ne faire osciller l'hétérodyne qu'entre 183,7 mètres et 1.305 mètres. Dans ces conditions, les ondes comprises entre 200 et 707 mètres (2) pourront être hétérodynées par battement soit avec l'onde locale inférieure, soit avec l'onde locale supérieure ; les ondes comprises entre 707 et 1.935 mètres seront hétérodynées par les seules ondes locales inférieures.

2° Les superhétérodynes avec changement de fréquence par une lampe triode :

Le changeur de fréquence par détection utilisait jadis deux lampes : une détectrice D et une oscillatrice H. On s'est efforcé, par la suite, de faire accomplir la fonction détectrice et la fonction oscillatrice nécessaires à la production de la moyenne fréquence, par une seule et même lampe.

(1) D'où le nom de superhétérodyne donné primitivement au dispositif.

(2) Ces 707 mètres représentent la longueur des ondes incidentes qui admettent comme onde locale supérieure (FL₂) l'onde de 1.035 mètres (290 kc/s), onde locale de longueur la plus élevée fournie, comme l'admet le texte, par l'hétérodyne H. 707 mètres correspondent à 425 kc/s, et l'on a bien 425 - 135 = 290. L'onde locale inférieure (onde FL₁) transformant en ondes de 2.222 mètres l'onde de 707 mètres est, signalons-le à cette occasion, donnée par 425 + 135 = 560 kc/s, c'est-à-dire 536 mètres.

La triode se prête mal à une telle réalisation, bien que l'on ait proposé quelques montages que nous allons rapidement examiner. La solution parfaite du changement de fréquence par un seul tube est très récente : elle date de l'apparition des heptodes (1933) et des octodes (1934).

Les meilleurs dispositifs utilisant une seule et même lampe triode pour le changement de fréquence furent : le *tropadyne*, le *superhétérodyne* et le *montage dit du second harmonique*. Nous ne les citons ici que pour mémoire, car ils sont abandonnés depuis de nombreuses années.

III. — CHANGEMENT DE FRÉQUENCE PAR MODULATION

Dans les changeurs de fréquence par modulation, il y a modulation d'une des deux fréquences FL et FI par l'autre. C'est surtout cette méthode de changement de fréquence que l'on s'efforce de mettre en œuvre dans les changeurs de fréquence modernes.

Nous avons vu que la modulation d'une oscillation électrique par une autre de fréquence différente fait apparaître, par produit de sinus, deux oscillations supplémentaires dont les fréquences sont égales à la somme et à la différence des fréquences primitivement en présence. On met en œuvre, dans les changeurs de fréquence par modulation, un phénomène absolument du même ordre, et le rôle du primaire du transformateur d'entrée de l'amplificateur moyenne fréquence est de *choisir*, parmi ces deux oscillations supplémentaires, l'oscillation dite de différence (FI-FL ou FL-FI), du fait de sa résonance sur la fréquence de cette oscillation.

Si le mécanisme physique du changement de fréquence par modulation est différent de celui que l'on rencontre dans le changement de fréquence par détection (dans le premier cas, il y a produit d'oscillations, dans le second, addition), le résultat arithmétique auquel on parvient s'exprime, dans l'une et l'autre circonstances, par les deux relations (1) et (2) de la page 889. Les développements que nous avons donnés à propos de ces relations sont donc valables pour tout système de changement de fréquence.

Énumérons seulement quelques anciens changeurs de fréquence par modulation : le *montage à modulation d'anode*, l'*ultradyn* de Lacault, l'*ultramodulateur*, le *radiomodulateur bigrille* (qui eut une popularité inouïe en France de 1925 à 1930, et dont la figure XVIII-19-4 donne le schéma de principe réalisé avec un tube à chauffage indirect), le *strobodine*, etc...

LES MONTAGES MODERNES :

Les changeurs de fréquence modernes (1) se partagent en deux classes : les dispositifs à deux lampes et les dispositifs à une lampe.

Avant de passer ces divers montages en revue, donnons d'abord quelques renseignements sur les problèmes qui dominent le changement de fréquence dans les récepteurs modernes.

Lorsqu'il ne s'agissait que de réaliser des récepteurs destinés aux ondes comprises entre 200 et 550 mètres (petites ondes) et entre 700 et 2 000 mètres (grandes ondes), le problème du changement de fréquence ou, pour employer la terminologie en faveur aux Etats-Unis, le problème de la conversion, ne soulevait pas de difficultés bien considérables. Où les choses commencèrent à se compliquer, c'est lorsque survint la vogue des récepteurs « toutes ondes », dans lesquels la simplicité exige que le même dispositif de conversion soit utilisé aussi bien pour les ondes de 1.500 mètres que pour celles de 15 mètres et moins.

Voici, d'après les « normes » de la RCA, telles que les a enregistrées l'IRE, quelques-unes des qualités que l'on exige d'un dispositif convertisseur destiné à l'équipement d'un superhétérodyne toutes ondes :

1° La lampe ou la partie de lampe créant les oscillations locales, doit avoir une pente suffisamment élevée pour que l'amplitude desdites oscillations ait la valeur convenable sans complication exagérée ;

(1) Dans ces dispositifs, on s'efforce, à quelques peu nombreuses exceptions près, de réaliser le changement de fréquence par modulation, méthode qui donne une pente de conversion plus élevée que le changement de fréquence par détection.

2° La réaction entre les circuits définissant les « oscillations incidentes » et les circuits créant les « oscillations locales », doit être réduite au minimum;

3° Les oscillations locales doivent présenter un haut degré de stabilité; autrement dit, il ne doit pas se produire ce que l'on appelle le *glissement de fréquence*;

4° La sélectivité dans toutes les gammes d'ondes doit être aussi bonne que celle que l'on exige en PO, par exemple;

5° Le coefficient d'amplification de conversion doit être élevé et le même dans toutes les gammes;

6° Le passage d'une gamme à l'autre doit se faire avec un minimum de commutation;

7° La ou les lampes de l'étage de conversion ne doivent pas introduire de bruits parasites.

Toutes ces conditions, sauf la condition 4, dans laquelle intervient également le choix de la moyenne fréquence, dépendent uniquement de l'étage convertisseur. La plupart sont plus spécialement difficiles à réaliser lorsque l'on reçoit des ondes courtes.

Avant d'entrer dans le détail des divers montages convertisseurs modernes susceptibles de nous intéresser, examinons une question qui domine toute la technique du changement de fréquence: les effets du couplage « oscillations locales » → « oscillations incidentes ».

L'action de l'« oscillation locale » sur une lampe convertisseuse se traduit par l'apparition, dans le courant cathode-anode de cette lampe, d'une composante alternative susceptible d'être modulée par les « oscillations incidentes ». Le résultat de la modulation est, on le sait, la moyenne fréquence. Cela s'obtient en appliquant une différence de potentiel alternative à la fréquence locale sur toute électrode de la lampe dont le potentiel a une action sur le courant plaque. Si l'on applique simultanément des tensions de cette fréquence locale sur diverses électrodes, l'effet produit sera la résultante des différentes actions des électrodes, *actions qui peuvent s'ajouter ou se retrancher*.

Si un couplage existe entre le circuit « oscillations locales » et le circuit « oscillations incidentes », couplage qui peut être *capacitif* ou dû à ce que l'on appelle la *charge d'espace*, il apparaît aux bornes du circuit « oscillations incidentes » une tension qui a la fréquence des « oscillations locales ».

Tout se passe alors comme si la fréquence locale se trouvait appliquée sur deux électrodes de la lampe à la fois. Les différences de phase entre ces deux tensions ou entre les conséquences de ces tensions, peuvent soit augmenter, soit diminuer la composante alternative à la fréquence locale du courant cathode-anode de la lampe, composante qui, nous l'avons dit, est destinée à être modulée par les « oscillations incidentes ».

Lorsque les oscillations locales couplées et les oscillations incidentes se trouvent en phase sur la grille de commande, l'amplitude totale résultante peut être trop élevée pour la polarisation grille de commande choisie. On est alors obligé, pour éviter le courant grille (grille positive), d'augmenter cette polarisation négative en valeur absolue, ce qui diminue la sensibilité de la conversion.

Lorsque les oscillations en présence sur la grille de commande ne sont pas en phase, il en résulte une diminution notable de l'amplification de conversion, donc de la sensibilité.

Nous avons employé, à l'instant, les expressions « couplage capacitif » et « couplage par charge d'espace ». Le couplage capacitif ne demande aucun commentaire: il se produit lorsque deux électrodes présentent entre elles une capacité non négligeable. Le couplage par charge d'espace exige quelques précisions.

Si des électrons se trouvent dans un espace filament (ou cathode) — anode et ne sont pas tous absorbés, neutralisés par l'anode, autrement dit si la saturation n'est pas atteinte, ils créent, dans cet espace, une charge négative que l'on

appelle *charge d'espace*, et qui vient compliquer le fonctionnement de la lampe. Les *variations* de cette charge d'espace jouent, dans les lampes convertisseuses, un rôle considérable.

Le déplacement d'une charge électrique dans le voisinage d'un conducteur provoque l'apparition d'un courant dans ce conducteur. C'est un principe élémentaire de physique. Dans une lampe de T.S.F., une modification du nombre des électrons au voisinage d'une grille, autrement dit une modification de la charge d'espace, s'accompagne d'un courant à travers tout circuit branché sur cette grille, *même si la grille est polarisée de telle manière qu'elle ne puisse être atteinte par les électrons*. Le courant ainsi produit est un courant dit de *déplacement*, proportionnel à la vitesse de variation du champ électrique dans lequel se trouve la grille.

Dans une lampe convertisseuse, si la charge d'espace dans le voisinage de la grille de commande (celle sur laquelle on applique les oscillations incidentes) varie à la fréquence des oscillations locales, un courant de cette fréquence locale prend naissance dans le circuit de la grille de commande. Si ce circuit présente, pour la fréquence des oscillations locales, une impédance appréciable, une différence de potentiel alternative variant à cette fréquence apparaît à ses bornes : la séparation nette, totale des circuits « oscillations locales » et « oscillations incidentes » n'est plus réalisée.

Dans une heptode convertisseuse (6A7, 6A8) et dans une octode (EK2 ou 7A8 Sylvania), qui sont ce que l'on appelle des lampes à cathode fictive (1), la variation à la fréquence locale de la charge d'espace au voisinage de la grille de commande (grille 4) est une circonstance essentielle du fonctionnement de la lampe ; le couplage par charge d'espace ne peut être éliminé dans une lampe de ce type. C'est, pourrait-on dire, un « vice » fondamental de construction de la lampe...

Dans une pentode modulée dans sa grille 3 (grille de suppression), une telle variation de la charge d'espace n'est pas nécessaire à la réalisation du changement de fréquence. Si l'on parvient à interdire aux électrons repoussés par la grille 3 de pénétrer dans l'espace situé entre l'écran (grille 2) et la grille de commande (grille 1), l'effet de couplage par charge d'espace peut être évité. C'est là le gros avantage de l'emploi de la pentode modulée dans sa grille de suppression.

Cet avantage est encore plus net avec l'heptode à pente variable (type 6L7 ou EH2) modulée dans sa grille 3.

Nous sommes maintenant en mesure d'étudier en toute connaissance de cause les montages changeurs de fréquence moderne à une ou deux lampes.

Les montages que nous allons examiner sont tous représentés équipés avec des lampes à chauffage indirect, la vogue des postes secteur justifiant cette méthode de présentation. Il est, une fois pour toutes, bien entendu que les montages en question peuvent tous être traduits dans la formule « lampes batteries à chauffage direct » lorsque les correspondances entre les lampes indiquées et les séries « batteries » existent.

1° Les dispositifs à une lampe.

Les dispositifs changeurs de fréquence à une lampe utilisent une lampe multigrille : tétrode, pentode, hexode, heptode, octode ou triode-hexode. Plus le nombre des grilles augmente, plus la séparation entre le circuit définissant FI et le circuit définissant FL est effective, meilleurs sont la stabilité et le rendement de la lampe.

a) *Bigrille*. — Un dispositif changeur de fréquence qui a été longtemps en faveur est le dispositif à bigrille de la figure XVIII-19-4. On a reproché à ce système sa tendance aux blocages et le mauvais rendement de l'attaque de la partie moyenne fréquence. Il est hors de doute que les lampes modernes permettent d'obtenir le changement de fréquence dans de bien meilleures conditions.

(1) Cathode fictive qui prend naissance autour et à l'extérieur de la grille 2.

b) *Tétrade à écran.* — On peut utiliser au changement de fréquence une lampe tétrade montée comme l'indique la figure XVIII-19-5. La bobine de réaction de « grille » est montée dans la partie du circuit grille commune au circuit cathode, autrement dit dans la cathode. Le coefficient d'amplification étant considérable, le couplage n'a pas besoin d'être fort, il suffit de quelques spires dans L'' . Le circuit anode « oscillations locales » est alimenté en parallèle. Le condensateur ajustable C_1 sert à l'accord du primaire du transformateur moyenne fréquence MF. Ce dispositif est purement théorique, car, en pratique, le rendement qu'il donne est assez faible.

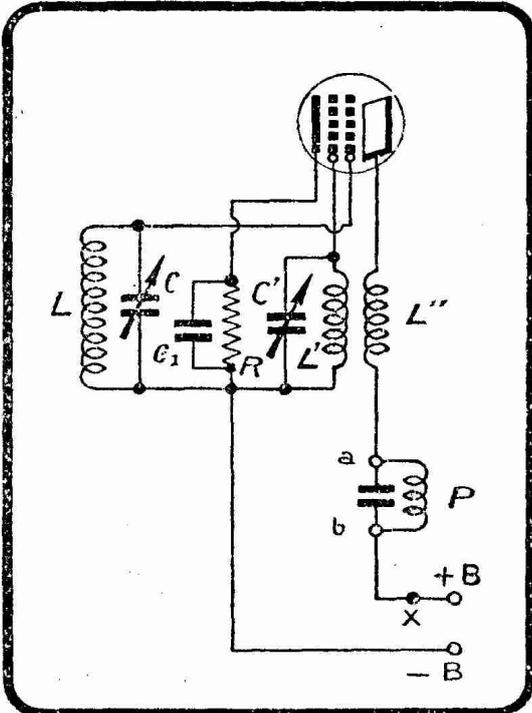


FIG. XVIII-19-4. — Montage changeur de fréquence à bigrille. Les deux grilles sont polarisées à la même valeur.

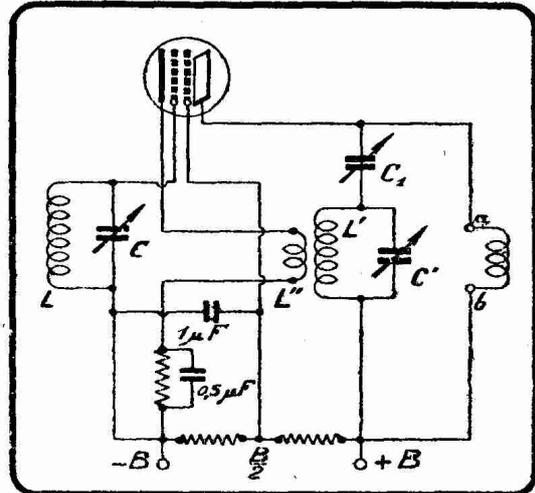


FIG. XVIII-19-5. — Montage d'une tétrade en oscillatrice-modulatrice. Circuit d'anode en parallèle.

c) *Pentode HF.* — Un dispositif bien plus intéressant, qui a été mis en évidence dans le premier semestre de 1933, est celui de la figure XVIII-19-6

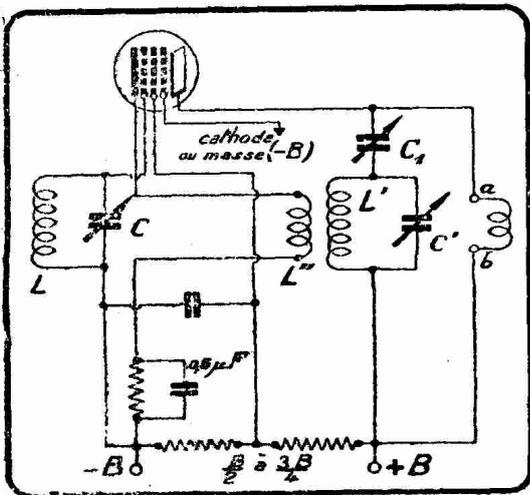


FIG. XVIII-19-6. — Montage d'une pentode HF en oscillatrice-modulatrice. Circuits d'anode en parallèle. La troisième grille est reliée à la masse, dans le cas d'une lampe à toutes grilles accessibles.

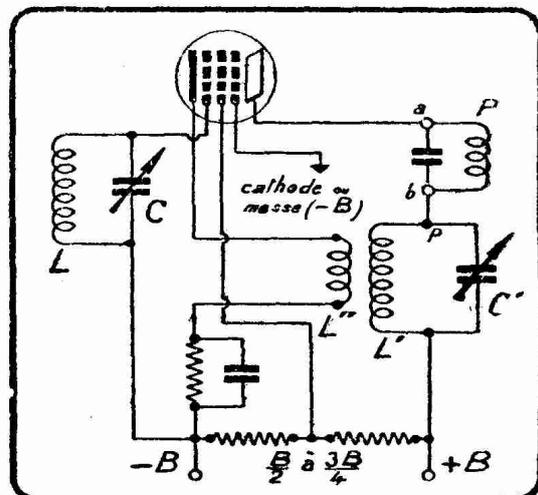


FIG. XVIII-19-7. — Montage d'une pentode HF en oscillatrice-modulatrice. Circuits d'anode en série. La troisième grille est reliée à la masse, dans le cas d'une lampe à toutes grilles accessibles.

qui emploie une pentode HF. Ce dispositif se déduit de la figure XVIII-19-5 en ajoutant une troisième grille entre l'écran et l'anode et en reliant cette troisième grille soit à la cathode (cas des premières pentodes HF européennes, dans lesquelles la troisième grille était reliée à demeure à la cathode), soit à la masse (cas des lampes pentodes HF dans lesquelles la troisième grille est accessible indépendamment). L'écran d'une pentode oscillatrice-modulatrice est, dans

certain types, porté à une tension plus forte $\left(\frac{3B}{4} \text{ au lieu de } \frac{B}{2} \right)$ que si

cette même pentode était utilisée en amplificatrice haute ou moyenne fréquence.

Au lieu de monter le circuit d'anode « oscillations locales » en parallèle sur le circuit d'anode « moyenne fréquence » comme il est indiqué figure XVIII-19-6, qui représente le premier dispositif oscillateur-modulateur à pentode HF préconisé en France, on peut réaliser le montage de la figure XVIII-19-7, dans lequel les deux circuits sont montés en série.

Cette figure XVIII-19-7 sert de base à un certain nombre de variantes ayant pour but d'éliminer, dans la mesure du possible, les réactions mutuelles entre les circuits ondes incidentes, ondes locales et moyenne fréquence.

Parmi ces variantes, nous signalerons celle qui shunte la bobine L' par une résistance d'un millier d'ohms, et qui effectue la connexion p non sur l'extrémité de la bobine L', mais sur une prise pratiquée sur cette bobine.

REMARQUE. — Les montages changeurs de fréquence à pentode des figures XVII-19-7 et XVIII-19-6 et les montages dérivés se caractérisent par une bobine L' insérée dans la cathode. La cathode oscille. Dans les premières pentodes HF Philips, la métallisation de l'ampoule était reliée à la cathode. Cette métallisation se trouvait donc portée à un potentiel variant à la fréquence des oscillations locales (FL). Il en résultait des difficultés pratiques souvent considérables, la métallisation ne jouant plus son rôle de blindage au potentiel de la masse. C'est pourquoi les pentodes HF dont la métallisation est accessible indépendamment sont à préférer. Dans ces lampes, on relie directement la métallisation à la masse (—B); l'effet de blindage est ainsi parfaitement réalisé, et la stabilité assurée.

Les dispositifs changeurs de fréquence à une lampe pentode ont été à l'ordre du jour pendant toute l'année 1933, mais l'apparition des lampes hexodes, heptodes et octodes les a fait abandonner pratiquement.

L'heptode et l'octode permettent une séparation pratiquement parfaite des divers circuits oscillants en présence (accord ondes incidentes, accord ondes locales, accord moyenne fréquence).

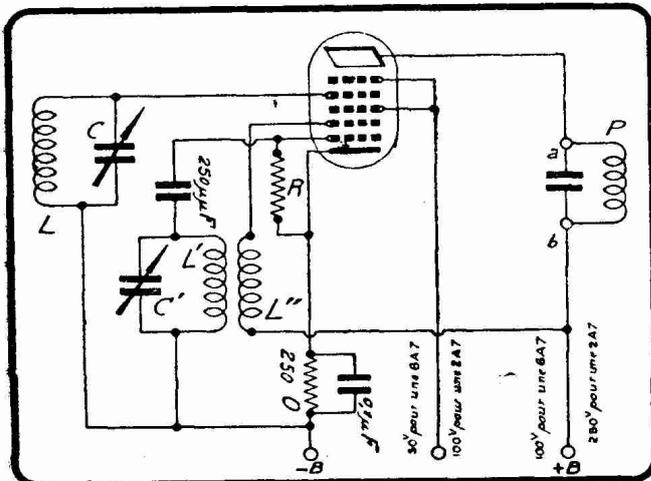


FIG. XVIII-19-8. — Montage de l'heptode américaine. Pour une 2A7 ou une 6A7 sous 250 V anode, on adopte $R = 50.000$ ohms. Pour une 6A7 ou une 6A8 sous 100 V anode, on adopte $R = 20.000$ ohms.

circuit d'entrée, circuit aux bornes duquel apparaissent les oscillations incidentes dont il s'agit de changer la fréquence. C'est le dernier circuit accordé du

d) *Heptode.* — Les heptodes américaines 2A7-6A7 et 6A8 peuvent être considérées comme formées de deux lampes superposées :

Une triode constituée par la cathode, la première grille et la seconde grille ;

Une pentode constituée par seconde grille, la troisième grille, la cathode fictive qui borde la quatrième grille, la cinquième grille et l'anode ; mais cette pentode est montée d'une façon un peu spéciale : sa troisième et sa quatrième grilles, reliées à demeure dans la lampe, ne sont pas accessibles de l'extérieur indépendamment l'une de l'autre.

Le montage fondamental de l'heptode américaine est donné figure XVIII-19-8. LC est le circuit

système d'accord. C'L'L" est le dispositif oscillateur créateur des oscillations locales ; c'est un dispositif classique de deux bobines L' et L", à coefficient d'induction mutuelle négatif, et dont l'une est accordée par un condensateur variable C'. La résistance R et le condensateur de 250 pF assurent la polarisation de la première grille convenant au fonctionnement en oscillatrice de la triode modulatrice. P est le circuit de sortie, aux bornes duquel apparaissent les oscillations à moyenne fréquence. C'est le primaire du transformateur moyenne fréquence.

Les tensions optima de fonctionnement de la 2A7 et de la 6A8 en modulatrice-oscillatrice sont indiquées dans le tableau ci-dessous.

Source anodique	Anode	3 ^e et 5 ^e grilles (écran)	2 ^e grille (anode oscillatrice)
250	250	100	150 à 200
250	250	80	125
250	250	75	100
175	175	65	100
100	100	50	100

Les lampes heptodes ont été très en faveur en 1936. Au Salon de mai, 72 % des récepteurs exposés étaient équipés d'une de ces lampes. On peut, en effet, faire fonctionner sans complication une pentagride en convertisseuse jusqu'à des ondes aussi basses que 12 mètres et même jusqu'à 5 m, avec des tubes de bonne qualité.

Parmi les avantages de ces lampes, il faut citer :

- Pente de conversion relativement élevée (0,5 mA/V) ;
- Commutations réduites au minimum ;
- Élimination de la lampe oscillatrice séparée.

Le blindage électrostatique constitué par la grille 3 rend le couplage dû aux capacités entre électrodes (capacité entre grille 1 et grille 4 : 0,15 pF), négligeable dans la plupart des conditions. Cependant, un couplage important entre les circuits « oscillations locales » et « oscillations incidentes » se produit par suite de la variation, à la fréquence locale, de la charge d'espace au voisinage de la grille de commande (grille 4). Cette variation de la charge d'espace fait naître un courant de déplacement à travers le circuit de la grille de commande et se traduit, en fin d'analyse, par l'apparition d'une tension ayant la fréquence des oscillations locales aux bornes du circuit définissant les fréquences incidentes.

La transconductance entre la grille 4 et la grille 2 (pente de la triode constituée par la cathode et ces deux grilles) produit des variations dans l'amplitude de l'oscillation quand la polarisation de la grille 4 varie, par exemple, sous l'action de la commande automatique de volume. Un certain degré de glissement de fréquence peut, dans le cas des OC, accompagner cette variation d'amplitude. D'autre part, si le signal incident est de grande amplitude, un effet de blocage peut se produire.

Ces divers effets peuvent être corrigés en mettant en œuvre une lampe oscillatrice séparée, mais l'effet de couplage par charge d'espace n'est pas éliminé de ce fait : la grille de commande (grille 4) se trouve toujours séparée de la cathode par la grille sur laquelle apparaissent les oscillations locales.

La question de l'utilité d'une oscillatrice séparée avec une heptode convertisseuse est fort controversée. Certains constructeurs américains ont utilisé l'heptode seule pour des fréquences allant jusqu'à 60 mégacycles, et ce avec des résultats satisfaisants ; d'autres utilisent une oscillatrice séparée pour la réception des gammes d'ondes courtes. Avec une oscillatrice séparée, et moyennant certaines précautions, une pentagride peut « descendre » jusqu'à 5 mètres plus facilement encore.

e) *Octode*. — Dans l'heptode, les circuits essentiels sont nettement séparés les uns des autres, mais rien ne vient s'opposer à l'émission secondaire de l'anode, émission secondaire qui vient modifier les conditions de fonctionnement de la pentode constitutive et, en particulier, en limiter les possibilités d'admission grille. Il faut bien remarquer que la pentode constitutive d'une heptode étant montée en trigrille de Schottky, cette pentode se trouve dans les conditions de fonctionnement d'une lampe à écran entre la cathode et la grille de commande dans laquelle on aurait inséré une grille accélératrice.

L'octode, dont les premiers exemplaires (AK1 Philips) ont été présentés en janvier 1934, est une heptode à laquelle on a ajouté, entre la cinquième grille et l'anode, une sixième grille qui, reliée à la cathode à l'intérieur de la lampe, joue le rôle de grille de freinage (Bremsgitter des Allemands). C'est une lampe à huit électrodes dont six grilles (1). La grille 4 est à pas variable, permettant l'intervention d'un effet de pente variable (donc de commande automatique de volume) par variation de la polarisation de cette grille.

Le schéma de cette lampe a été donné figure XVI-68-1.

Le schéma de montage de l'octode changeuse de fréquence est représenté figure XVIII-19-9. CE est le circuit d'entrée aux bornes duquel apparaissent les

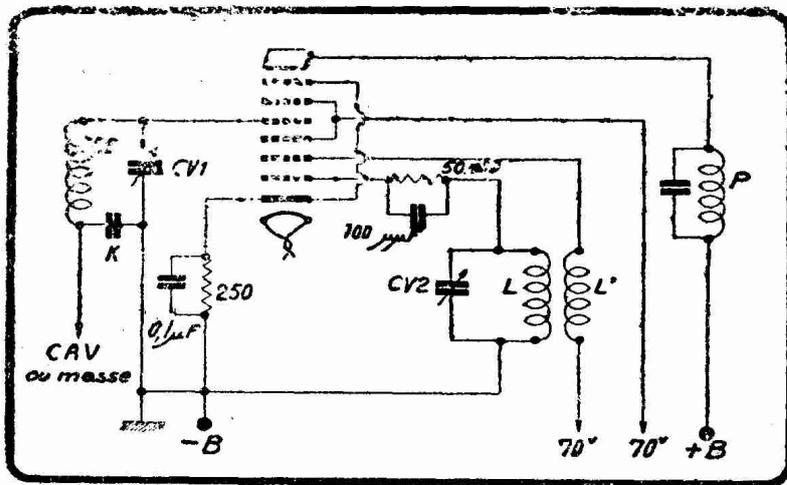


FIG. XVIII-19-9. — Schéma de montage de l'octode AK1. Les circuits CE, d'une part, LL', d'autre part, doivent être séparément blindés. Lorsque l'on ne fait pas usage d'une commande automatique de volume, le condensateur K est purement et simplement remplacé par la connexion reliant la base de la bobine du circuit d'entrée à la masse (-B).

La résistance de 50.000 ohms, montée dans la première grille et shuntée par un condensateur de 100 pF, sert à assurer la polarisation grille nécessaire au fonctionnement en oscillatrice de la triode constitutive. Dans certains cas, il est nécessaire de monter la résistance de 50.000 ohms entre grille et masse ou grille et cathode, le condensateur de 100 pF restant en place. Comme on le voit, la mise en œuvre est d'une idéale simplicité et se rapproche beaucoup de celle de l'heptode.

(1) Nous avons dit, page 789, que l'octode pouvait être considérée comme formée de deux lampes constitutives superposées : une triode et une hexode. Cette hexode se trouve, on le comprend maintenant, dans les conditions de fonctionnement d'une pentode entre la cathode et la grille de commande de laquelle on aurait inséré une grille accélératrice. Le meilleur argument en faveur de l'octode est justement que son élément modulateur à cathode fictive travaille à la manière d'une pentode, alors que l'élément modulateur à cathode fictive de l'heptode travaille à la manière d'une tétrode. Ce perfectionnement de la sixième grille placée entre la grille 5 et l'anode permet d'augmenter la résistance interne de la lampe, qui passe de 300 000 ohms pour la 6A7, à 1,5 mégohm pour l'AK1, et à 2 mégohms pour la EK2. La sélectivité de l'amplification MF est ainsi améliorée.

oscillations dont on désire changer la fréquence. LL' est le couplage classique qui assure la naissance des oscillations locales entretenues par la triode constitutive. P est le primaire du transformateur moyenne fréquence inséré dans l'anode.

La tension de 70 volts qui est indiquée comme devant être appliquée, d'une part, à la deuxième grille à travers L' et, d'autre part, à l'ensemble des grilles 3 et 5, peut être obtenue par une résistance de 22.000 ohms reliant au + B (200 volts) les connexions marquées « 70 V » sur la figure XVIII-19-9. Un condensateur de 2 µF shunte cette résistance et la source B.

La pente de conversion de l'octode AK1 est de 0,6 mA/V, son coefficient d'amplification de conversion de 225. Pour l'heptode américaine, on a : $\rho = 0,3 \text{ M}\Omega$, $S_c = 0,475 \text{ mA/V}$ et $k_c = 100$. Ces chiffres montrent la supériorité de l'octode.

En 1936, a été lancée l'octode EK2 de la série Philips rouge. Les caractéristiques comparées de cette lampe et de l'AK1 et de l'AK2 ont été données dans le tableau de la page 789.

Cette EK2 est « neutrodynée » par un condensateur de l'ordre du picofarad monté dans la lampe entre grille 1 (sur laquelle naissent les oscillations locales) et grille 4 (sur laquelle on applique les oscillations incidentes). Quel est le rôle de ce condensateur ?

Ainsi qu'il a été expliqué plus haut, tout couplage faisant, dans une lampe convertisseuse, apparaître aux bornes du circuit « oscillations incidentes » une tension ayant la fréquence des « oscillations locales », vient troubler le fonctionnement de la lampe. Ce couplage a d'autant plus de chance de se produire que les oscillations auxquelles on s'intéresse sont de fréquence plus élevée. C'est l'existence de ce couplage qui, généralement, limite vers le bas les gammes d'utilisation en ondes courtes d'une lampe convertisseuse.

Dans une lampe à huit électrodes du type AK1, AK2 ou EK2, ce couplage indésirable des circuits « oscillations locales » et « oscillations incidentes » s'effectue par capacité entre grille 1 et grille 4 par charge d'espace.

Le mécanisme d'action de la charge d'espace a été exposé longuement page 904. Nous avons vu que l'existence d'un couplage par charge d'espace entre la grille 1 (sur laquelle apparaissent les oscillations locales) et la grille 4 (sur laquelle on applique les oscillations incidentes) est une circonstance fondamentale du fonctionnement d'une lampe à huit électrodes. Il est donc fatal que, dans une telle lampe, les effets de couplage se fassent énergiquement sentir à partir d'une certaine fréquence.

On peut compenser, pour une gamme importante d'ondes courtes, ce couplage par charge d'espace, par un couplage capacitif additionnel entre grille 1 et grille 4. C'est ce qui a été réalisé dans l'EK2.

Comment agit ce couplage capacitif ?

Supposons que nous nous trouvions au moment des oscillations où la grille oscillatrice (grille 1) devient plus positive ; la charge d'espace négative, autrement dit le nombre des électrons au voisinage de la grille 4, augmente de ce fait. L'augmentation de la charge d'espace négative au voisinage de la grille 4 tend à créer un courant dans cette grille, autrement dit tend à faire « sortir » des électrons de cette grille.

La capacité entre grille 1 et grille 4 produit, dans les conditions admises (grille 1 devenant plus positive), l'effet inverse : une augmentation de la tension de la grille 1 tend à induire une tension négative sur la grille 4, amenant des électrons dans le circuit de cette grille. Les deux courants d'électrons ainsi produits peuvent se compenser exactement si la capacité de neutralisation grille 1-grille 4 est de valeur convenable ; le couplage est alors annulé.

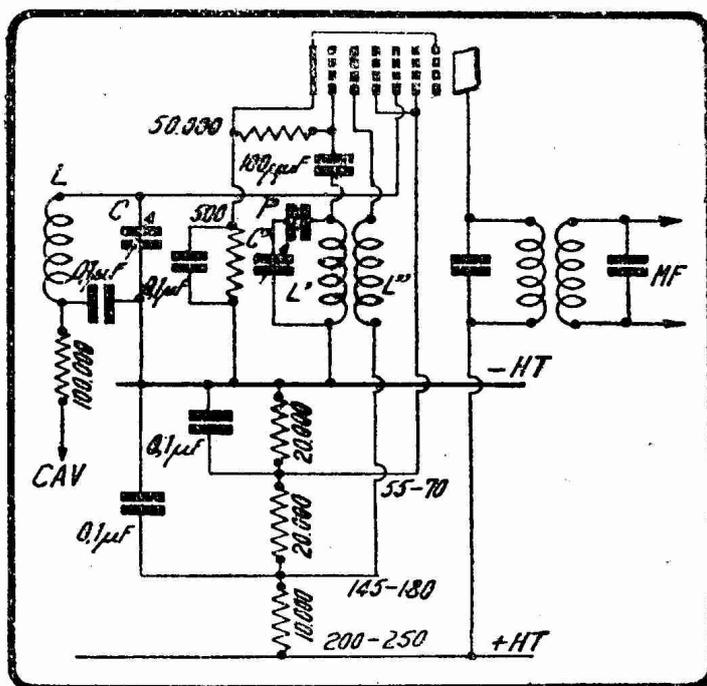


FIG. XVIII-19-10. — Schéma de montage de l'octode EK2 en changeuse de fréquence. L'L'' est le couplage oscillateur. P est le condensateur padding, dont nous verrons le rôle tout à l'heure.

La valeur la plus favorable de cette capacité doit être recherchée entre 0,5 et 1,5 pF. Comme la capacité grille 1-grille 4 d'une lampe à huit électrodes est normalement de 0,15 pF, il faut atteindre la valeur désirée par l'adjonction d'une capacité de neutralisation spéciale.

C'est une capacité de neutralisation de ce genre qui est montée à l'intérieur de l'EK2, et qui en constitue une des originalités. Elle réduit les effets du couplage par charge d'espace à pratiquement zéro : la lampe oscille facilement jusqu'à 5 mètres.

La figure XVIII-19-10 donne le schéma de montage le plus répandu de l'EK2.

Mentionnons enfin la dernière octode parue (EK3) qui, comme ses devancières, est actuellement délaissée.

2° Les dispositifs à deux lampes :

Les dispositifs à deux lampes relèvent tous du « schéma » suivant : une lampe (triode, tétrade ou pentode) *oscillatrice* montée suivant l'un des schémas classiques que nous avons rencontrés dans le livre XVI, crée des oscillations locales (FL) qui sont reportées par couplage galvanique, électromagnétique ou électrostatique en un point convenable d'une des électrodes d'une seconde

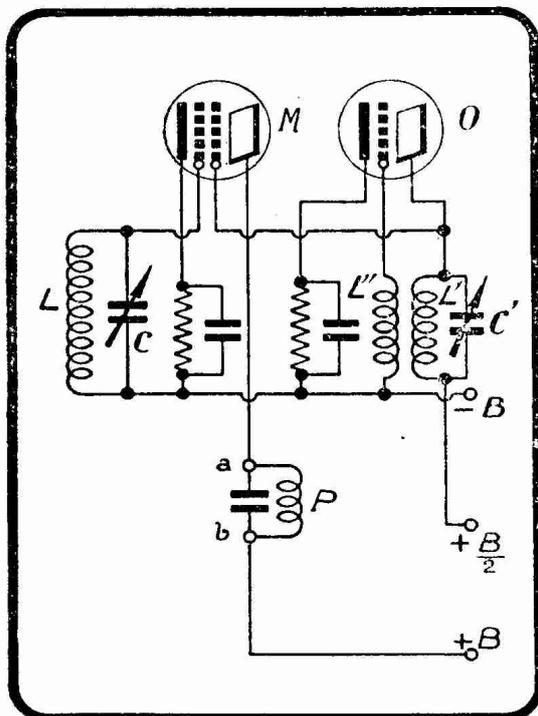


FIG. XVIII-19-11. — Triode oscillatrice-tétrade modulatrice : le couplage entre la lampe O et la lampe M s'effectue par la grille écran de M, reliée directement à l'anode de O. Il se produit, du fait du non-fonctionnement de la seconde grille de M en écran électrostatique, une réaction de LC et de L'C' qui provoque le blocage de la lampe M : la lampe M a tendance à osciller sur la fréquence incidente. P est le primaire du premier transformateur de l'amplificateur moyenne fréquence. L'ensemble L'L' est blindé.

de présenter des blocages par influence réciproque des circuits FI et FL à travers la capacité grille écran de la modulatrice, dont l'écran ne pouvait jouer son

lampe (tétrade, pentode, hexode ou heptode), dite *modulatrice*, dont la grille de commande reçoit les oscillations incidentes (FI) ; la moyenne fréquence (MF) résultant de la modulation, apparaît dans le circuit d'anode.

Les combinaisons possibles sont, on le conçoit, très nombreuses. Vouloir les décrire toutes ne serait d'aucune utilité. Nous nous contenterons d'examiner les principaux montages réalisés dans cet ordre d'idées.

a) Modulatrice tétrade.

Considérons le cas, naguère très fréquemment rencontré dans la pratique, où la lampe modulatrice est une tétrade à écran, et la lampe oscillatrice une triode. Cette triode est montée suivant le dispositif couplage grille-anode classique.

On peut reporter les oscillations de la lampe oscillatrice sur la lampe modulatrice par couplage d'anode.

Cette disposition a été employée au début de l'apparition des lampes tétraodes à écran à chauffage indirect, mais a été abandonnée, car elle n'assurait pas suffisamment la protection réciproque des circuits en présence (circuits d'entrée, circuit oscillateur, circuit moyenne fréquence).

Au lieu de reporter les oscillations de la lampe oscillatrice sur l'anode de la lampe modulatrice, on peut les reporter sur l'écran de cette lampe. On se trouve alors en présence de la figure XVIII-19-11, qui a été un certain temps assez en vogue. Ce dispositif avait l'inconvénient

rôle électrostatique essentiel, puisqu'il était impossible de le relier à la masse (—B) par un condensateur de forte capacité. On remarquera, figure XVIII-19-11, que l'anode de la lampe oscillatrice O est à la tension $\frac{B}{2}$ nécessaire à l'écran

de la lampe modulatrice M et que, afin d'appliquer à l'écran de M des potentiels alternatifs (FL) d'amplitude suffisante, c'est le circuit d'anode de O que l'on accorde, et non son circuit grille.

Pour éviter les Inconvénients de la disposition de la figure XVIII-19-11, on a préconisé entre la triode oscillatrice et la tétrade à écran modulatrice un couplage cathodique qui, laissant l'écran libre, permet à cette électrode de jouer son rôle de protection électrostatique. Les circuits accordés définissant FL et FI sont convenablement séparés ; il n'y a pas de blocage ; les deux lampes fonctionnent dans les meilleures conditions, la lampe M d'amplification, la lampe O d'oscillation. Il y a deux manières de réaliser le couplage cathodique (1) :

1° Par induction électromagnétique ; pour cela il suffit d'introduire, dans la cathode de la lampe M, une bobine K de quelques dizaines de tours, que l'on couple aux bobines grille et anode de la lampe O (fig. XVIII-19-12).

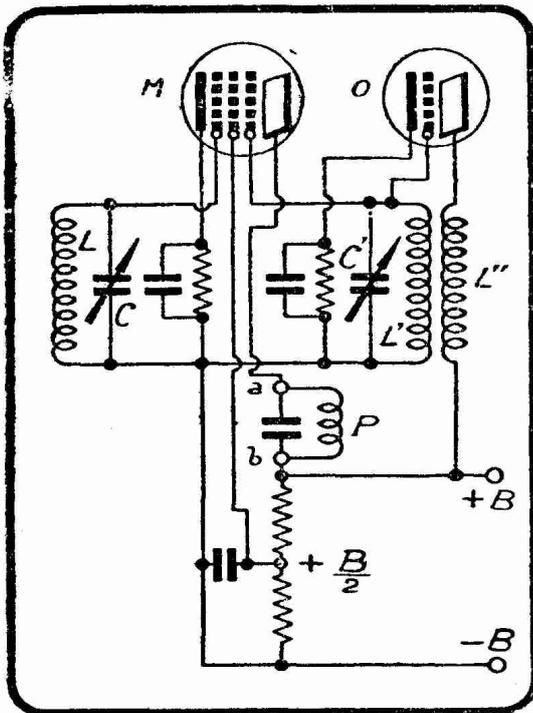


FIG. XVIII-19-12. — Triode oscillatrice-tétrade modulatrice : le couplage entre la lampe O et la lampe M se fait par la cathode de M, couplée à la grille de O par la bobine K. P est le primaire du premier transformateur de l'amplificateur moyenne fréquence. L'écran de M joue son rôle de protection électrostatique. L'ensemble L'L''K est blindé.

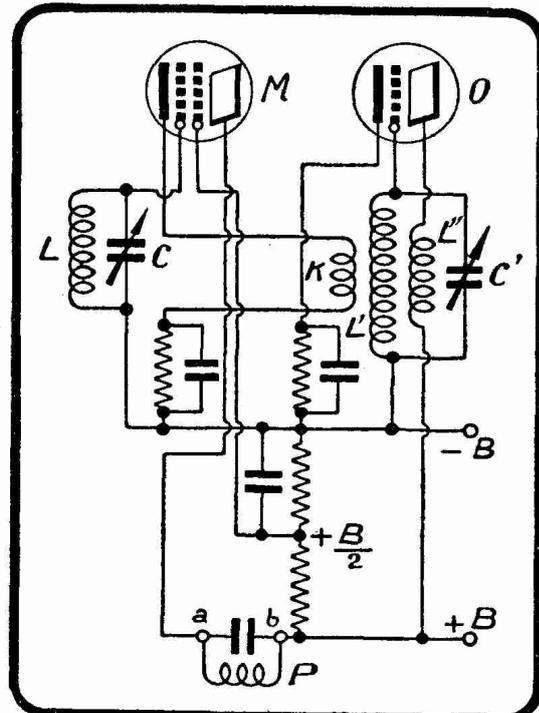


FIG. XVIII-19-13. — Triode oscillatrice-tétrade modulatrice : le couplage entre la lampe O et la lampe M se fait galvaniquement par les cathodes (résistance commune de cathode R). Une bobine de self peut être avantageusement introduite en S, pour faciliter l'accrochage. P est le primaire du premier transformateur de l'amplificateur moyenne fréquence. L'ensemble L'L'' est blindé.

(1) Dans certains dispositifs utilisant une lampe oscillatrice triode et une lampe tétrade ou pentode assurant la « superposition » des ondes incidentes et des ondes locales, on réalise le couplage électromagnétique entre la totalité des bobines oscillatrices L'L'' et la totalité de la bobine L du circuit oscillant d'attaque de la grille de la seconde lampe. Pour cela, on se contente d'enfermer dans le même blindage L'L'' et L, et éventuellement les bobines accompagnant L (présélecteur). Cette disposition produit plutôt le changement de fréquence par détection que le changement de fréquence par modulation.

2° Par couplage galvanique ; pour cela, il suffit d'utiliser pour O et M une résistance de cathode commune (fig. XVIII-19-13) ; cette dernière disposition est très simple et très efficace. Le condensateur C_1 qui shunte la résistance commune de cathode R ne doit pas avoir une capacité trop forte. En général, on prend $C_1 = 100$ pF. Le fonctionnement est parfois facilité en insérant en S une bobine « de choc ». Sur les figures XVIII-19-12 et XVIII-19-13, les ensembles L'L" sont blindés, pour n'avoir aucune action directe sur L.

b) *Modulatrice pentode :*

En changeant dans ce qui précède « lampe tétrode à écran » par « lampe pentode HF », on tombe sur toute une série de montages changeurs de fréquence à deux lampes constitués par une modulatrice pentode HF et une oscillatrice triode, montages qui ont été naguère fort en vogue dans les récepteurs PO-GO.

Les oscillations locales étaient « injectées » de diverses manières dans les électrodes de la modulatrice pentode, où elles étaient modulées par les oscillations incidentes. Cette injection s'effectuait inductivement : sur la grille de commande de la modulatrice, sur la cathode, sur l'écran ou sur la grille de suppression.

1° L'injection sur la grille de commande exigeait un couplage inductif entre les bobinages « oscillations locales » et les bobinages « oscillations incidentes ». Ce couplage est d'application difficile aux fréquences élevées (ondes courtes), à cause de la grande variation d'impédance du circuit « oscillations incidentes » pour les fréquences de la partie oscillatrice. Il est alors nécessaire, pour compenser ces variations, d'introduire simultanément un couplage de correction. Dans certains cas, un couplage capacitif peut être utilisé dans ce but ;

2° L'injection des oscillations locales dans la cathode d'une pentode modulatrice a sans doute été la méthode la plus utilisée. La tension requise pour la modulation totale du courant plaque est de valeur modeste, donc très facilement obtenue. Les couplages entre circuits « oscillations incidentes » et « oscillations locales » sont dus principalement à la capacité grille-cathode de la lampe, qui dépasse 4 pF. Mais la charge d'espace variant à la fréquence des oscillations locales joue un certain rôle ;

3° La tension et la puissance des « oscillations locales » exigées pour la modulation dans le circuit d'écran (grille 2) sont suffisamment élevées pour dissuader d'employer cette méthode d'injection pour les fréquences élevées des ondes courtes. Des couplages parasites se produisent, dans ce cas, par la capacité grille 1-grille 2 et par variation de la charge d'espace ;

4° La modulation dans la grille de suppression (grille 3) d'une pentode se fait conformément à la figure XVIII-19-14. C'est une méthode fort intéressante qui eut surtout du succès aux Etats-Unis et en Grande-Bretagne, où les pentodes HF furent, dès leur apparition, à troisième grille accessible. Elle ne produit pas un couplage direct appréciable entre les circuits « oscillations locales » et « oscillations incidentes » : la capacité grille 1-grille 3 est de l'ordre du centième de picofarad. Le couplage par charge d'espace est faible, mais il existe dans une certaine mesure, du fait des électrons qui, repoussés par la grille 3, pénètrent dans l'espace situé entre l'écran (grille 2) et la grille de commande (grille 1). Aux fréquences élevées, en effet, un courant peut s'établir dans la grille de commande (grille 1), bien que cette grille soit polarisée négativement de plusieurs volts ; ce phénomène se manifeste quand le potentiel de la grille 3 change de façon notable dans le temps mis par un électron de retour pour aller de la grille 3 à la grille 2, et est dû à l'accélération additionnelle ainsi appliquée aux électrons de retour. La tension d'oscillations locales exigée pour moduler totalement la pentode par la grille de suppression est assez élevée, mais la puissance nécessaire est faible. La *résistance d'anode résultante est plutôt faible*, d'où perte de sélectivité en MF.

Au lieu de coupler directement la troisième grille de la pentode modulatrice à la grille de la triode oscillatrice comme il est indiqué figure XVIII-19-14, on peut réaliser un couplage indirect, une bobine K étant insérée dans la troisième grille et cette bobine K étant couplée à L'L'.

La lampe M peut être une pentode à pente fixe ou une pentode à pente variable, si l'on désire faire intervenir un effet de commande de volume.

Une application très intéressante du cas :

lampe modulatrice = pentode HF,
lampe oscillatrice = triode,

avec couplage galvanique par résistance commune de cathode est fournie par la triode pentode 6F7, lampe double américaine comportant, autour de deux cathodes, un élément triode et un élément pentode. La figure XVIII-19-15 donne le schéma de montage de la 6F7 en modulatrice-oscillatrice. La grille de commande (première grille) de l'élément pentode comprend le circuit LC aux bornes duquel apparaissent les oscillations incidentes. Le couplage entre les deux éléments s'effectue par la résistance de cathode de 1.500 ohms. La moyenne fréquence est mise en évidence par le primaire accordé P du premier transformateur moyenne fréquence. Les Américains réalisent souvent, il est utile de le signaler, la figure XVIII-19-15 en changement de fréquence par détection, et non par modulation. Un condensateur shunté est, en effet, inséré dans la première grille de l'élément pentode. La 6F7 peut être remplacée par l'ECF1 Miniwatt.

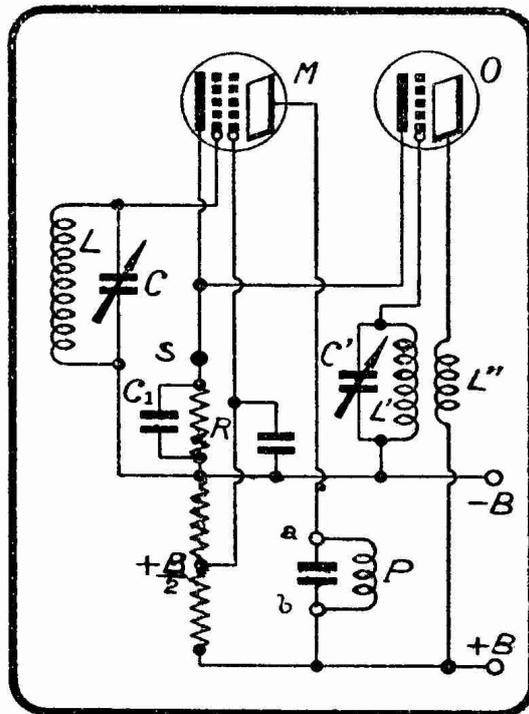


FIG. XVIII-19-14. — Triode oscillatrice-pentode modulatrice : le couplage se fait par la troisième grille de la pentode. Les circuits LC et L'C' sont convenablement découplés et les blocages évités. P est le primaire du premier transformateur moyenne fréquence. L'ensemble L'L' est blindé.

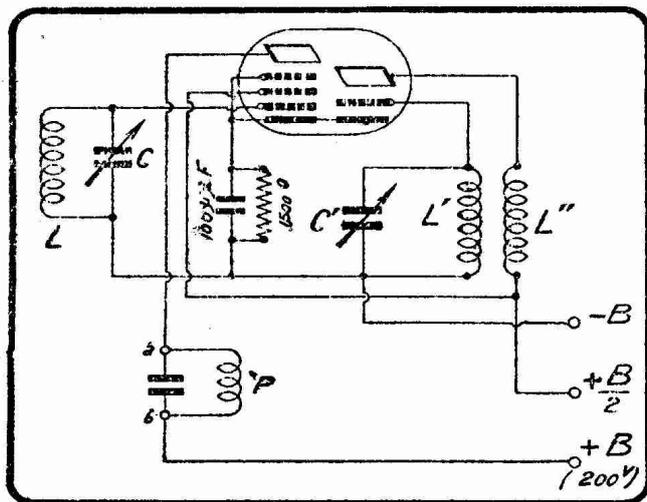


FIG. XVIII-19-15. — Montage oscillateur modulateur de la triode-pentode américaine 6F7. Le couplage se fait galvaniquement (résistance commune de cathode) par les cathodes. P est le primaire du premier transformateur de l'amplificateur moyenne fréquence. L'ensemble L'L' est blindé.

La grille de l'élément triode est reliée, à l'intérieur de la lampe, à la grille 3

c) Modulatrice hexode.

La lampe modulatrice peut être une hexode. Les oscillations incidentes sont appliquées sur la grille de commande de la triode constitutive (grille 1) de l'hexode et les oscillations locales créées par exemple par une triode, sur la grille 3, grille de commande de la tétrade constitutive. Cette disposition est réalisée dans la triode-hexode (ECH3, 6K8, 6E8, ECH41 et UCH41) constituée, comme son nom l'indique, par une triode et une hexode faisant cathode commune dans une même ampoule, en général métallisée.

de l'élément hexode. Une telle lampe constitue donc un classique ensemble oscillatrice (triode) - modulatrice (hexode). La grille de commande (grille 1) de l'élément hexode est à pas variable, ce qui permet de faire agir la commande automatique ou manuelle de volume sur l'étage changeur de fréquence.

La première triode-hexode a été lancée par Telefunken, en 1934, sous la désignation ACH1. La General Electric Co a créé à son tour une triode-hexode en 1935 : la X41.

Les triodes-hexodes ayant une partie triode comportant une véritable anode (1) descendent très facilement sur les ondes courtes (10 et même 5 m), du fait de la grande aisance avec laquelle oscille leur triode, qui présente des valeurs de pente satisfaisantes (0,5 à 0,6 mA/V).

En mai 1937 a été lancée la triode-hexode 6TH8 Tungoram, chauffage 6,3 volts-0,7 ampère, culot octal. Son montage est du type de celui de ses devancières.

Voici, enfin, quelques renseignements sur les triodes-hexodes modernes : 6ff8, 6K8, ECH3, ECH41 et UCH41.

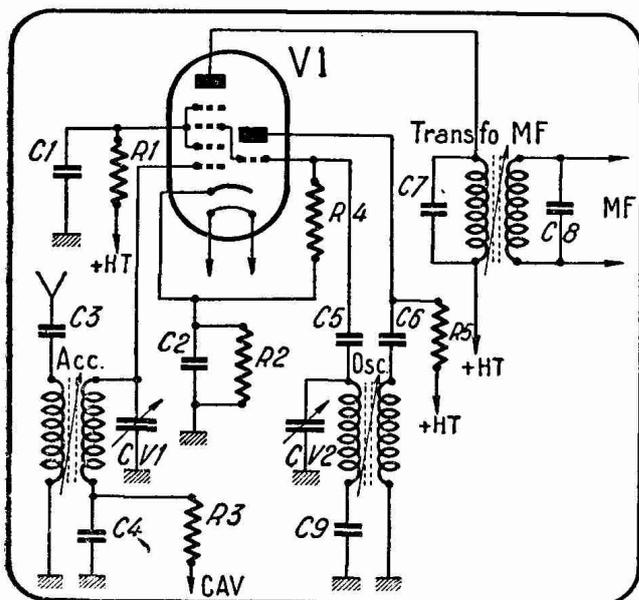


FIG. XVIII-19-16. — Schéma d'un étage changeur de fréquence avec tube 6E8 ou ECH3 ; montage valable pour alimentation sur alternatif, avec H.T. de 250 volts.

d'accord du transformateur MF d'entrée.

$C_6 = \text{padding.}$

$CV1 = CV2 = 460 \text{ pF}$ ou toute autre valeur indiquée pour le bloc utilisé.

$R_1 = R_4 = 50.000 \ \Omega.$

$R_2 = 200 \text{ à } 300 \ \Omega.$

$R_3 = 100.000 \ \Omega.$

$R_5 = 30.000 \ \Omega.$

Le bloc comporte un système de commutation permettant de mettre en service les bobines correspondant à la gamme de fréquence désirée. La figure

Le principe de fonctionnement est celui qui vient d'être indiqué pour les triodes hexodes ACH1 et X41. Les caractéristiques sont analogues, et on peut les trouver avec tous les détails dans les notices des fabricants de lampes.

Les schémas d'utilisation sont donnés par les figures XVIII-19-16 à XVIII-19-18.

Le premier correspond aux lampes 6E8 et ECH3 utilisées dans un récepteur type « alternatif », dont la haute tension est de l'ordre de 250 volts. Les valeurs des éléments sont les suivantes :

$C_1 = C_2 = C_4 = 0,1 \ \mu\text{F.}$

$C_3 = 100 \text{ pF}$ ou toute autre valeur recommandée par le fabricant du bloc d'accord utilisé.

$C_5 = 50 \text{ pF.}$

$C_6 = 500 \text{ pF.}$

$C_7 \text{ et } C_8 = \text{condensateurs}$

(1) L'anode de la partie oscillatrice des heptodes et octodes est constituée par deux simples montants. Cette anode embryonnaire explique la très faible pente (0,2 mA/V) de la « triode » oscillatrice de ces lampes, dites à cathode fictive.

XVIII-19-17 correspond à l'utilisation d'une ECH41 de la série Rimlock.

Le montage est analogue au précédent, sauf en ce qui concerne l'oscillateur : au lieu d'accorder la bobine de grille, on accorde la bobine de plaque, qui comporte en série le « padding » C9. L'écran est alimenté par un pont constitué par les résistances R et R₁.

Les valeurs des éléments sont les mêmes pour les condensateurs. Remarquons que les capacités de 0,1 µF peuvent être remplacées, à la rigueur, par des 0,05 µF.

Pour les résistances, on prendra :

R = 47.000 Ω (pratiquement 50.000 Ω).

R₁ = 33 000 Ω (pratiquement 30.000 ou 35.000 Ω).

R₂ = 200 à 300 Ω.

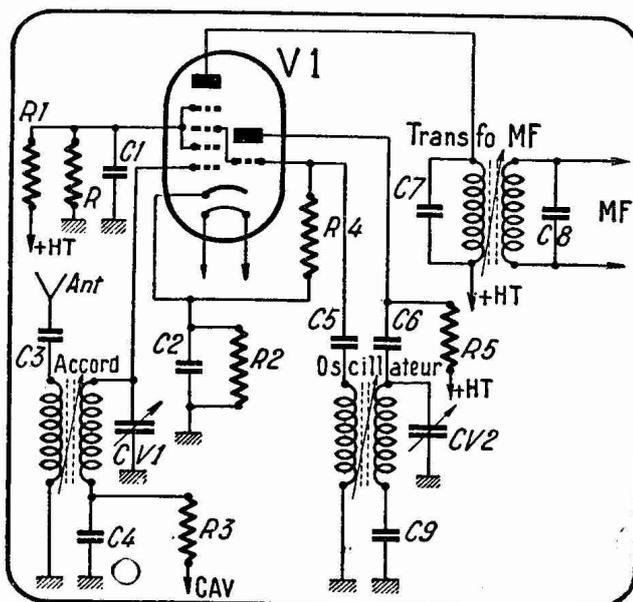


FIG. XVIII-19-17. — Montage changeur de fréquence utilisant le nouveau tube Rimlock ECH 41

R₃ = 100.000 Ω.

R₄ = 50.000 Ω.

R₅ = 30.000 Ω.

Voici enfin le schéma de l'étage changeur de fréquence dans le cas des « tous courants », représenté par la figure XVIII-19-18, et qui convient aux tubes ECH3, 6E8 et UCH41 Rimlock. Les valeurs des condensateurs sont les mêmes que dans les schémas précédents.

Pour les résistances, on adoptera les chiffres suivants :

R₁ = 30.000 Ω, R₂ = 300 Ω,
R₃ = 100.000 Ω, R₄ = 30.000 à 50.000 Ω.

La bobine L aura un coefficient de self-induction de 2.000 µH environ. Dans beaucoup de cas, on pourra la remplacer par une résistance de 7.000 à 20.000 Ω.

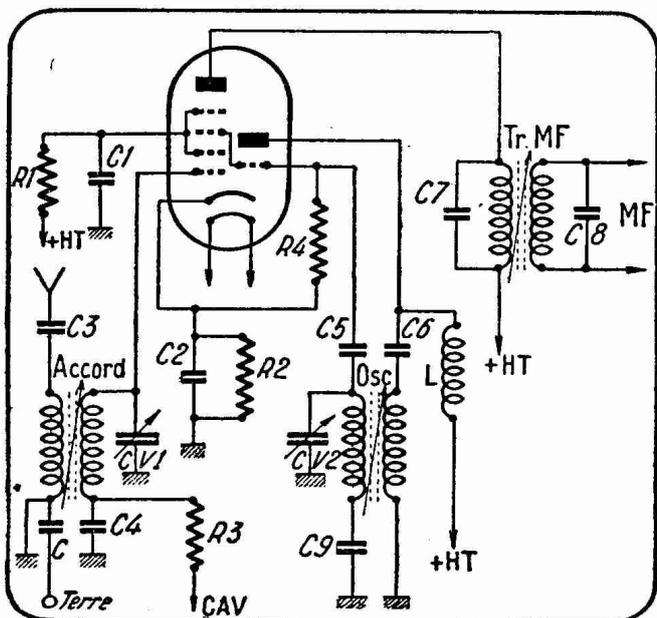


FIG. XVIII-19-18. — Montage d'une triode-hexode ECH3 ou 6E8 dans un récepteur tous courants ; H.T. : 100 volts environ.

En général, les valeurs que nous avons données pour les 3 schémas sus-indiqués conviennent à tous les bobinages du commerce. Le lecteur devra toutefois, chaque fois qu'il désirera utiliser un bloc accord-oscillateur, se procurer la notice technique du fabricant, qui lui indiquera les modifications éventuelles à effectuer au schéma classique, pour obtenir le maximum de rendement avec le bloc envisagé.

Les schémas des figures XVIII-19-16 à XVIII-19-18 conviennent aussi à la 6K8 américaine ; toutefois, comme cette lampe n'est pas disponible en France, il n'existe pas à notre connaissance (en août 1948) des blocs spécialement étudiés pour elle.

d) *Modulatrice heptode 6L7-EH2.*

Le gros inconvénient de l'heptode et de l'octode est le couplage par charge d'espace qui se produit entre la grille 1 et la grille 4.

Cette difficulté est surmontée dans une très grande mesure, nous venons de le voir, si l'on utilise au changement de fréquence une pentode HF sur la troisième grille de laquelle on « injecte » les oscillations locales créées par une triode, les oscillations incidentes étant appliquées sur la grille 1 de la pentode, mais il y a un revers à la médaille : cette disposition exige des oscillations locales de tension élevée, et elle produit un abaissement de la résistance interne, d'où diminution de la sélectivité et de l'amplification de la partie MF.

La 6L7 américaine permet de réaliser le changement de fréquence suivant le principe de la modulation par la « troisième grille », sans que se manifestent les inconvénients signalés pour le cas de la pentode.

La 6L7 est, si l'on fait le compte de ses grilles, une *heptode* ; mais, dans son principe, elle doit être plutôt considérée comme une lampe du type *hexode* à laquelle on aurait ajouté une cinquième grille reliée à demeure, à l'intérieur même de la lampe, à la cathode.

La figure XVIII-19-19 montre le montage de la 6L7 en modulatrice, l'oscillation locale étant confiée à une triode 6C5. Au lieu de la 6C5, on peut utiliser la 6J5G, ou encore une pentode 6J7 montée en triode.

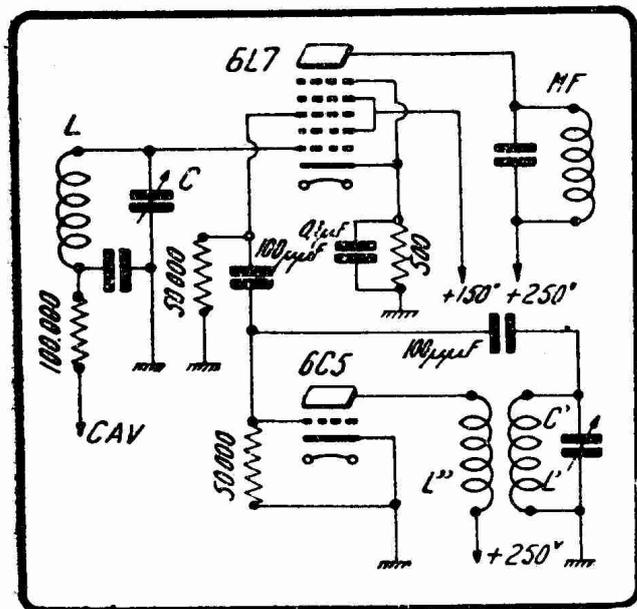


FIG. XVIII-19-19. — *Changement de fréquence par heptode 6L7 modulatrice et triode 6C5 oscillatrice.*

La troisième grille est celle sur laquelle on applique les oscillations locales ; afin d'éliminer l'inconvénient de la nécessité d'oscillations locales de forte tension, qui s'impose dans le cas où l'on module la troisième grille d'une pentode, cette grille présente un coefficient d'amplification élevé.

La quatrième grille est un écran relié intérieurement à la seconde grille ; elle a pour rôle d'assurer une forte résistance interne et de s'opposer, de la sorte, à l'effet de diminution de résistance plaque que l'on observe lorsque l'on module une pentode par la troisième grille.

La cinquième grille est reliée, intérieurement à la lampe, à la cathode et élimine l'émission secondaire. Elle assure une grande résistance interne et permet le fonctionnement éventuel de la lampe à tension plaque réduite.

Le couplage par charge d'espace ne se produit plus dans la 6L7, car la grille à laquelle on applique les oscillations incidentes se trouve entre la plaque et la grille à laquelle on applique les oscillations incidentes. Dans la 6A8, la grille à laquelle on applique les oscillations incidentes se trouve entre la plaque et la grille à laquelle on applique les oscillations locales.

On voit que la 6L7 comporte une cathode, une anode et cinq grilles dont les fonctions sont les suivantes :

La première grille est la grille de commande ; elle est à pas variable, diminuant ainsi la distorsion HF et la transmodulation, et offrant tous les avantages de l'application de la commande automatique de volume. La transconductance de cette grille 1 par rapport à la plaque a été rendue aussi grande que possible sans espacements anormaux entre les électrodes.

La seconde grille accélère les électrons à la manière d'une grille de charge spatiale et produit l'effet d'écran électrostatique entre la première grille et les autres électrodes.

Voici, d'après les mesures faites par les laboratoires de la RCA, quelques avantages du changement de fréquence par 6L7 modulée, sur le changement de fréquence par pentagrides (heptodes à cathode fictive) :

1° Augmentation du gain d'amplification d'entre 5 et 8 fois à 20 mégacycles (15 mètres) ;

2° Beaucoup moins de puissance oscillatrice nécessaire, d'où une plus grande facilité pour obtenir une oscillation locale stable ;

3° Sélectivité améliorée et plus grande amplification dans le premier étage MF, du fait de l'augmentation de la résistance interne de la lampe modulatrice ;

4° Alignement plus facile des divers circuits accordés, par suite de la moindre réaction entre les circuits « oscillations incidentes » et « oscillations locales » ;

5° Une plus grande gamme de fréquence de fonctionnement. De bons résultats ont été obtenus à 60 mégacycles (5 mètres), alors que les 2A7 et 6A7 ne fonctionnent plus au delà de 40 mégacycles (7,5 mètres), même avec une oscillatrice séparée. A 40 mégacycles, l'amélioration en sensibilité obtenue par une 6L7 est, par comparaison avec ce que donne une pentagride, dans le rapport de 20 à 1.

Au lieu d'attaquer la 6L7 par une triode, on peut employer une pentode. La figure XVIII-19-20 montre une disposition de ce genre employant une oscillatrice pentode à pente fixe 6J7.

Tout ce que nous venons de dire de la 6L7 s'applique à l'heptode convertisseuse Philips EH2. En particulier, on peut réaliser avec une EH2 et une EF6 un schéma identique à celui de la figure XVIII-19-20.

La 6L7 RCA et l'octode EK2 Philips illustrent l'antagonisme entre le changement de fréquence par une seule lampe et celui par deux lampes. Cet antagonisme ne date pas d'aujourd'hui : on en retrouve les premières manifestations dès 1924, dès les premiers balbutiements de la radiodiffusion.

Il est certain que le changement de fréquence par deux lampes, longtemps relégué au second plan pour des raisons de simplicité, présente de très séduisantes possibilités ; en particulier, la combinaison 6L7-6C5 (ou, mieux encore, la combinaison 6L7-6J5G) paraît devoir être largement employée sur les ondes très courtes de la télévision. Pour cette dernière, voir toutefois les montages modernes que nous avons indiqués.

IV. — LES ENROULEMENTS OSCILLATEURS.

Comment sont pratiquement constitués les ensembles que l'on appelle bobines oscillatrices ou encore groupes oscillateurs ?

Plusieurs dispositions ont été tour à tour adoptées et abandonnées. La

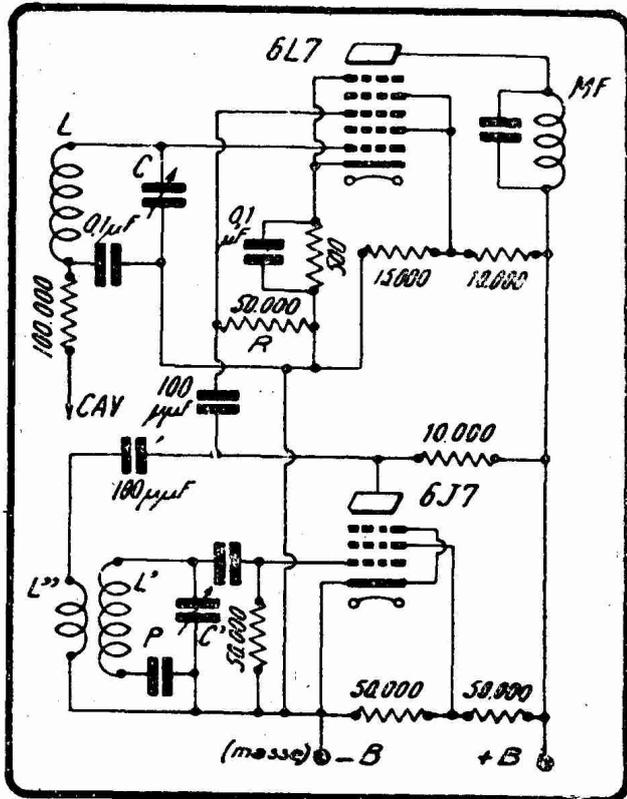


FIG. XVIII-19-20. — Etage changeur de fréquence équipé avec une heptode 6L7 modulatrice et une pentode 6J7 oscillatrice. La polarisation de la grille 3 est assurée par la tension qui prend naissance aux bornes de la résistance R. Le condensateur de grille 1 de la 6J7 est de 50 pF.

figure XVIII-19-21 indique le montage série, qui est d'ailleurs peu utilisé actuellement.

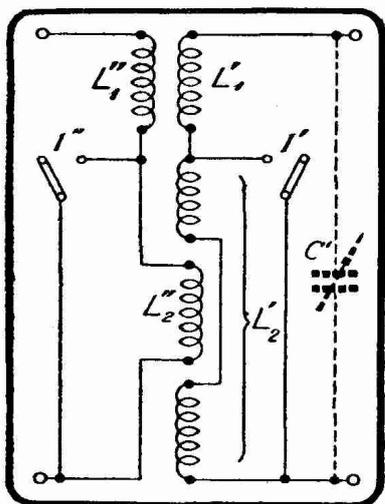


FIG. XVIII-19-21. — Schéma de principe d'un oscillateur GO-PO. Le passage GO-PO est assuré par les inverseurs de court-circuit L' et L'' .

Chaque bobine L' et L'' est, en fait, constituée par deux bobines L'_1 , L'_2 et L''_1 , L''_2 reliées électriquement en série. L'_1 et L''_1 sont des enroulements cylindriques à une seule couche à spires jointives. L'_1 est d'ordinaire bobiné par-dessus L'_2 , dont il est séparé par une feuille de celluloid, par exemple. L'_2 et L''_2 sont des nids d'abeilles étroits. L'_2 est scindé en deux parties égales reliées en série ; dans l'espace libre compris entre les deux moitiés de L'_2 , on loge L''_2 .

Un inverseur I'' permet, par une même manœuvre, de court-circuiter L'_2 et L''_2 . Pour les « petites ondes » (200-600 mètres), L'_2 et L''_2 sont court-circuités ; seuls interviennent L'_1 et L''_1 . Pour les « grandes ondes » (1.000-2.000 mètres), L'_2 et L''_2 sont décourt-circuités ; interviennent alors L'_1 , L'_2 et L''_1 , L''_2 .

Une autre disposition, qui est actuellement adoptée le plus souvent, consiste à séparer entièrement les oscillateurs OC, PO et GO et à les mettre en circuit par le jeu d'un inverseur multipolaire.

Comme tous les bobinages destinés à équiper les récepteurs modernes à changement de fréquence, les bobines oscillatrices sont parfois blindées, c'est-à-dire qu'elles sont enfermées dans un boîtier en aluminium mis à la masse.

REMARQUE. — Les constructeurs indiquent pour leurs lampes changeuses de fréquence quelle est la tension alternative la plus favorable à faire naître sur la grille de l'élément oscillateur (élément triode dans la grande majorité des cas utiles). Cette tension alternative est donnée soit par sa valeur efficace, soit par sa valeur maximum (voir définitions page 188). Pour l'octode AK1, elle est de 8 à 8,5 volts efficaces. Pour la triode-hexode UCH41 Rimlock, elle est de 10 à 15 volts maxima. Pour la 6L7, il faut 18 volts maxima (12,75 volts efficaces).

La tension en question apparaît aux bornes de la résistance de grille oscillatrice. Comment la mesurer, puisqu'il est important de lui donner la valeur recommandée par le constructeur de la lampe ? Le plus simple est de mesurer le courant I circulant dans R_g (à l'aide d'un milliampèremètre inséré en série). La tension maximum V apparaissant aux bornes de R_g est liée à R_g et à I par la relation :

$$V = 1,2 RI$$

On fait varier les selfs des bobinages oscillateurs, leur couplage et la tension d'anode de la partie oscillatrice jusqu'à ce que cette relation soit satisfaite.

Actuellement, l'amateur et le petit constructeur de châssis n'ont plus à se préoccuper de la mise au point des oscillateurs. Leurs caractéristiques optima

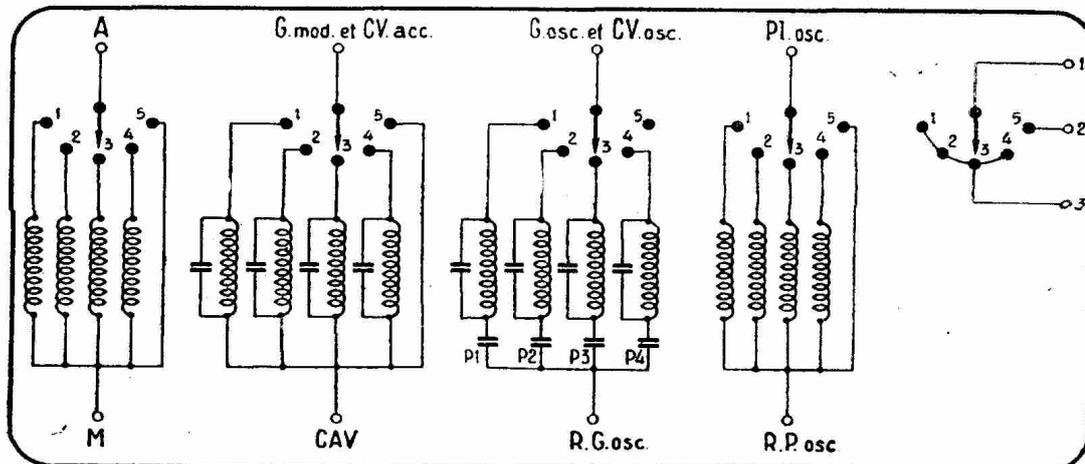


FIG. XVIII-19-22. — Schéma de la commutation d'un bloc accord-oscillateur à 4 gammes.

se déduisent de celles des lampes. On établit donc des oscillateurs spécialement destinés à être utilisés avec une lampe déterminée : ECH3, 6E8, 6K8, UCH41 ou ECH41.

Dans beaucoup de récepteurs, on combine en un seul bloc les bobines d'accord et les oscillateurs. Pour chaque gamme, il y a généralement une bobine par circuit et, de ce fait, comme il a été dit plus haut, on met l'ensemble en service au moyen d'un commutateur multipolaire à plusieurs directions. La figure XVIII-19-22 donne le schéma de principe du montage d'un bloc dans lequel nous supposons que l'on a prévu 2 gammes OC, une gamme PO et une gamme GO. Les positions 1 à 4 correspondent à l'écoute de la radio, la position 5 au branchement du pick-up. La figure XVIII-19-23 indique comment connecter les divers circuits d'une changeuse de fréquence triode-hexode. Les valeurs des éléments ne sont pas indiquées. (Voir les schémas précédents.)

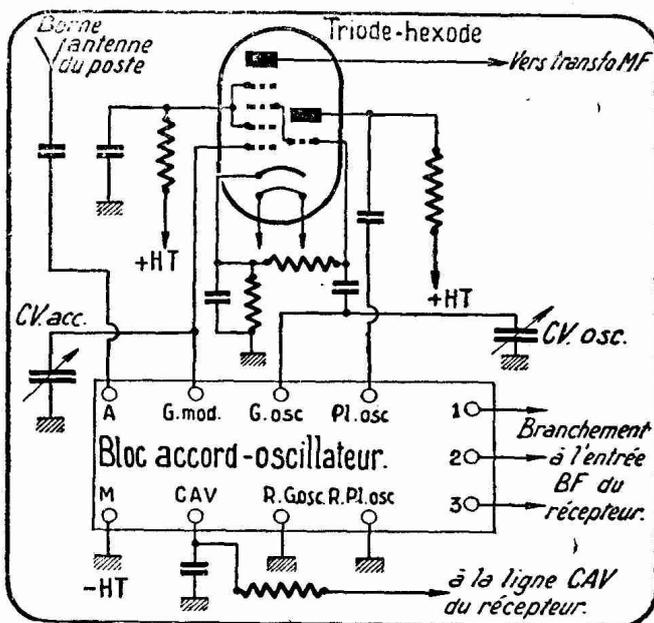


FIG. XVIII-19-23. — Utilisation d'un bloc accord-oscillateur ordinaire; changement de fréquence par triode-hexode.

Dans certains blocs commerciaux, les branchements sont parfois différents. En tout cas, nous attirons à nouveau l'attention de nos lecteurs sur le fait qu'il est indispensable, lorsqu'on se procure un bloc, de réclamer la notice technique de branchement, qui donne non seulement les détails des connexions à effectuer, mais aussi les valeurs des résistances et condensateurs associés à la lampe changeuse de fréquence.

Dans ces derniers temps, on a établi des blocs prévus pour des condensateurs variables fractionnés 130 + 360 pF. On utilise la partie 130 pF pour les deux gammes OC et les deux parties 130 + 360 = 490 pF pour les PO et GO, et ce, aussi bien pour l'accord que pour l'oscillateur. Voici, à titre d'exemple, les gammes ainsi couvertes par un bloc commercial (Securit type 615) :

OC ₁	}	Gamme couverte	12,85	à	24	Mc/s
		Points d'alignement	15	et	22	Mc/s
		Degrés	138	et	45	
OC ₂	}	Gamme couverte	5,75	à	14,25	Mc/s
		Points d'alignement	6,5	et	13,5	Mc/s
		Degrés	140	et	15	
PO	}	Gamme couverte	520	à	1.560	kc/s
		Points d'alignement	574	et	1.400	kc/s
		Degrés	152	et	23	
GO	}	Gamme couverte	150	à	275	kc/s
		Points d'alignement	163	et	263	kc/s
		Degrés	152	et	20	

Ce tableau indique, pour chaque position, les points d'alignement et les degrés du cadran du CV qui correspondent à ces points, le cadran comportant 180°.

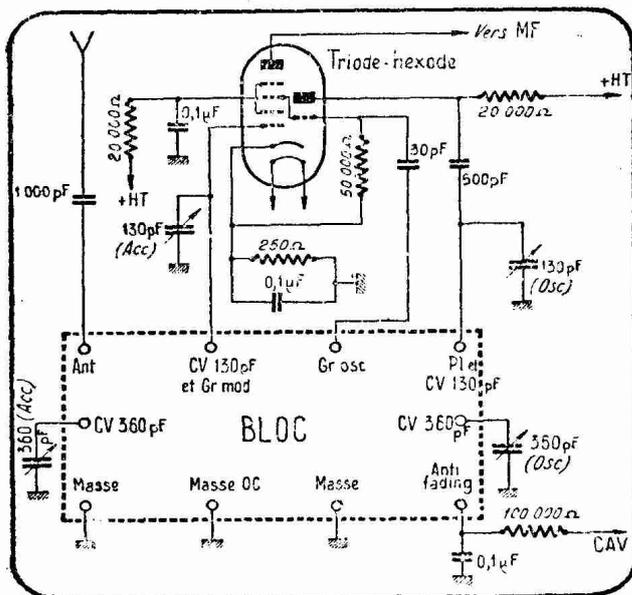


FIG. XVIII-19-24. — Schéma d'utilisation d'un bloc accord-oscillateur prévu pour condensateur variable fractionné. H.T. : 250 volts. La changeuse de fréquence est une triode-hexode ECH3, 6E8 ou ECH41

Voici enfin (figure XVIII-19-24) la manière d'utiliser ce bloc avec une lampe ECH3, 6E8 ou ECH41 Rimlock.

On remarquera, sur ce schéma, que les valeurs des éléments sont quelque peu différentes des chiffres classiques, ces modifications ayant été jugées utiles par le fabricant pour que l'utilisateur tire le maximum de rendement du bloc.

On remarquera également que c'est la plaque oscillatrice qui est connectée au circuit accordé de l'oscillateur, et non la grille, comme cela se fait très souvent.

Cette disposition, préconisée par les fabricants de lampes, a pour but de réduire le glissement de fréquence. Elle n'est, d'ailleurs, pas obligatoire, et on rencontre aussi fréquemment des oscillateurs à fréquence accordée.

§ 20. — Réalisation pratique d'un récepteur à changement de fréquence.

Pour réaliser un récepteur à changement de fréquence, il faut grouper convenablement un système d'accord, un éventuel étage amplificateur HF, un dispositif changeur de fréquence et un amplificateur moyenne fréquence suivi de la détection et de l'amplification BF.

On se rend compte qu'il y a une infinité de combinaisons possibles...

Les changeurs de fréquence de 1930 étaient constitués de la manière suivante :

Un cadre accordé par un condensateur variable attaquait la grille extérieure d'une brigrille montée en changeuse de fréquence ; l'amplification moyenne fréquence était assurée par une ou deux lampes amplificatrices triodes ou à écran, une détection triode, un étage BF de puissance triode ou pentode.

Dans la version « secteur alternatif » de ce montage, les lampes étaient à chauffage indirect, sauf les lampes basse fréquence qui étaient, à cette époque, à chauffage direct.

En 1933, le récepteur européen à changement de fréquence à la mode a été constitué par un système d'accord sur antenne avec présélecteur à deux circuits accordés (conforme à la figure XV-7-7, par exemple), un changement de fréquence par pentode, une amplification moyenne fréquence à pentode, une détection diode, une amplification BF de puissance par pentode.

Depuis la mise au point, en 1934-1935, des lampes à cathode fictive (heptode et octode), de la commande unique et de la détection diode, qui a permis la mise en œuvre simple et efficace de la commande automatique de volume sous ses diverses formes que nous avons étudiées précédemment, les changeurs de fréquence modernes comportent :

Un accord sur antenne avec présélecteur (dans le cas du 135 kc/s), une haute fréquence pentode, une changeuse de fréquence, une ou plusieurs lampes MF pentodes, une détectrice commande automatique de volume (diode) et une partie basse fréquence, dont l'importance varie considérablement suivant les exigences de puissance.

Dans le but de réaliser la commande unique suivant la technique que nous exposerons dans le paragraphe 21, les condensateurs variables de ces montages modernes sont constitués par un condensateur double, triple ou quadruple, selon le nombre des circuits à accord variable existant dans le récepteur.

La réalisation pratique d'un changeur de fréquence se fait en montant les supports de lampes, les bobinages, les condensateurs variables, le transformateur d'alimentation, les condensateurs et la bobine de filtre sur un châssis métallique en aluminium (métal non magnétique) ⁽¹⁾ en contact électrique avec le —B, et qui constitue ce que l'on appelle la « masse ».

Les résistances et condensateurs fixes, autres que les condensateurs du filtre, lorsque ces derniers sont du type électrolytique, sont répartis sous le châssis avec le câblage.

Voici maintenant des schémas complets de récepteurs modernes à changement de fréquence.

La figure XVIII-20-1 correspond à un récepteur à 5 tubes type « alternatif » réalisé suivant les principes exposés jusqu'ici.

Dans ce schéma, on réunit, d'une part, les points marqués +HT (250 V environ) et, d'autre part, ceux qui sont marqués C.A.V. (commande automatique de volume ou antifading).

Les valeurs des éléments sont indiquées. L'alimentation, d'un type absolument classique, n'est pas représentée.

Voici les lampes à utiliser : $V_1 = \text{ECH41}$, $V_2 = V_3 = \text{EAF41}$, $V_4 = \text{EL41}$, $V_5 = \text{AZ41}$, toutes de la série Rimlock, type alternatif.

Avec ces tubes, l'alimentation devra fournir aux divers secondaires les tensions suivantes :

Chauffage lampes = 6,3 V sous 1,3 A.

Chauffage valve = 4 V sous 0.625 A.

Le secondaire HT doit fournir 2×300 V sous 75 mA, si SF est une self de filtrage de 50 H, et de résistance en continu de 400 Ω environ. Dans ce cas, le dynamique est à aimant permanent. Si le dynamique est à excitation par courant continu, celle-ci doit avoir une résistance de 1.500 à 1.800 Ω , et le secondaire HT doit fournir 2×350 V sous 75 mA. Dans ce cas, SF symbolise l'excitation. De toute façon, entre masse et le point + HT, il faut une différence de potentiel de 240 à 260 volts.

Ces schémas sont valables aussi avec les lampes suivantes :

$V_1 = \text{ECH3}$ ou 6E8 ;

$V_2 = V_3 = \text{EBF2}$ ou 6H8 ;

$V_4 = \text{EL3N}$ ou 6M6 ;

$V_5 = 183$ ou 5Y3-GB.

Mais avec ces tubes on aura des modifications à effectuer :

- 1° Dans chaque diode-pentode, on n'utilisera qu'une seule plaque diode ;
- 2° Le courant de chauffage des lampes sera prévu pour 2 A avec la série ECH3, EBF2, EL3N, 1883, et de 2,5 A avec la série 6E8, 6H8, 6M6, 5Y3GB ;
- 3° Le secondaire chauffage valve fournira 5 V sous 2 A.

Variante. — Les deux lampes V_2 et V_3 peuvent être différentes, si l'on dispose d'une double diode-pentode (EBF2 ou 6H8).

Dans ce cas, on pourra se servir d'une telle lampe en V_2 ou V_3 et utiliser, pour l'étage restant, une EF9 ou une 6M7. Les connexions allant aux diodes resteront inchangées, sauf pour les deux diodes, qui seront dans le même tube (V_2 ou V_3). Si l'on dispose d'une 6M7, nous conseillons de l'utiliser en MF, étant donné sa pente élevée.

(1) La presque totalité des constructeurs utilisent le châssis de tôle d'acier, moins cher, mais moins satisfaisant, surtout en ondes courtes.

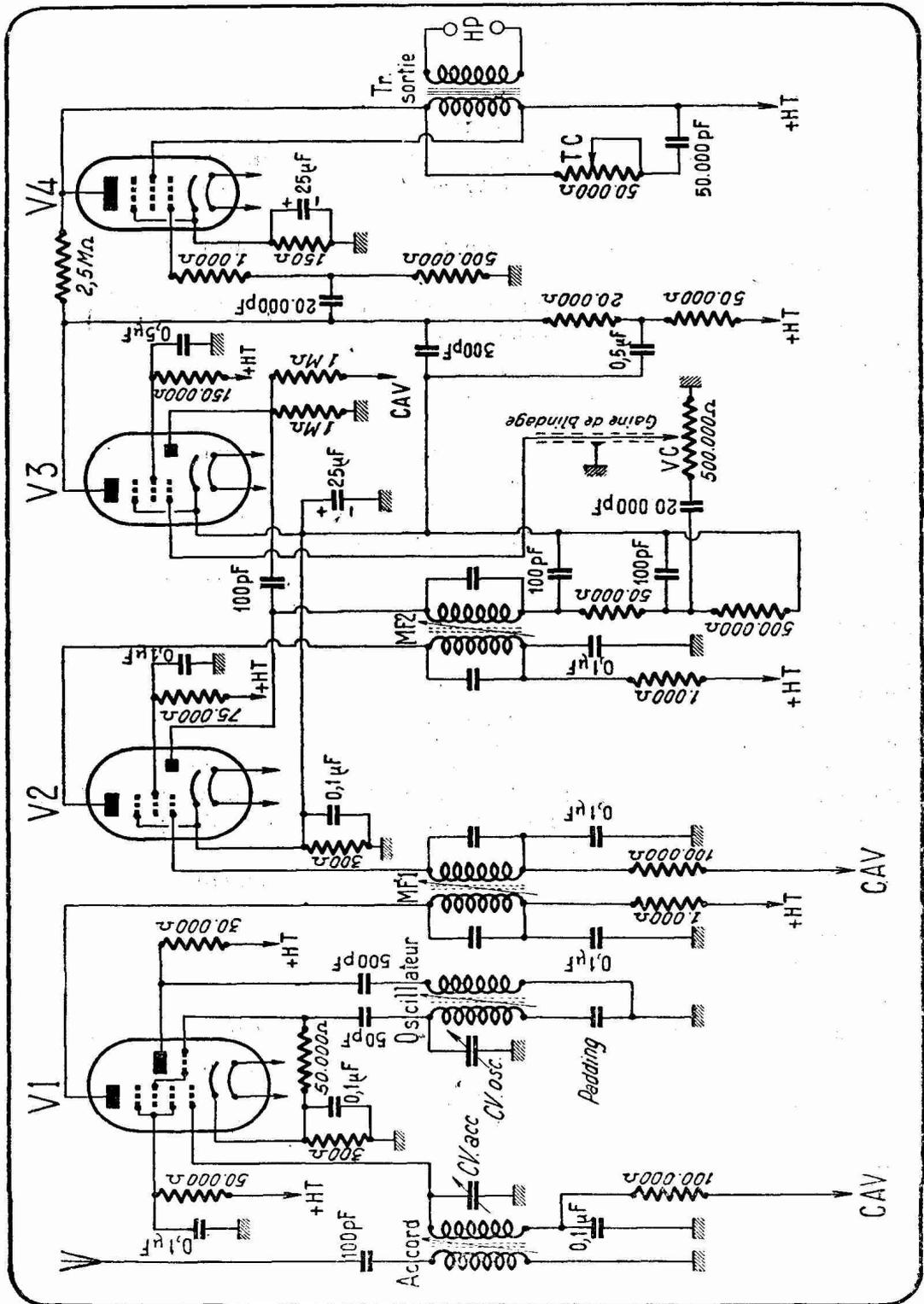


FIG. XVIII-20-1. — Schéma de principe général d'un changeur de fréquence classique alternatif à 5 tubes, y compris la valve.

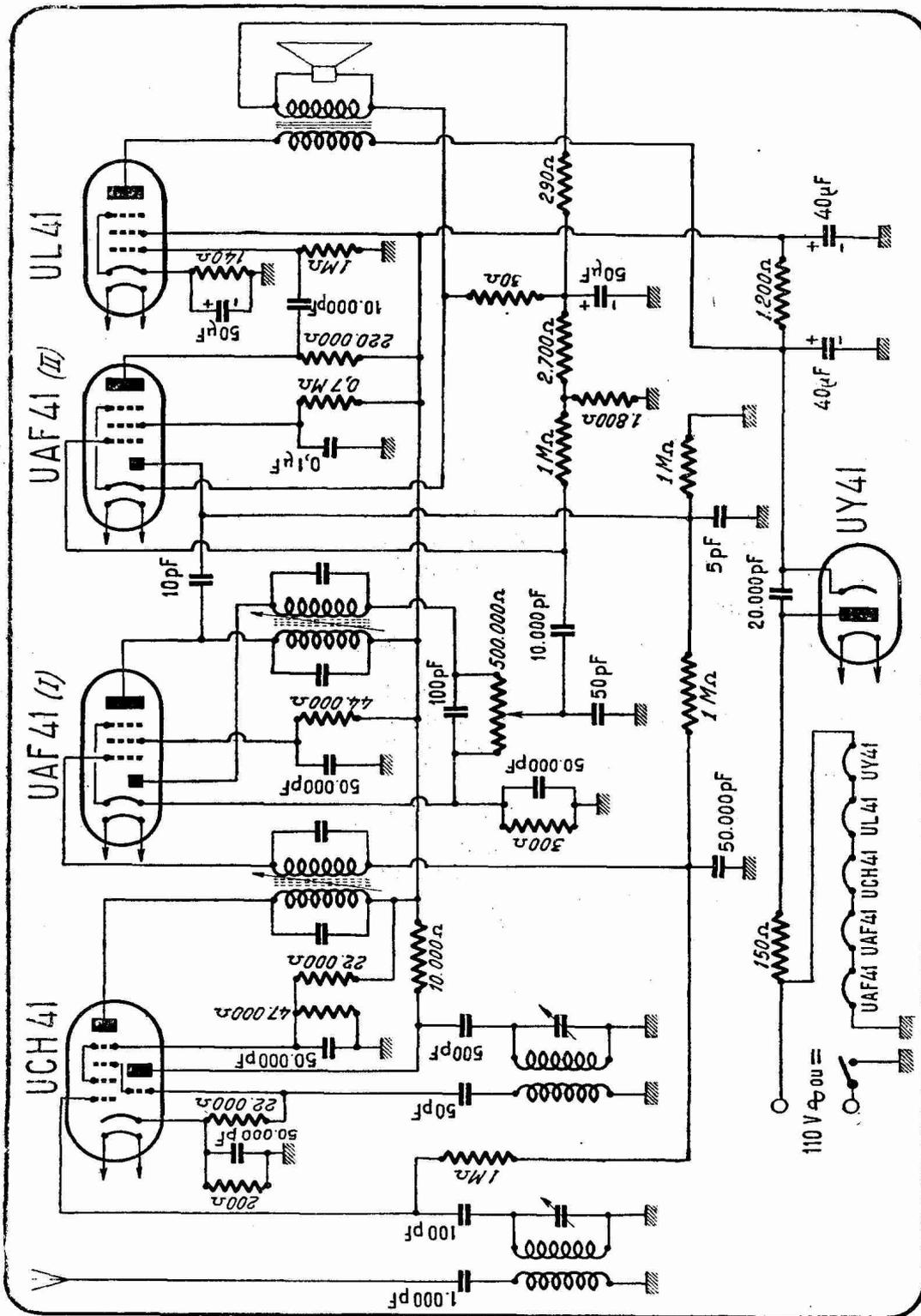


FIG. XVIII-20-2. — Schéma d'un récepteur tous courants moderne équipé de tubes Darto, série Rimlock.

Autres lampes pouvant encore convenir :

Pour V_3 : 6K8, 6A8, 6A7 ;

Pour V_2 ou V_3 : 6B8 (double diode pentode) ou 6K7 (pentode simple) ;

Pour V_4 : 6F6 (avec résistance de cathode 450Ω) ou 6V6 (avec résistance de cathode de 250Ω et résistance de grille 250.000Ω , au lieu de 500.000Ω) ;

Pour V_5 : 1882, 5Y3, 5Z4, 5Y4, toutes à chauffage 5 V-2 A.

On remarquera les potentiomètres V.C., pour régler la puissance, et T.C., pour modifier l'amplification des fréquences élevées, ce réglage étant quelquefois utile pour atténuer le niveau des bruits parasites.

Pour ce montage, tous les bobinages actuellement offerts dans le commerce conviennent.

Spécifier toutefois, à l'achat, la lampe oscillatrice V_4 utilisée.

Récepteurs tous courants :

La figure XVIII-20-2 donne le schéma complet d'un récepteur tous courants utilisant des lampes Rimlock miniatures.

Récepteurs à moins de 5 lampes :

Si l'on s'en tient au principe du superhétérodyne, il est évident qu'on ne peut songer à la suppression de la changeuse de fréquence.

Par contre, sur les lampes suivantes, valve comprise, on peut opérer des réductions. Ces réductions ont d'ailleurs, en général, un effet désastreux sur le super ainsi mutilé ; aussi des remèdes adéquats sont-ils préconisés dans chaque cas, sans que le mal soit éliminé complètement. Nous allons passer en revue les « 5 lampes » dérivés du montage complet.

2° Le super sans MF :

Comme son nom l'indique, c'est un cinq lampes dans lequel on a supprimé la lampe MF.

Si l'on se contentait tout simplement de ce beau travail, l'appareil deviendrait totalement muet sur la plupart des émissions étrangères (avec petite antenne, bien entendu) et ne recevrait réellement bien que les postes locaux. Un tel poste serait supérieur en sélectivité, mais inférieur en sensibilité à une détectrice à réaction.

Le palliatif consiste dans la réaction, que l'on effectue sur la détectrice MF. Cette dernière n'est plus du type diode, mais à condensateur shunté.

Ce genre de détection donne une tension de sortie BF suffisante pour moduler facilement une lampe genre EL3N.

La réaction s'effectue au moyen d'un couplage électromagnétique dosé par un condensateur de réaction, comme par exemple dans la figure XVIII-20-3. La self de choc arrête la MF qui passe, plus ou moins, dans l'enroulement R couplé

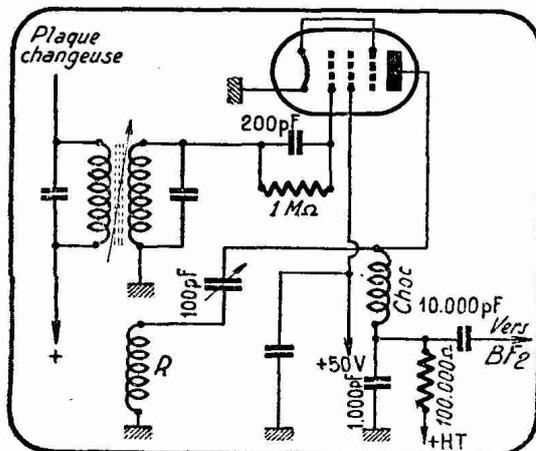


FIG. XVIII-20-3. — Montage d'une réaction mixte sur l'étage MF ; l'accrochage est commandé par le CV de 100 pF.

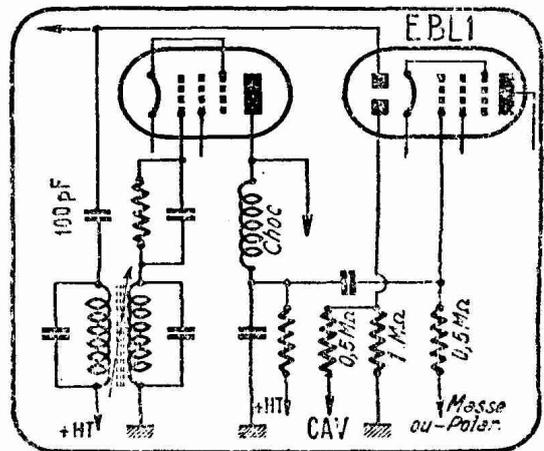


FIG. XVIII-20-4. — Utilisation d'une diode EBL1 pour appliquer la C.A.V. à la grille modulatrice du tube changeur de fréquence.

dans le sens convenable au secondaire du transfo MF, grâce au condensateur de réaction de 100 pF. De meilleurs résultats sont obtenus avec des MF de 135 kc/s.

Si l'on veut une C.A.V. sur la changeuse de fréquence, rien ne s'oppose à ce que l'on utilise en BF finale une EBL1, dont la diode servirait de lampe antifading. Le schéma est donné figure VIII-20-4.

Dans les schémas indiqués, nous recommandons de prévoir une C.A.V. éventuelle sur la grille de la BF finale.

3° Le super sans préamplificatrice BF :

Dans le cas de ce genre de 5 lampes « mutilé », on s'est efforcé d'économiser la détectrice diode-première BF.

Dans ce but, les fabricants de lampes *européens* ont créé des pentodes finales auxquelles ils ont adjoint deux éléments diodes, ce qui donna naissance à la EBL1 et ses équivalentes dans les séries anglaises Gecovalve et Cossor.

La très forte pente des éléments pentodes ne suffit toutefois pas à compenser une perte d'amplification de l'ordre de 6 à 18 fois.

Certaines réalisations commerciales ont toutefois un excellent rendement, grâce au fait que les lampes précédentes sont très sensibles (comme, par exemple, les pentodes MF série 4 volts à pente de l'ordre de 4 mA/V, et la 1853, à pente de 5 mA/V) ; dans ce cas, on recommande de se servir d'antennes plus efficaces que celles qui sont nécessaires aux 5 lampes classiques.

4° Variante :

La lampe 6F7 ou ECF1, triode-pentode, permet, en combinaison avec une EBL1, de reconstituer, avec 4 tubes seulement, le récepteur classique à 5 lampes.

On emploie la pentode à pente variable comme MF et la triode comme première BF, les diodes de la EBL1 servant à la détection et à la C.A.V.

Il faut évidemment étudier sérieusement la polarisation des deux éléments. Le mieux, c'est de polariser par résistance dans le circuit cathode et d'ajuster les valeurs des résistances de plaque de l'élément BF triode pour que la polarisation convenant à la pentode de MF convienne également à la triode BF. Le schéma figure XVIII-20-5 correspond à ce montage.

Rappelons aussi le montage reflexe utilisant une 6B7 ou 6B8, dans lequel l'élément pentode est utilisé en MF et BF, tandis que la diode sert de détectrice.

Ce montage est toutefois délicat et sujet à des dérèglages ultérieurs ; aussi, nous ne le recommanderons pas chaleureusement !

5° Le super à pentode finale-valve :

Dans les supers tous courants, on pourrait supprimer une lampe, en adoptant la 12A7 ou la plus moderne 25A7. Ces lampes comportent un élément pentode finale (0,4 watt modulé environ) et un élément monoplaque redresseur.

Ces deux éléments étant complètement indépendants, le montage est le même que dans le cas de deux lampes séparées.

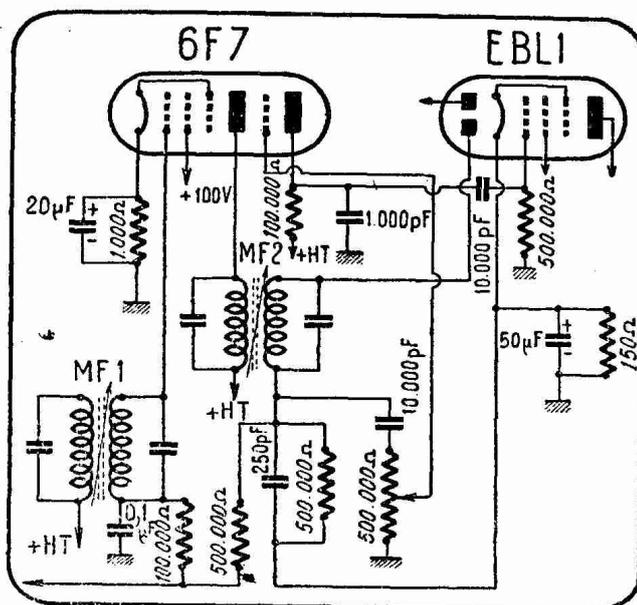


FIG. XVIII-20-5. — Utilisation d'une 6F7 et d'une EBL1 pour l'amplification M.F., la détection-C.A.V., l'amplification B.F. de tension et l'amplification de puissance.

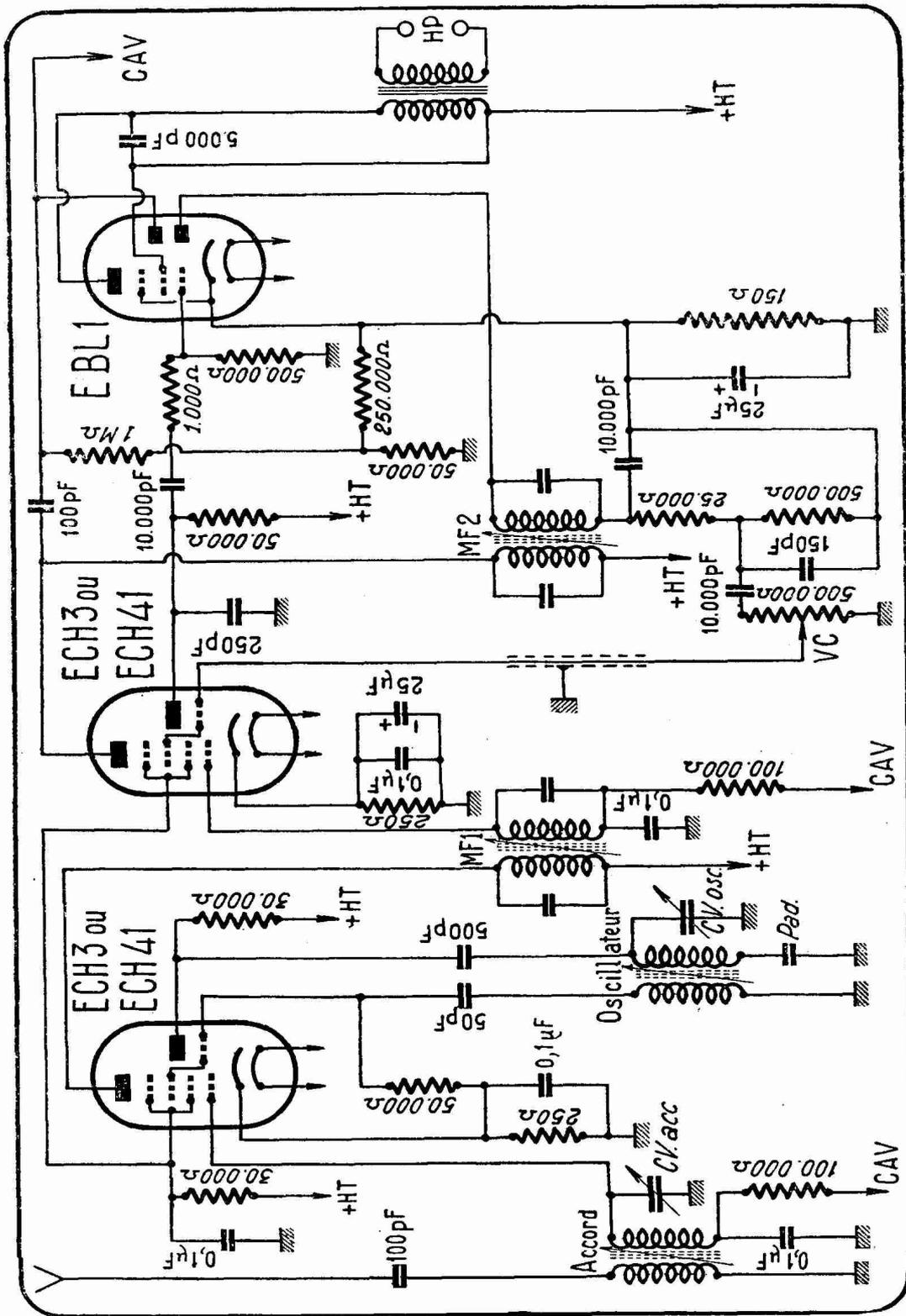


FIG. XVIII-20-6. — Schéma de principe d'un super à trois tubes plus une valve (ECH3, ECH3, EBL1 et 1883). L'alimentation n'est pas représentée. Noter que l'on peut remplacer la seconde ECH3 par une ECF1.

La seule diminution de rendement consiste en une puissance modulée moindre que dans un tous courants normal.

Pour des postes économiques, la formule du 4 lampes à pentode-valve nous paraît séduisante et recommandable.

6° *Le super à trois tubes + valve :*

Le schéma de la figure XVIII-20-6 correspond au montage suivant :

Changeuse de fréquence : ECH3 ;

Moyenne fréquence : élément hexode de la seconde ECH3 ;

Déectrice : un élément diode de la EBL1 ;

Lampe C.A.V. : l'autre élément diode de la EBL1 ;

Première BF : élément triode de la seconde ECH3 ;

Deuxième BF : élément pentode de la EBL1.

Dans ce schéma, qui a eu beaucoup de succès, on peut remplacer, *sans rien changer au montage*, la seconde ECH3 par une ECF1.

§ 21. — Le problème de la commande unique dans les récepteurs à changement de fréquence.

I. — GÉNÉRALITÉS.

Si les récepteurs à changement de fréquence ne comportaient que deux condensateurs variables (un condensateur d'accord et un condensateur d'hétérodyne), la commande unique — c'est-à-dire la commande simultanée par le même bouton de ces deux condensateurs — serait, certes, une très grande commodité, mais elle ne s'imposerait pas de manière absolue. En fait, il n'en a été que peu ou pas question tant que l'accord s'est effectué par cadre et que l'amplification haute fréquence n'a été qu'exceptionnellement mise en œuvre. Il n'en va plus de même aujourd'hui.

Le problème de la commande unique, dit aussi problème de l'*alignement*, dans un récepteur à changement de fréquence, se ramène, en supposant que l'alignement de la partie accord et HF (2 à 3 condensateurs variables) a été effectué suivant les procédés indiqués à propos de l'amplification directe, à maintenir constante la différence entre, d'une part, la fréquence d'accord du circuit oscillant qui attaque la grille de la lampe modulatrice et définit la fréquence incidente F_1 , et, d'autre part, la fréquence d'accord du circuit oscillant qui se trouve dans une des électrodes de la lampe oscillatrice et définit la fréquence locale F . Cette différence est la moyenne fréquence MF .

Trois solutions différentes ont été données à ce problème.

1° La première solution, dite du *rotor décalable*, consiste à utiliser pour l'accord des deux circuits précités des condensateurs à variation linéaire de fréquence (VLF). Le rotor du condensateur de l'oscillateur (FL) est décalé (1) par rapport à celui du condensateur de l'accord proprement dit (FI) d'une quantité telle que la différence désirée soit obtenue. L'inconvénient de cette disposition est que la bande d'accord utile des condensateurs est diminuée d'un nombre de kc/s proportionnel au décalage angulaire des rotors. Cette solution, à la rigueur acceptable pour $MF = 60$ kc/s (aussi était-elle assez en faveur vers 1930), est inacceptable pour $MF = 135$ kc/s et, à plus forte raison, pour $MF = 472$ kc/s.

2° La seconde solution, dite du *profil spécial*, consiste à utiliser un condensateur double dont l'élément utilisé à l'accord de l'oscillateur présente des plaques mobiles de profil spécial. La mise au point d'un tel dispositif est assez compliquée et revient plus cher que celle du dispositif habituel des deux éléments identiques.

(1) Dans beaucoup de types, c'est en fait le stator que l'on décale, les rotors étant fixés sur le même axe. Les deux dispositions reviennent évidemment l'une à l'autre.

3° La troisième solution, dite de l'*alignement par padding*, est la plus généralement adoptée aujourd'hui. Elle consiste à utiliser pour l'accord du circuit FI et du circuit FL les deux éléments d'un condensateur double (ou triple, ou quadruple s'il se trouve), éléments de mêmes capacités extrêmes (minimum et maximum) et de même profil, par exemple mid-line.

La constance de la différence entre les fréquences d'accord des deux circuits accordé par les éléments de ce condensateur double est obtenue en combinant avec l'élément accordant l'oscillateur, un condensateur ajustable parallèle de très petite capacité (quelques pF), que l'on appelle *trimmer* (1), et un condensateur ajustable série d'assez forte capacité (ordre de 1 à 3 millièmes de μF) que l'on appelle *padding* (2). Le padding est généralement constitué par un condensateur fixe en parallèle sur lequel se trouve un condensateur ajustable pour les besoins de la mise au point. La combinaison de condensateurs qui est, en définitive, montée aux bornes de la bobine du circuit oscillant définissant la fréquence locale, combinaison qui crée l'accord de ce circuit, est représentée figure XVIII-21-1.

dL est la bobine, CV₁, l'élément du condensateur multiple utilisé à l'accord « hétérodyne ».

C₁ est le trimmer de ce condensateur, c'est-à-dire un petit ajustable air-mica, qui se trouve sur le côté de C ; nous appellerons les condensateurs tels que C₁ des *trimmers de condensateur*.

C₂ est le padding.

C₃ est la capacité résultant du montage en parallèle de la capacité propre du bobinage dL et d'un éventuel *trimmer de bobine*, c'est-à-dire d'un petit condensateur ajustable air-mica monté en parallèle sur dL.

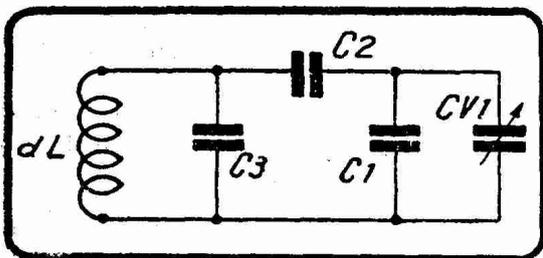


FIG. XVIII-21-1. — Circuit définissant la fréquence locale. C₁ est le trimmer de condensateur, C₂ est le padding et C₃ le trimmer de bobine.

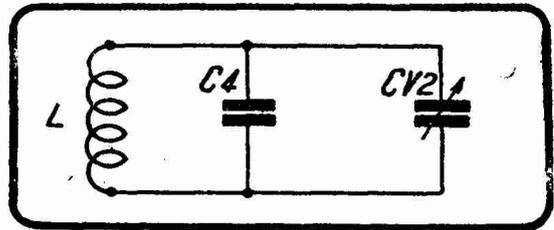


FIG. XVIII-21-2. — Circuit définissant la fréquence incidente. C₄ est le trimmer de bobine ou le trimmer de condensateur ou la capacité résultant d'un trimmer de bobine et d'un trimmer de condensateur.

L'élément du condensateur multiple accordant le circuit oscillant définissant la fréquence incidente est monté comme le montre la figure XVIII-21-2. L est la bobine, CV₂ le second élément du condensateur multiple, C₄ la capacité résultant du montage en parallèle de la capacité propre du bobinage L et d'un éventuel trimmer de bobine. Le condensateur C₄ est, en général, déterminé par l'alignement préalable des circuits d'accord et éventuellement des circuits HF, alignement qui se fait comme dans le cas d'un récepteur à amplification directe.

Pour une gamme donnée d'ondes à recevoir, il faut :

- a) déterminer L par la formule de Thomson, les valeurs extrêmes de variation de CV₂ étant données ;
- b) déterminer par le calcul :

(1) *To trim* veut dire ajuster, placer en bonne condition. *Trimmer* est pris dans le sens d'accessoire ; et, en effet, le trimmer est un accessoire du condensateur variable, avec lequel il fait souvent corps.

(2) *To pad* veut dire capitonner. En effet, le padding sert à « bourrer » la capacité maximum du condensateur effectif monté aux bornes de la bobine.

Les Américains adorent introduire des expressions familières, voire argotiques, dans leur langage technique (exemples : feed back, tickler coil, squech tube, etc.).

1° le coefficient d (généralement plus petit que 1) qui, multipliant L , donne la self dL de la bobine du circuit oscillant définissant la fréquence locale ;

2° le padding C_2 ;

3° le trimmer C_1 ;

c) utiliser deux condensateurs CV_1 et CV_2 de même loi de variation de capacité, et ayant à chaque instant même capacité.

Comme, en pratique, il s'agit, avec le même condensateur multiple de capacité d'élément C , de recevoir plusieurs gammes d'ondes (une gamme GO, une gamme PO et une, deux ou trois gammes OC), il est nécessaire de recommencer pour chaque gamme la détermination de L , de C_2 , de C_1 et de d . Mais C_1 ayant été déterminé pour une gamme, il n'est plus possible de le retoucher pour les autres ; il faut donc, pour les autres gammes, faire entrer en ligne de compte le trimmer de bobine C_3 et considérer C_1 comme ayant une valeur fixée. C'est pourquoi on fait parfois $C_1 = 0$; les trimmers de condensateurs sont alors supprimés.

Bien réalisée, cette disposition permet de maintenir constante ⁽¹⁾ la différence entre les deux fréquences F_1 et F_L d'un bout à l'autre des divisions du cadran commun des deux condensateurs C des figures A et B.

REMARQUE. — Il faut un padding pour chaque gamme d'ondes. La valeur de ce padding est, pour une moyenne fréquence donnée, d'autant plus grande que la gamme d'ondes considérée est placée plus haut dans l'échelle des fréquences. Pour les ondes courtes, le padding atteint des valeurs si grandes qu'on le supprime souvent purement et simplement. Le padding PO est de capacité plus grande que le padding GO. La mise en circuit d'un padding ou de l'autre est, en pratique, assurée par le commutateur de passage des gammes.

II. — CALCUL DES ÉLÉMENTS D'UNE COMMANDE UNIQUE PAR PADDING D'UN RÉCEPTEUR A CHANGEMENT DE FRÉQUENCE. MÉTHODE H. RODER.

Si l'alignement d'un récepteur à changement de fréquence consistait, comme beaucoup semblent le croire, hélas ! à choisir une bobine L quelconque, une seconde bobine dL quelconque, à monter sur ces bobines deux éléments d'un condensateur multiple et à déterminer par tâtonnements C_1 , C_2 et éventuellement C_3 , le problème serait simple.

Malheureusement, toute autre est la réalité.

Le problème de l'alignement d'un récepteur à changement de fréquence est un des plus délicats de la technique radioélectrique courante. Et ce fait justifie les développements que nous avons décidé de lui donner.

Les calculs que nous allons rencontrer, dus à Hans Roder ⁽²⁾ font peut-être appel à des conceptions mathématiques dépassant légèrement le niveau que nous nous sommes fixé dans cet ouvrage. Mais nous pensons qu'ils pourront néanmoins être suivis par de nombreux lecteurs techniciens ou amateurs avertis. D'ailleurs, seuls les procédés mis en œuvre pour arriver aux formules pratiques sont relativement délicats ; les formules elles-mêmes sont d'application très simple. N'est-ce pas l'essentiel ? Le seul reproche que l'on puisse adresser à ces calculs est qu'ils sont un peu longs, mais ils ne demandent que de la patience et de l'attention.

1° Comment se pose le problème. Impossibilité d'une solution rigoureuse :

Nous constituerons le circuit oscillant chargé de créer la fréquence locale F comme le montre la figure XVIII-21-1. Ce circuit est monté, en général, dans

(1) En réalité, cette méthode de l'alignement par padding et trimmer n'assure la constance de la différence des fréquences des deux circuits qu'en trois points (centre et voisinage des extrémités). Entre ces points, l'écart est d'autant plus faible que la moyenne fréquence est plus basse.

Lire, à ce sujet, une étude très intéressante de Marc Seignette « Abaque de mono-réglage », dans l'ouvrage « Vues sur la Radio » (édité par la Librairie de la Radio).

(2) Méthode exposée dans « Radio Engineering » de mars 1935.

la grille d'une triode (triode indépendante ou triode constitutive). Le circuit oscillant définissant la fréquence incidente F_1 est conforme à la figure XVIII-21-2. Ce circuit est monté dans la grille de la lampe modulatrice. Le condensateur CV_2 est calé sur le même axe que le condensateur CV_1 monté sur L . Par définition, les deux condensateurs CV_1 et CV_2 sont égaux ; par là, il faut comprendre que des variations angulaires égales de leurs rotors doivent correspondre à des variations égales de capacité à 0,1 % près dans les plus mauvais cas. La loi commune de variation de la capacité de ces deux condensateurs n'a aucune influence sur le problème qui nous occupe : il peut s'agir de condensateurs VLC, VLL, VLF ou mid-line.

Nous appellerons C la valeur commune de CV_1 et de CV_2 .

Entre la fréquence incidente F_1 , la fréquence locale F_L et la moyenne fréquence MF , existe la relation classique

$$(1) \quad F_L = F_1 + MF$$

Nous supposons, en effet, utiliser l'onde locale inférieure.

Appelons C_i la capacité équivalente du condensateur CV_2 et du trimmer C_4 de la figure XVIII-21-2. On a évidemment, d'après les règles élémentaires de couplage des condensateurs :

$$(1) \quad C_i = C_1 + C$$

La relation (5) de la page 344 nous donne, en arrondissant, le coefficient

$$(2) \quad F_1^2 = \frac{253,3 \cdot 10^8}{L \cdot C_i}$$

dans laquelle on trouve F_1 en kilocycles par seconde, lorsque L est exprimée en μH et C_i en pF.

De même, si l'on appelle C_e la capacité équivalente du condensateur effectivement monté, figure XVIII-21-1, en parallèle sur dL , on obtient :

$$(3) \quad F_L^2 = \frac{253,3 \cdot 10^8}{dL \cdot C_e}$$

avec les mêmes unités que pour la relation précédente.

Pour simplifier les écritures nous poserons :

$$x = C_i \quad \text{et} \quad y = \frac{1}{d \cdot C_e}$$

d'où

$$(4) \quad x = \frac{253,3 \cdot 10^8}{L \cdot F_1^2}$$

et

$$(5) \quad y = \frac{L \cdot F^2}{253,3 \cdot 10^8}$$

En tirant F_1 de (4) et F_L de (5) et en portant dans la relation (1) préalablement élevée au carré, sans développer le second membre, on trouve :

$$(6) \quad y = \frac{L}{253,3 \cdot 10^8} \left[MF + \sqrt{\frac{253,3 \cdot 10^8}{L \cdot x}} \right]^2$$

La courbe représentative de cette équation en x et y est donnée figure XVIII-21-3. Elle présente deux branches P et N. La branche P correspond aux valeurs positives de F_L , la branche N aux valeurs négatives. Bien entendu, seule la branche P a une signification physique dans le problème considéré. La branche

P rappelle par sa forme — mais n'est pas — une hyperbole rectangulaire ayant une asymptote verticale

$$x = 0$$

et une asymptote horizontale

$$y' = \frac{L \cdot (MF)^2}{253,3 \cdot 10^8}$$

L'équation (6) est la relation qui doit exister entre x et y, autrement dit entre C₁ et C_e, pour que la relation (1) soit rigoureusement satisfaite pour toutes les positions angulaires des rotors des deux condensateurs CV₁ et CV₂ entrant dans la constitution des capacités résultantes C₁ et C_e.

Cette courbe de correspondance idéale entre les capacités montées en parallèle sur L et sur dL, donnerait, si elle pouvait se réaliser pratiquement, l'alignement rigoureux du haut au bas de la gamme d'ondes considérées.

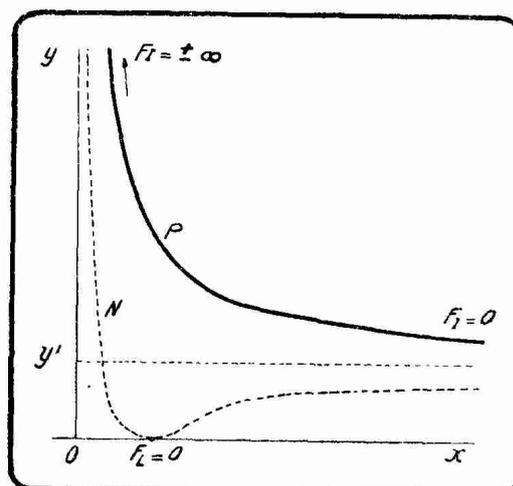


FIG. XVIII-21-3. — La branche P est la courbe de correspondance idéale entre les quantités x et y égales, respectivement, à C₁ et à 1/dC_e.

Mais peut-elle se réaliser pratiquement ?

Nous avons vu que C_e est la résultante de l'ensemble des condensateurs montés en parallèle sur la bobine dL de la figure XVIII-21-1. Les règles élémentaires de couplage des condensateurs en série et en parallèle, donnent ici :

$$C_e = C_3 + \frac{1}{\frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_1 + C}}$$

c'est-à-dire, en développant

$$C_e = \frac{(C_1 + C)(C_2 + C_3) + C_2 C_3}{C_1 + C_2 + C}$$

En portant cette valeur de C_e dans l'équation de définition de y, on a :

$$y = \frac{C_1 + C_2 + C}{d [(C_1 + C)(C_2 + C_3) + C_2 C_3]}$$

Portons dans cette relation la valeur de C tirée de la relation (1) dans laquelle nous avons fait au préalable x = C₁, ce qui donne à cette relation la forme :

$$C = x - C_4$$

On a alors :

$$y = \frac{C_1 + C_2 + x - C_4}{d [(C_1 + x - C_4)(C_2 + C_3) + C_2 C_3]}$$

Cette équation s'écrit :

$$(7) \quad y = \frac{c + x}{a + xb}$$

dans laquelle on a posé :

$$(8) \quad a = d [C_3 (C_2 + C_3) + C_2 C_3]$$

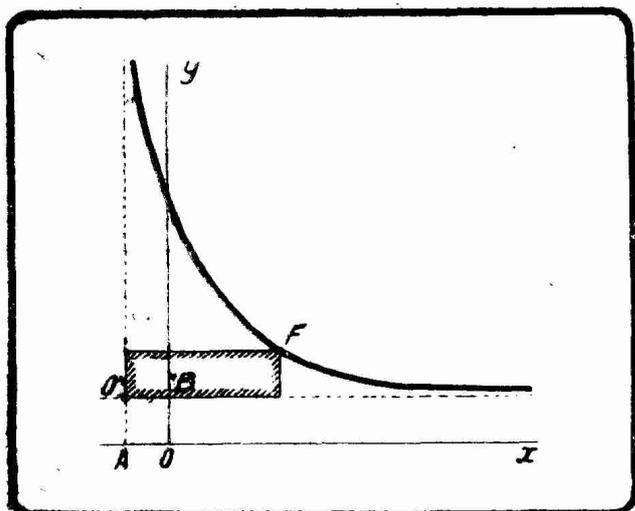


FIG. XVIII-21-4. — Hyperbole représentative de la courbe de correspondance réelle. Si x et y sont les coordonnées d'un point F de la courbe, la quantité K est matérialisée par la surface bordée de hachures.

$$(9) \quad b = d (C_2 + C_3)$$

$$(10) \quad c = C_5 + C_2$$

$$(11) \quad C_5 = C_1 - C_4$$

L'équation (7) donne la relation qui existe réellement entre x et y , donc entre C_1 et C_5 , étant admis que l'on utilise les circuits oscillants des figures XVIII-21-1 et XVIII-21-2.

La courbe que représente l'équation (7) est la *courbe de correspondance réelle* entre les capacités montées en parallèle sur L et sur dL .

Il nous faut comparer cette courbe de correspondance réelle à la courbe de correspondance idéale de la figure XVIII-21-3.

Quelle courbe représente donc l'équation (7) ?

Une transformation algébrique classique permet d'écrire (7) sous la forme :

$$(7)' \quad \left(x + \frac{a}{b} \right) \left(y - \frac{1}{b} \right) = \frac{cb - a}{b^2}$$

Cette équation est du type général

$$(12) \quad (x - A) (y - B) = K$$

que la géométrie analytique élémentaire montre être une hyperbole rectangulaire ayant pour centre un point de coordonnées A et B (fig. XVIII-21-4).

A , B et K sont liés aux quantités entrant dans les équations (8), (9) et (10) par :

$$(13) \quad A = -\frac{a}{b} = -\frac{C_5 (C_2 + C_3) + C_2 C_5}{C_2 + C_3}$$

$$(14) \quad B = \frac{1}{b} = \frac{1}{d (C_2 + C_3)}$$

$$(15) \quad K = \frac{cb - a}{b^2} = \frac{C_5^2}{d (C_2 + C_3)^2}$$

Maintenant, le problème de l'alignement peut se poser de la manière très claire suivante :

Afin de donner à F_L des valeurs satisfaisant d'aussi près que possible la relation (1), nous avons à déterminer les quantités A , B et K de telle façon que, dans la bande considérée de fréquences, l'hyperbole d'équation (12) coïncide d'aussi près que possible avec la branche P de la courbe idéale de la figure XVIII-21-3.

Un point est évident : la courbe idéale P et la courbe réelle ne peuvent jamais coïncider complètement, puisque P n'est pas une hyperbole.

L'alignement absolu ne peut donc être réalisé du haut en bas d'une gamme d'ondes. Cependant, il est possible de placer l'hyperbole de sorte qu'elle présente un ou plusieurs points communs avec la branche P . Un court examen des figures XVIII-21-3 et XVIII-21-4 met en évidence les cas possibles suivants :

$A > 0$ $B < y'$ un ou trois points communs.

$A > 0$ $B > y'$ un seul point commun possible.

$A < 0 \quad B < y'$ pas de point ou deux points communs.

$A < 0 \quad B > y'$ pas de point ou deux points communs.

Cela montre que *l'alignement par padding ne donne une solution rigoureuse que pour trois fréquences au plus*, même dans les conditions les plus favorables. Ces fréquences sont dites les *fréquences de coïncidence*.

On effectue donc les calculs de manière à obtenir trois points communs entre la courbe P et l'hyperbole représentative de l'équation (12).

Dans la gamme PO, on réalise l'alignement exact aux trois fréquences 1.400, 1.000 et 600 kc/s, par exemple. A toute autre fréquence de la gamme, la différence entre la fréquence locale et la fréquence incidente n'est pas exactement la moyenne fréquence. Dans le cas d'une moyenne fréquence de 175 kc/s, l'écart maximum est de 2 kc/s et se produit aux extrémités de la course des condensateurs d'accord. Pour une fréquence incidente donnée, l'écart est à peu près proportionnel à la valeur de la moyenne fréquence.

2° Solution pratique. Détermination des coefficients A et B de l'équation (12) :

On peut employer une méthode graphique. On choisit trois fréquences de coïncidence convenablement réparties ⁽¹⁾ dans la gamme considérée et l'on détermine pour chacune d'elles les valeurs correspondantes d'*x* et d'*y* par les équations (4) et (5). On obtient ainsi trois points F_1, F_2, F_3 (fig. XVIII-21-5) de la courbe de correspondance idéale, courbe qui correspond, on le sait, à l'alignement rigoureux. Il reste à construire l'hyperbole passant par ces trois points. Le centre O' de cette hyperbole est obtenu par l'intersection des droites R et S, diagonales des rectangles construits par les points F_1, F_2, F_3 parallèlement aux axes de coordonnées ⁽²⁾, comme le montre la figure XVIII-21-5.

Les coordonnées du point O' sont les quantités A et B. Cette construction graphique est très simple, puisqu'elle ne fait intervenir que des lignes droites.

On peut cependant exiger une plus grande précision ; il faut avoir alors recours à la géométrie analytique. On écrit les équations des droites R et S et on cherche les coordonnées A et B de leur point d'intersection. La solution est :

$$(16) \quad A = \frac{y_2 - y_3 + x_2 S - x_1 R}{S - R}$$

$$(17) \quad B = \frac{y_1 S - y_3 R}{S - R}$$

dans lesquelles

$$(17) \quad \left\{ \begin{array}{l} R = \frac{y_1 - y_2}{x_1 - x_2} \\ S = \frac{y_2 - y_3}{x_3 - x_2} \end{array} \right.$$

$x_1, y_1, x_2, y_2, x_3, y_3$ étant les coordonnées des points F_1, F_2, F_3 , que l'on obtient par les relations (4) et (5). Les valeurs F_1, F_2, F_3 sont trois valeurs particulières de la fréquence incidente F_i ; on les porte donc directement dans la relation (4). Pour obtenir les valeurs de *y*, il faut préalablement calculer les trois valeurs correspondantes de la fréquence locale F_L , ce qui est facile par la relation (1), puisque l'on connaît MF.

(1) On prend la fréquence du milieu de la gamme et des fréquences voisines des deux extrémités. Nous insistons bien sur l'adjectif *voisines* : il serait mauvais de prendre les fréquences mêmes des extrémités de la gamme.

(2) Pour justifier cette construction, rappelons le théorème de géométrie établissant l'égalité des parties de toute sécante d'une hyperbole comprises entre la courbe et les asymptotes. On démontre ainsi que O' se trouve sur R et sur S, donc à leur point de rencontre.

3° Utilisation des coefficients A et B. Détermination de K. Les équations fondamentales du problème :

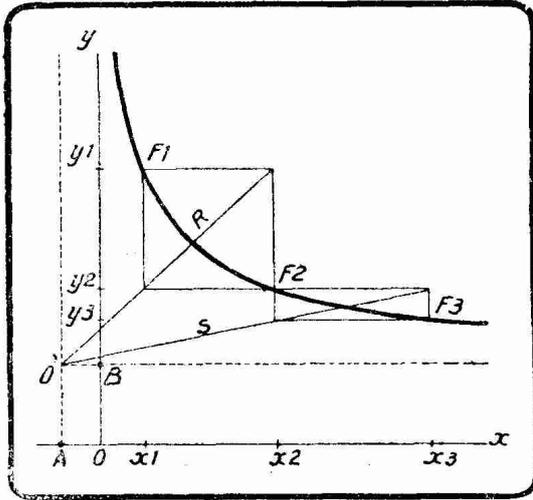


FIG. XVIII-21-5. — Tracé de la courbe de correspondance réelle (hyperbole), connaissant trois de ses points F_1, F_2, F_3 . La construction montre la manière de déterminer le centre O' de cette hyperbole.

Ayant ainsi déterminé A et B par la méthode graphique ou par le calcul, on détermine le second membre K de l'équation (12), soit graphiquement comme le montre la figure XVIII-21-4, soit par l'une des trois équations :

$$(18) \quad \begin{cases} (x_1 - A)(y_1 - B) = K \\ (x_2 - A)(y_2 - B) = K \\ (x_3 - A)(y_3 - B) = K \end{cases}$$

obtenues en portant dans (12) les coordonnées des points F_1, F_2, F_3 ; chaque équation doit donner la même valeur pour K; c'est un moyen de vérifier les calculs.

Ayant ainsi A, B et K, on se trouve en présence des trois équations (13), (14) et (15) à quatre inconnues C_5, C_2, C_3, d .

Des équations (14) et (15) on tire :

$$(19) \quad C_2 = \frac{1}{B} \sqrt{\frac{K}{d}}$$

De cette équation et de l'équation (14), on tire également :

$$(20) \quad C_3 = \frac{1}{B} \left(\frac{1}{d} - \sqrt{\frac{K}{d}} \right)$$

Ayant C_2 et C_3 , on tire enfin C_5 (c'est-à-dire $C_1 - C_4$) de (13) :

$$(21) \quad C_5 = C_1 - C_4 = \frac{1}{B} \left(K - \sqrt{\frac{K}{d}} \right) - A$$

(19), (20) et (21) sont les équations fondamentales du problème.

Leur résolution, autrement dit la solution du problème qui nous intéresse, dépend des circonstances spéciales réalisées par les circuits.

4° La solution :

Premier cas. — Supposons que notre condensateur variable de la figure XVIII-21-1 soit dépourvu de trimmer. On a donc $C_1 = 0$. Le trimmer du circuit d'attaque (fig. XVIII-21-2) est supposé connu; en effet, il a fallu aligner l'accord et la HF avant d'aligner le changement de fréquence proprement dit. On connaît donc C_4 .

On se trouve ainsi en présence de trois équations

$$C_2 = \frac{1}{B} \sqrt{\frac{K}{d}}$$

$$C_3 = \frac{1}{B} \left(\frac{1}{d} - \sqrt{\frac{K}{d}} \right)$$

$$C_5 = -C_4 = \frac{1}{B} \left(K - \sqrt{\frac{K}{d}} \right) - A$$

à trois inconnues d , C_2 et C_3 , équations qui donnent

$$\left\{ \begin{aligned} C_2 &= \frac{K + B (C_4 - A)}{B} \\ C_3 &= \frac{C_4 - A}{K} [K + B (C_4 - A)] \\ d &= \frac{K}{[K + B (C_4 - A)]^2} \end{aligned} \right.$$

Deuxième cas. — Supposons que C_3 soit nul. C'est ce qui se présente pour la réception des ondes courtes sans trimmer de bobine, et pour des bobines à capacité répartie négligeable. Nous supposons toujours que C_4 est connu, pour les mêmes raisons que précédemment. On a alors, d'après (20) :

$$\frac{1}{d} = \sqrt{\frac{K}{d}}$$

c'est-à-dire

$$d = \frac{1}{K}$$

D'où, d'après l'équation (19)

$$C_2 = \frac{K}{B}$$

Et d'après (21)

(23)

$$C_5 = -A$$

D'où, enfin

$$C_1 = -A + C_4$$

Troisième cas (cas général). — C_4 étant toujours supposé connu, pour les raisons précédemment exposées, on est en présence de quatre inconnues C_1 , C_2 , C_3 et d ; mais nous ne disposons que de trois équations ; on tourne la difficulté en prédéterminant une de celles-ci :

1° On peut se donner la self du circuit oscillant définissant la fréquence locale, autrement dit se donner dL , ce qui revient à se donner d . Les éléments C_1 , C_2 , C_3 de la figure XVIII-21-1 sont alors fournis par les équations (19) à (21), où les seconds membres sont entièrement connus.

2° Le plus souvent, la quantité prédéterminée est la capacité C_3 , capacité propre de l'enroulement oscillateur. Cette capacité peut être mesurée ou évaluée. C_3 étant connu, on cherche d par la relation (20), dans laquelle on

pose $\sqrt{\frac{1}{d}} = X$. On se trouve alors en présence de l'équation du second degré

$$(22) \quad \frac{1}{B} X^2 - \frac{\sqrt{K}}{B} X - C_3 = 0$$

dont la résolution se fait par les procédés de l'algèbre élémentaire. On adopte la racine plus grande que 0, parce que X est essentiellement positif.

Ayant X , c'est-à-dire $\sqrt{\frac{1}{d}}$, on en tire d et on calcule C_5 par la relation (20).

$$C_5 = \frac{1}{B} \left(K - \sqrt{\frac{K}{d}} \right) - A$$

et C_2 par l'équation (19)

$$C_2 = \frac{1}{B} \sqrt{\frac{K}{d}}$$

Et enfin, C_1 est obtenu par l'équation (14) :

$$C_1 = C_4 + C_5$$

La méthode n'exige comme connaissance mathématique la plus poussée que la familiarisation avec la résolution d'une équation du second degré.

5° Exemple d'application de la méthode :

Supposons que la bande à recevoir soit celle des petites ondes, c'est-à-dire la bande 530-1.500 kc/s (200-565 m).

La bobine L du circuit oscillant définissant la fréquence locale et insérée dans la grille de commande de la lampe modulatrice a un coefficient de self-induction de 187,5 μ H. La capacité C_4 est, admettons-le, de 60 pF. C'est la valeur minimum de capacité (1) mise en parallèle sur L au cours des variations du condensateur d'accord. Nous avons vu page 448 que la longueur d'onde minimum ainsi réalisée est bien de 200 m. La capacité maximum mise effectivement en parallèle sur L doit, pour que l'on puisse « monter » jusqu'à 565 m, atteindre 480 pF. Cela définit le condensateur CV_2 , donc CV_1 . La capacité C_3 de l'enroulement oscillateur dL est de 30 pF.

La moyenne fréquence choisie est de 135 kc/s (2).

a) Première étape. — On calcule les quantités x et y des relations (4) et (5) pour chacune des trois fréquences de coïncidence choisies prises comme fréquences incidentes F_1 . On dresse le tableau :

	F_1	FL	x	y
1	1400	1535	68,9	$1,74407 \cdot 10^{-2}$
2	1000	1135	135,09	$0,95354 \cdot 10^{-2}$
3	600	735	375,22	$0,39987 \cdot 10^{-2}$

b) Seconde étape. — On calcule les quantités A et B des relations (16) et (17), après y avoir porté les quantités R et S données par les relations (17) :

On a donc d'abord :

$$R = \frac{(1,74407 - 0,95354) \times 10^{-2}}{135,09 - 68,9} = 1,194 \cdot 10^{-4}$$

et :

$$S = \frac{(0,95354 - 0,39987) \times 10^{-2}}{375,22 - 135,09} = 0,230 \cdot 10^{-4}$$

(1) Constituée par la résiduelle de CV_2 , le trimmer proprement dit, la capacité propre de L, la capacité de la lampe, etc.

(2) Le calcul pour la fréquence 135 kc/s est utile, car on adopte encore cette valeur de MF dans certains récepteurs professionnels ou de trafic.

Puis :

$$A = \frac{0,55367 \times 10^{-2} + (135,09 \times 0,230 - 68,9 \times 1,194) \times 10^{-4}}{-0,964 \times 10^{-4}} = -4,33$$

et :

$$B = \frac{1,74407 \times 0,230 \times 10^{-6} - 0,39987 \times 1,194 \times 10^{-6}}{-0,964 \times 10^{-4}} = 0,079 \cdot 10^{-2}$$

c) *Troisième étape.* — Ayant ainsi A et B, on calcule K par l'une des relations (18) ou, mieux, par les trois relations (18), ce qui est une occasion de vérifier les calculs. Chaque relation (18) doit, bien entendu, donner la même valeur de K.

$$\begin{aligned} K &= (68,9 + 4,33) (1,74407 - 0,079) 10^{-2} = 1,2193. \\ K &= (135,09 + 4,33) (0,95354 - 0,079) 10^{-2} = 1,2193 \\ K &= (375,22 + 4,33) (0,39987 - 0,079) 10^{-2} = 1,2193 \end{aligned}$$

d) *Quatrième étape.* — Ayant K (= 1,2193), B (= 0,079 · 10⁻²) et C₃ (= 30 pF), on porte ces valeurs dans l'équation (20) :

$$\frac{100}{0,079} X^2 - \frac{100}{0,079} \sqrt{1,2193 X - 30} = 0$$

qui s'écrit en simplifiant :

$$100 X^2 - 110,4 X - 2,370 = 0.$$

Cette équation a pour solution $\sqrt{\frac{1}{d}}$. D'après l'examen des coefficients, on voit que les racines sont l'une positive, l'autre négative ; la racine positive est seule intéressante ici, parce que $\sqrt{\frac{1}{d}}$, solution de l'équation, ne peut être que positif.

La règle de résolution de l'équation du second degré donne :

$$\sqrt{\frac{1}{d}} = \frac{110,4 + \sqrt{12193 + 948}}{200} = 1,125$$

d'où :

$$\frac{1}{d} = 1,265 \quad \text{et} \quad d = 0,79$$

Le coefficient d'induction de la bobine oscillatrice est donc :

$$dL = 0,79 \times 187,5 = 148 \mu\text{H}.$$

e) *Cinquième étape.* — Il ne reste plus qu'à calculer C₂, C₅ et C₁ qui sont donnés respectivement par les relations (19), (20) et (11).

$$C_2 = \frac{100}{0,079} \times 1,125 \times \sqrt{1,2193} = 1575 \text{ pF}$$

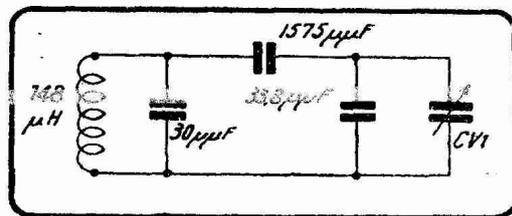


FIG. XVIII 21-6. — Exemple pratique de circuit oscillant à padding convenant pour la gamme 200-565 m avec une moyenne fréquence de 135 kc/s.

La variation effective de CV₁ est la même que celle définie pour CV₂ au début de l'exemple.

$$C_5 = \frac{100}{0,079} (1,2193 - 1,24) = -26,2 \text{ pF}$$

et enfin :

$$C_1 = 60 - 26,2 = 33,8 \text{ pF.}$$

Le circuit oscillant définissant l'onde locale est alors conforme à la figure XVIII-21-6.

III. — MÉTHODE DE CALCUL PRÉCONISÉE PAR LA RCA.

La méthode Roder donne une vue d'ensemble très complète du problème de la commande unique. Elle met en évidence la possibilité de trois points seulement d'alignement parfait.

La RCA a publié ⁽¹⁾ une méthode un peu plus simple en ce sens que, dans son application, elle n'oblige pas à résoudre une équation du 2^e degré. Elle est fondée sur les deux schémas A et B de la figure XVIII-21-7, qui représentent

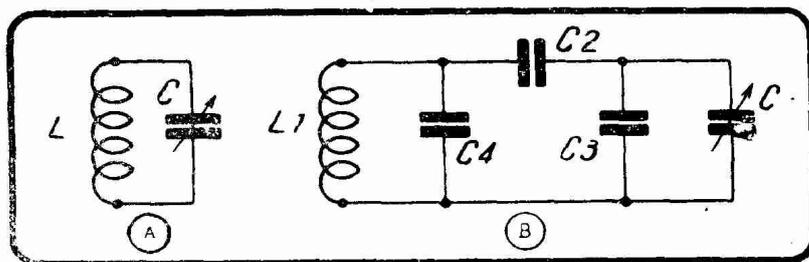


FIG. XVIII-21-7. — En A est représenté le circuit attaquant la grille de la lampe modulatrice, c'est-à-dire le circuit définissant la fréquence incidente F_i .

En B est représenté le circuit définissant la fréquence locale F_L . C_3 est la différence $C_{12} - C_{13}$, C_{12} étant le trimmer de C de la figure B et C_{13} le trimmer de C de la figure A. Généralement, C_3 est positif, c'est-à-dire que C_{12} est plus grand que C_{13} . Mais, dans certains cas, C_3 peut être négatif. C_1 est le padding, C_4 le trimmer de L_1 plus la capacité répartie de L plus la capacité des circuits extérieurs montés sur L_1 .

respectivement le circuit d'attaque définissant la fréquence incidente et le circuit oscillateur définissant la fréquence locale. C_3 est la différence entre la capacité minimum du condensateur d'accord de la figure XVIII-21-7 B et celle du condensateur d'accord de la figure XVIII-21-7 A ⁽²⁾. Il peut se faire que le trimmer de la figure B soit le plus petit (surtout quand C_1 est grand) ; on donne alors le signe — à C_3 dans les calculs. Le plus souvent cependant, C_3 est positif.

On exprime toutes les fréquences en mégacycles (pour obtenir de petites valeurs numériques), les selfs en μH et les capacités en pF.

Nous ne donnerons pas, à l'inverse de ce que nous avons fait pour la méthode Roder, les détails d'établissement des formules. Nous nous contenterons de ces formules elles-mêmes.

C_0 est la capacité d'accord à une fréquence incidente F_0 : dans ces conditions

$$(1) \quad L = \frac{25330}{C_0 F_0^2} \quad \text{ou, si l'on connaît } L, \quad C_0 F_0^2 = \frac{25330}{L}$$

F_1, F_2, F_3 sont les trois fréquences de coïncidence.

On pose successivement, f_0 étant la moyenne fréquence :

$$\begin{aligned} a &= F_1 + F_2 + F_3 \\ b &= F_1 F_2 + F_2 F_3 + F_1 F_3 \\ c &= F_1 F_2 F_3 \\ d &= a + 2 f_0 \end{aligned}$$

(1) D'après « Technical discussion on determination of oscillation-circuit constants in superheterodyne receivers ». Laboratory series n° UL8, RCA Radiotron C° Harrison, N. J. (oct. 1934).

(2) C'est, en somme, le C de la méthode Roder.

$$l = \frac{bd - c}{2 f_0}$$

$$m = l + f_0^2 + ad - b$$

$$n = \frac{cd + f_0^2 l}{m}$$

A ces coefficients, il faut ajouter :

$$A = C_0 F_0^2 \left(\frac{1}{n} - \frac{1}{l} \right) \text{ pour le cas n° 3, que nous verrons dans}$$

un instant,

et :

$$B = \frac{C_0 F_0^2}{1} - C_3 \text{ pour le cas n° 4.}$$

Les solutions dépendent alors des éléments connus :

Cas n° 1 : $C_1 = 0$ ou bien plus petit que C_2 (cas habituel en OC),

$$C_2 = C_0 F_0^2 \left(\frac{1}{n} - \frac{1}{l} \right)$$

$$C_3 = \frac{C_0 F_0^2}{1}$$

$$L_1 = L \frac{1}{m} \frac{C_2 + C_3}{C_2}$$

Cas n° 2 : $C_3 = 0$ (cas où le trimmer du condensateur a été fixé au moment de l'alignement de la partie accord et HF ; on règle la capacité minimum par C_4),

$$C_2 = \frac{C_0 F_0^2}{n}$$

$$C_1 = \frac{C_0 F_0^2}{1 - n}$$

$$L_1 = L \frac{1}{m} \frac{C_2}{C_2 + C_4}$$

Cas n° 3 : C_4 connu,

$$C_2 = \Lambda \left(0,5 + \sqrt{0,25 + \frac{C_4}{\Lambda}} \right)$$

$$C_3 = \frac{C_0 F_0^2}{1} - \frac{C_2 C_4}{C_2 + C_4}$$

$$L_1 = L \frac{1}{m} \frac{C_2 + C_3}{C_2 + C_4}$$

Cas n° 4 : C_3 connu (trimmer du condensateur préalablement réglé pour une gamme, ou encore trimmer enlevé),

$$C_2 = \frac{C_0 F_0^2}{n} - C_3$$

$$C_4 = \frac{C_2 B}{C_2 - B}$$

$$L_1 = L \cdot \frac{1}{m} \cdot \frac{C_2 + C_3^{(1)}}{C_2 + C_4}$$

Vérification des calculs.

Il peut être utile de vérifier les valeurs trouvées. Pour cela, on utilise les relations ci-dessous :

$$l = \frac{C_0 F_0^2}{C_3 + \frac{C_2 C_4}{C_2 + C_4}}$$

$$m = \frac{L_1 \left(C_4 + \frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3} \right)}{L \frac{C_0 F_0^2}{C_2 + C_3}}$$

$$n = \frac{C_0 F_0^2}{C_2 + C_3}$$

F étant une fréquence quelconque de la gamme incidente, la valeur correspondante de la fréquence locale F_L , la commande unique étant réalisée, est

$$(2) \quad F_L = m \sqrt{\frac{F^2 + n}{F^2 + 1}}$$

$F_L - F$ doit donner la moyenne fréquence. On a ainsi la possibilité de mesurer l'écart lorsque F est une fréquence autre qu'une des fréquences de coïncidence.

EXEMPLE I

Soit établir une commande unique pour la gamme 150 kc/s — 420 kc/s (715-2.000 m.) avec une moyenne fréquence de 465 kc/s ($f_0 = 0,465$).

On donne $C = 400$ pF pour 150 kc/s, ce qui fixe L par la relation (1).

Les fréquences de coïncidence sont 175, 260 et 380 kc/s.

Les valeurs de base sont alors :

$f_0 = 0,465$	$2 f_0 = 0,930$	$f_0^2 = 0,2162$
$F_1 = 0,175$	$F_2 = 0,260$	$F_3 = 0,380$
$F_0 = 0,150$	$C_0 = 400$	$C_0 F_0^2 = 9$

Les coefficients calculés, d'après les formules des pages 938 et 939, sont :

$$a = 0,815$$

$$b = 0,2108$$

$$c = 0,01728$$

$$d = 1,745$$

$$l = 0,377$$

$$m = 1,805$$

$$n = 0,0618$$

(1) Les coefficients de L dans les relations donnant L_1 correspondent au d de la méthode Roder.

Supposons que l'on connaisse C_4 , constitué par la capacité d'entrée de la lampe oscillatrice et la capacité propre de la bobine. Soit $C_4 = 12$ pF. On est en présence du cas n° 3. On trouve :

$$\begin{aligned} A &= 121,8 \\ C_2 &= 132,8 \text{ pF} \\ C_3 &= 12,9 \text{ pF} \\ L_1 &= 0,210 \text{ L} \end{aligned}$$

Supposons encore que C_3 soit connu et que l'on ait $C_3 = 20$ pF (on a enlevé le trimmer du condensateur de la figure XVIII-21-7 B, ou bien le minimum de capacité du condensateur du circuit d'attaque est de 20 pF supérieure au minimum de capacité du condensateur du circuit oscillateur). On trouve :

$$\begin{aligned} B &= \frac{9}{0,377} + 20 = 43,88 \\ C_2 &= \frac{9}{0,0618} + 20 = 165,7 \text{ pF} \\ C_4 &= \frac{165,7 + 43,88}{121,8} = 59,7 \text{ pF} \\ L_1 &= L \frac{0,377}{1,805} \left(1 + \frac{5,7}{225,4} \right) = 0,1348 \text{ L} \end{aligned}$$

En vérifiant ces dernières valeurs par la relation (2), on trouve le tableau suivant, dans lequel les fréquences sont exprimées en mégacycles.

F	0,150	0,175 ⁽¹⁾	0,220	0,260 ⁽¹⁾	0,320	0,380 ⁽¹⁾	0,420
F _L	0,616	0,640	0,684	0,725	0,787	0,845	0,882
F _L — F	0,466	0,465	0,464	0,465	0,467	0,465	0,462

Les valeurs trouvées pour $F_L - F$ montrent que cette différence ne s'écarte guère de la valeur de la moyenne fréquence (0,465 Mc/s), sauf pour $F = 0,42$ Mc/s, ce qui correspond au bas de la gamme GO (715 m environ).

EXEMPLE II

Soit, avec une MF de 465 kc/s ($f_0 = 0,465$), à calculer une commande unique pour la gamme 10 — 23 Mc/s (13 à 30 m).

On sait que, pour $C = 400$ pF, on a $F = 10$ Mc/s, ce qui donne L d'après (1). Les fréquences de coïncidence sont, par exemple, 12, 18 et 20 Mc/s.

Les données sont donc

$$\begin{aligned} f_0 &= 0,465 & 2f_0 &= 0,93 & f_0^2 &= 0,216 \\ F_1 &= 12 & F_2 &= 18 & F_3 &= 20 \\ F_0 &= 10 & C_0 &= 400 & C_0 F_0^2 &= 40.000 \end{aligned}$$

Les coefficients calculés donnent :

$$\begin{aligned} a &= 50 \\ b &= 216 + 240 + 360 = 816 \\ c &= 4320 \\ d &= 50,93 \\ l &= \frac{816 \times 50,93 - 4320}{0,93} = 40.041 \\ m &= 40.041 \times 0,216 \times 2546,5 - 816 = 47.771,7 \\ n &= \frac{4320 \times 50,93 + 0,216 \times 40.041}{41.771,7} = \frac{228.676,456}{41.771,7} = 5,48 \end{aligned}$$

(1) Fréquence de coïncidence pour laquelle $F_1 - F$ doit être égal à la moyenne fréquence adoptée (ici 0,465 Mc/s).

On fait $C_4 = 0$ (cas n° 1)

$$C_2 = 40.000 \left(\frac{1}{5,48} - \frac{1}{40.041} \right) = 40.000 (0,1828 - 0,0000249) = 7.312 \text{ pF}$$

$$C_3 = \frac{40.000}{40.041} = 0,996 \text{ pF}$$

$$L_1 = L \times \frac{40.041}{41.771,7} \times \frac{7.312,996}{7.312} = L \times 0,958$$

Ici, C_2 est très grand par rapport à C : il pourrait être omis. Il faudrait alors effectuer une légère correction à la valeur de L_1 . La capacité effective de 400 pF et de C_2 (7.312 pF) en série est, en effet, de 378,9 pF. Si l'on n'utilise pas C_2 , il faut diminuer L_1 , pour compenser l'augmentation de la capacité effective :

$$\frac{L_1}{L} \text{ est alors égal à } 0,958 \times \frac{378,9}{400} = 0,907.$$

Une augmentation de la capacité minimum achèvera la correction.

Lorsque l'on n'utilise pas C_2 , il n'y a plus que deux fréquences de coïncidence ; cependant, des écarts sont de l'ordre de ceux observés dans le cas de la gamme PO, donc pratiquement négligeables ici.

IV. — UTILISATION DES RÉSULTATS DU CALCUL.

Une fois que l'on a réglé l'accord de l'amplificateur moyenne fréquence sur la valeur choisie pour MF, et que l'on a calculé les éléments d'une commande unique, comme il vient d'être indiqué, il ne suffit pas de monter les trimmers et paddings ayant les valeurs trouvées pour obtenir le résultat cherché : l'alignement convenable des circuits. Dans le montage existent des capacités parasites variant d'une réalisation à l'autre. Ces capacités, dues au câblage, aux supports des lampes, aux lampes elles-mêmes, ont surtout une influence sur la valeur des trimmers de condensateur de bobine.

En pratique, on met en œuvre des trimmers et des paddings *ajustables autour des valeurs trouvées dans les calculs*. Cet artifice permet :

- 1° d'aligner parfaitement le poste au moment de la mise au point ;
- 2° de le réaligner après un transfert ou un long usage.

Comme on dispose, grâce au calcul, d'une bobine dL (méthode Roder) ou L_1 (méthode R.C.A.) convenablement dimensionnée par rapport à L , autrement dit de bobinages alignables, les tâtonnements sont réduits au minimum et l'alignement est facile, puisqu'il suffit de l'assurer vers les deux extrémités de la gamme.

Le principe des opérations tient en peu de mots : le trimmer modifie la courbe d'accord du circuit oscillant définissant la fréquence locale dans les parties de cette courbe correspondant aux fréquences élevées ; le padding agit sur la courbe d'accord de ce même circuit oscillant dans ses parties correspondant aux fréquences basses. C'est une application immédiate des lois élémentaires du couplage des condensateurs en série-parallèle, lois exposées page 126.

Supposons, par exemple, que les courbes d'accord des circuits FL et FI soient telles que les montre la figure XVIII-21-8. FI est la courbe d'accord du circuit définissant la fréquence incidente et FL la courbe d'accord du circuit LC définissant la fréquence locale. La différence de fréquence est, du fait du choix du coefficient de self-induction de la bobine L , satisfaisante pour la division D du cadran commun des deux rotors ($AB = MF$). Pour toute autre division du cadran, c'est-à-dire pour toute autre valeur du condensateur C et du condensateur d'accord définissant FI, la différence est ou plus petite que MF ou plus grande. Pour les positions relatives des courbes FI et FL admises figure XVIII-21-8, il

faut « remonter » la partie AA' de la courbe FL et « descendre » la partie AA'' de cette courbe. Le premier mouvement s'obtient en diminuant la capacité du trimmer (1) (on « desserre » le trimmer), le second mouvement s'obtient en augmentant la capacité du padding (2) (on « serre » le padding).

Si ces deux opérations sont convenablement faites (3), on arrive à rendre pratiquement parallèles les courbes FI et FL, FL prenant la position de la courbe en pointillé : la différence entre les ordonnées de deux points de même abscisse est constante (4). Le récepteur est aligné.

Lorsque l'alignement est réalisé, on cachète, à la cire, les vis de commande de tous les ajustables, pour éviter les variations de capacités.

Il existe d'excellents manuels pratiques d'alignement (et de réalignment !). Parmi ceux-ci, nous citerons le « Traité d'alignement pratique des récepteurs à commande unique », par A. Planès-Py et J. Gély.

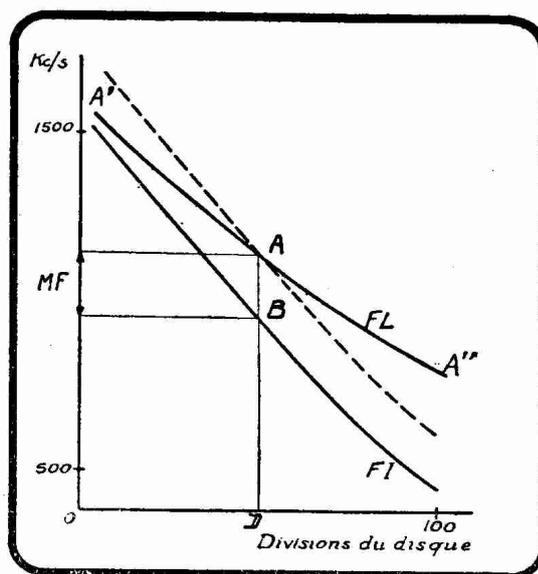


FIG. XVIII-24-8. — La courbe FL est amenée au parallélisme avec la courbe FI par l'action combinée des paddings et des trimmers.

REMARQUE SUR LES CADRANS. — Un récepteur moderne est complété par un cadran dont l'aiguille se déplace non seulement devant des divisions numérotées de 0 à 100 ou de 0 à 180, mais encore devant des repères marqués du nom des différentes stations qu'il est raisonnable d'espérer recevoir. A ces repères s'ajoutent des divisions en longueurs d'onde et en fréquences, surtout utiles pour les gammes d'ondes courtes. Ces cadrans sont lumineux par des artifices divers et comportent une signalisation de gammes indiquant sur quelle bande de longueurs d'onde le récepteur se trouve en état de réceptivité (par la manœuvre du commutateur).

A chaque condensateur correspond un cadran. Cela veut dire qu'un cadran convient à un condensateur variable multiple de profil et de valeurs de capacités extrêmes données. D'où la nécessité qu'il y a à se procurer le condensateur et le cadran chez le même constructeur ou chez des constructeurs en liaison technique.

Au cours de l'alignement pratique, on amène l'aiguille du cadran à coïncider avec le repère d'une station du bas de la gamme par la manœuvre des trimmers, l'hétérodyne modulée étant réglée sur la longueur d'onde exacte de cette station. On peut aussi, pour ce réglage, se servir de l'onde porteuse de cette station, dont on observe les effets dans le circuit plaque d'une lampe commandée par CAV.

§ 22. — Performances des récepteurs à changement de fréquence.

Les récepteurs à changement de fréquence ne présentent de réelles difficultés de réalisation que lorsque l'on tient à les équiper d'une commande unique. La mise au point de l'alignement des circuits définissant les fréquences incidentes avec le circuit définissant les fréquences locales correspondantes nécessaires à la création de la moyenne fréquence, peut être considérée comme une réelle complication.

(1) Cela revient à diminuer la résiduelle du condensateur d'accord.

(2) Cela revient à augmenter la valeur maximum de la capacité qui accorde la bobine du circuit oscillant définissant des oscillations locales. C'est une application de la règle d'addition des inverses des capacités série.

(3) Pour assurer le parallélisme des deux courbes, on fait éventuellement intervenir la torsion des secteurs entaillés des plaques extrêmes du rotor de l'élément C. Cet artifice, qui vient de la technique de l'alignement en amplification directe, est à éviter dans le cas, général aujourd'hui, de changeurs de fréquence à plusieurs gammes d'ondes.

(4) En réalité, cette méthode de l'alignement par padding et trimmer n'assure, nous l'avons vu et nous le répétons encore, la constance de la différence des fréquences des deux circuits qu'en trois points (centre et extrémités). Le taux de la différence entre ces points est d'autant plus faible que la moyenne fréquence est plus basse.

A cette restriction près, les changeurs de fréquence constituent des récepteurs d'une sensibilité et d'une sélectivité qu'il est impossible de dépasser dans l'état actuel de la technique.

L'existence de l'amplificateur moyenne fréquence, réglé une fois pour toutes sur une fréquence fixe, permet la mise en œuvre de filtres de bande d'une efficacité dont les plus difficiles peuvent se montrer satisfaits. Ces qualités sont légèrement diminuées lorsque les circonstances obligent à faire intervenir une amplification avant changement de fréquence, mais subsistent dans une proportion largement suffisante pour maintenir la prééminence de la méthode de réception en question.

La figure XVIII-22-1 donne les courbes de sélectivité (courbe A) et de sensibilité (courbes B et C) relevées sur un récepteur à changement de fréquence d'un type récent.

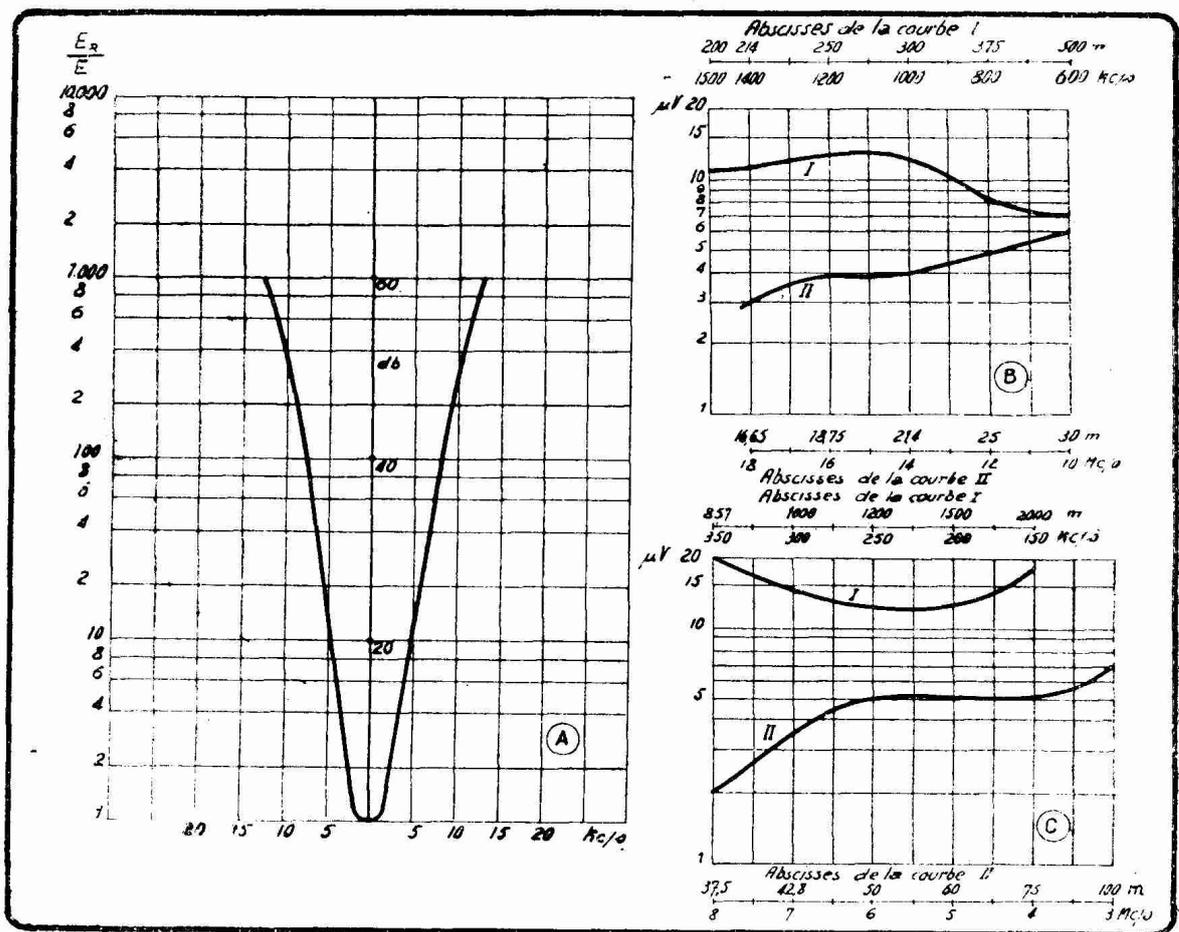


FIG. XVIII-22-1. — Courbes de sélectivité (à 1.000 kc/s, autrement dit à 300 m) et de sensibilité (pour chacune des quatre gammes d'ondes) d'un récepteur moderne à changement de fréquence. On notera la sensibilité remarquable des gammes ondes courtes, sensibilité mise en évidence par les courbes II.

On remarquera sur ces courbes, et ce, d'autant mieux qu'on les comparera aux courbes de la figure XVII-14-1, que la sensibilité est supérieure à celle que l'on observe avec un récepteur à amplification directe, et que la sélectivité s'effectue avec une bande passante suffisante pour assurer, en toutes circonstances, une fidélité des plus satisfaisantes.

§ 23. — Superhétérodynes pour télévision.

La composition d'un ensemble récepteur de télévision a été indiquée dans le texte du paragraphe 15 de ce même livre et par la figure XVIII-15-2.

La partie A est, dans cette figure, le récepteur d'image, qui peut être du type à amplification directe ou à changement de fréquence.

De même que la figure XVII-15-2 indique les parties d'un récepteur à amplification directe, la figure XVIII-23-1 indique celles d'un superhétérodyne.

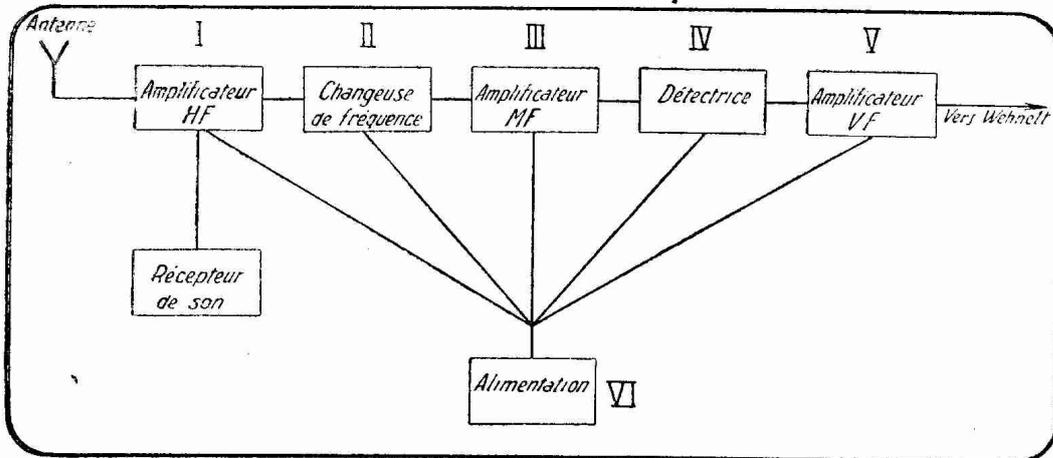


FIG. XVIII-23-1. — Eléments constitutifs d'un superhétérodyne pour la réception de l'image.

Disons tout de suite que les parties V et VI de cette figure peuvent être les mêmes que celles d'un récepteur à amplification directe.

Nous donnons sur la figure XVIII-23-2 le schéma complet d'un superhétérodyne pour télévision. Comme en radio, on peut supprimer la partie HF, si l'amplification MF est suffisante. C'est ce qui a été fait dans ce schéma, qui est équivalent à ceux des réalisations industrielles actuelles.

L'appareil comprend les lampes suivantes :

- V_1 = EF51 pentode à forte pente, modulatrice ;
- V_2 = EC41 triode spéciale OC, oscillatrice ;
- $V_3 = V_4 = V_5$ = EF51, moyennes fréquences ;
- V_6 = EA50 diode, détectrice spéciale pour télévision ;
- V_7 = EF51 vidéo-fréquence.

Voici les valeurs des éléments :

Condensateurs fixes :

- C_1 = 25 pF mica ;
- $C_2 = C_3 = 5.000$ pF mica ;
- $C_4 = C_5 = 20.000$ pF mica ;
- $C_6 = C_8 = C_{10} = 5.000$ pF mica ;
- $C_7 = C_9 = C_{13} = C_{16} = 200$ pF mica ;
- $C_{11} = C_{12} = C_{14} = C_{15} = C_{17} = 5.000$ pF mica ;
- $C_{11A} = 5.000$ pF mica ;
- $C_{18} = 5$ pF mica ;
- $C_{19} = 15$ pF mica ;
- $C_{20} = 0,2$ μ F papier ;
- C_{21} = quatre condensateurs de 50 μ F — 25 V en parallèle ;
- $C_{22} = 8$ μ F — 500 V électrolytique ;
- $C_{23} = 0,1$ μ F papier ;
- $C_{24} = 16$ μ F — 500 V électrolytique ;
- $C_{25} = C_{26} = 20.000$ pF mica ;
- C = variable à air de 25 pF.

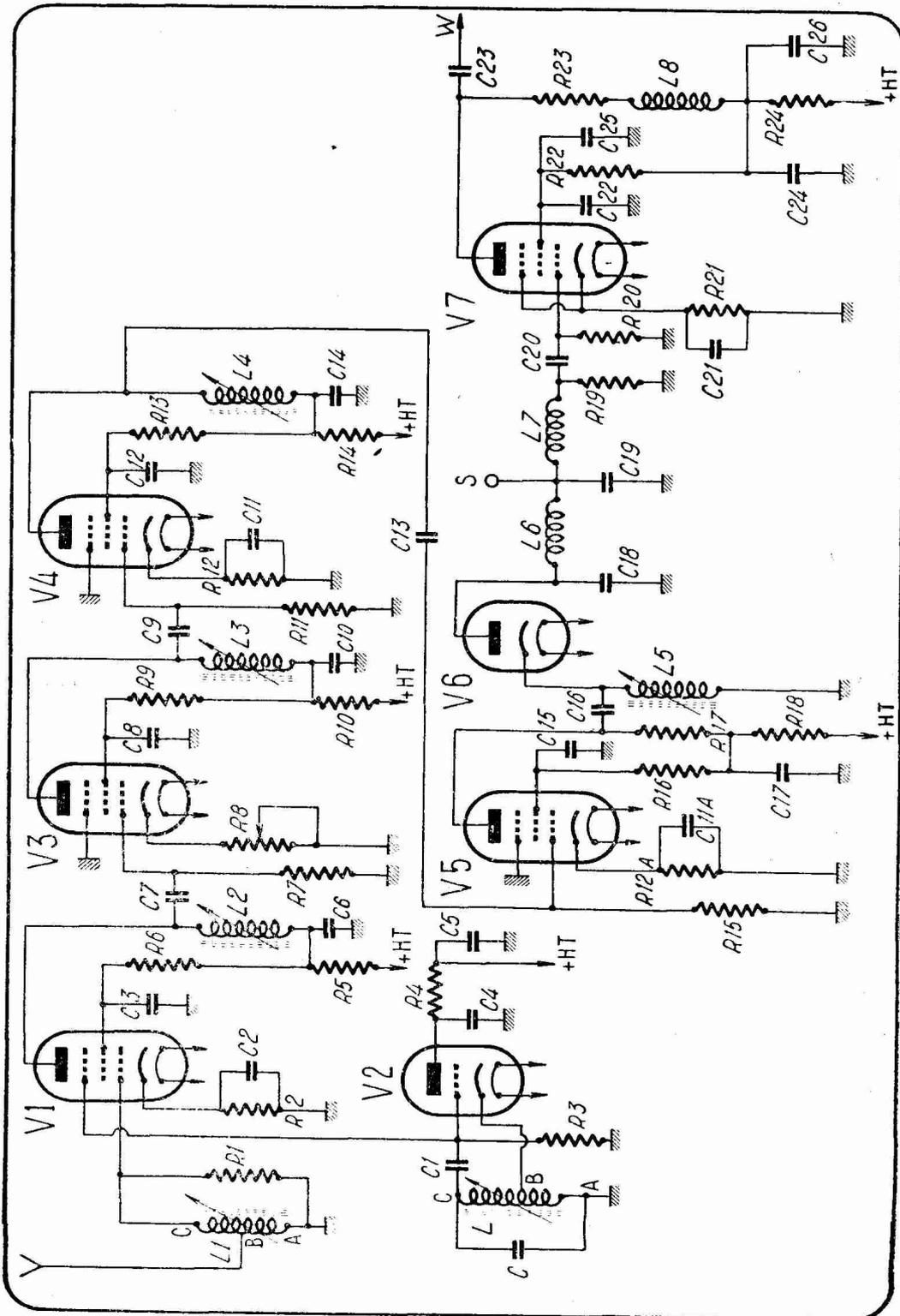


FIG. XVIII-23-2. — Schéma d'un superhétérodyne pour la réception de l'image ; le changement de fréquence est assuré par les tubes V_1 et V_2 . L'amplification moyenne fréquence est assurée par les tubes V_3 , V_4 et V_5 ; V_6 est la détectrice, et V_7 , l'amplificatrice vidéo-fréquence.

Résistances :

- $R_1 = 4.000 \ \Omega$;
 $R_2 = R_{12} = R_{12A} = R_{21} = 125 \ \Omega - 0,5 \ W$;
 $R_3 = 50.000 \ \Omega - 0,5 \ W$;
 $R_4 = 5.000 \ \Omega - 2 \ W$;
 $R_5 = R_{10} = R_{14} = R_{18} = 2.000 \ \Omega - 0,5 \ W$;
 $R_6 = R_9 = R_{13} = R_{16} = R_{22} = 10.000 \ \Omega - 0,5 \ W$;
 $R_7 = 2.500 \ \Omega - 0,5 \ W$;
 $R_8 = \text{potentiomètre bobiné } 1.000 \ \Omega$;
 $R_{11} = 1.200 \ \Omega - 0,5 \ W$;
 $R_{15} = 1.200 \ \Omega - 0,5 \ W$;
 $R_{17} = 2.500 \ \Omega - 0,5 \ W$;
 $R_{19} = 2.000 \ \Omega - 0,25 \ W$;
 $R_{20} = 500\ 000 \ \Omega - 0,25 \ W$;
 $R_{23} = 2.000 \ \Omega - 0,5 \ W$;
 $R_{24} = 1.000 \ \Omega - 0,5 \ W$.

Bobinages :

L, L_1, L_2, L_3, L_4 et L_5 seront toutes réalisées sur des tubes de 14 mm de diamètre extérieur. Le fil à utiliser sera du 15/100 émaillé. Voici les caractéristiques de chaque bobine :

$L_1 = 5$ spires sur une longueur de 4 mm, prise B à 1,5 spire de A (figure XVIII-23-3) ;

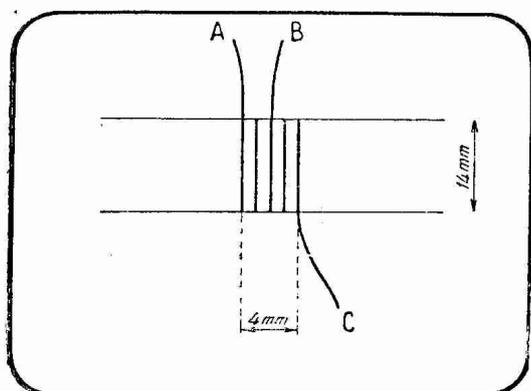


FIG. XVIII-23-3. — Réalisation des bobinages L et L_1 de la figure XVIII-23-2.

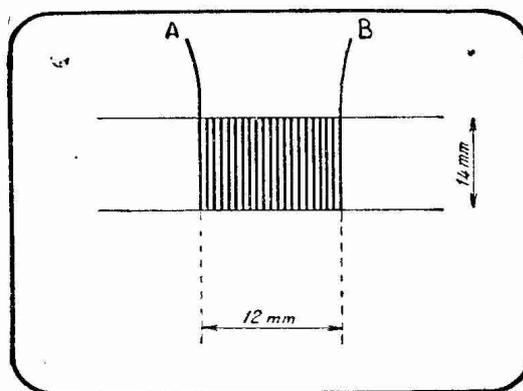


FIG. XVIII-23-4. — Réalisation des bobinages L_2, L_3, L_4 et L_5 de la figure XVIII-23-2.

$L = 3$ spires sur une longueur de 4 mm, prise à une spire (même figure que pour L_1) ;

$L_2 = L_3 = L_4 = L_5$ (figure XVIII-23-4), 20 spires sur une longueur de 12 mm.

Tous les tubes, sauf celui de L , seront munis d'un noyau de fer se vissant à l'intérieur, de manière à pouvoir accorder chaque circuit.

$L_6 = 35$ spires sur un tube de 14 mm sans fer, fil 15/100 émaillé ; longueur de la bobine : 15 mm.

$L_7 = 10$ spires sur un tube de 14 mm sans fer, fil 25/100 ; longueur de la bobine : 12 mm.

$L_8 = 120 \ \mu\text{H}$, petit nid d'abeille ou bobine « petites ondes » d'accord d'un récepteur radio.

Voici les fréquences sur lesquelles on accordera les bobines L_2 à L_5 au moyen du noyau de fer, et en se servant d'un générateur connecté à la grille de V_1 , préalablement débranchée de la bobine d'accord L_1 :

L_2 : 13,2 Mc/s ;

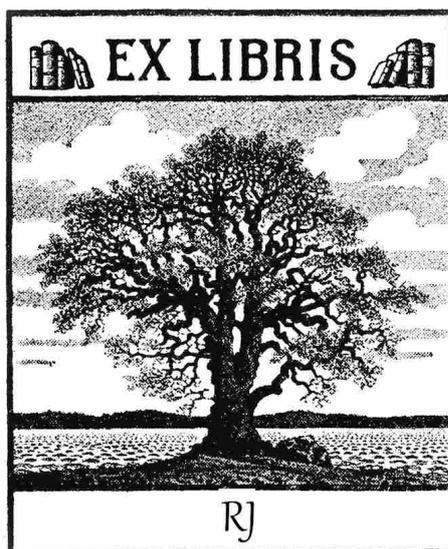
L_3 : 14,5 Mc/s ;

L_4 : 15,5 Mc/s ;

L_5 : 16,8 Mc/s.

Les bobines L_1 et L seront réglées, la première avec son noyau, la seconde avec C , de manière que l'image reçue soit la meilleure possible. Nous préciserons par la suite comment on définit une bonne qualité d'image.

Comme le récepteur à amplification directe, cet appareil sera relié, d'une part, au récepteur de son et, d'autre part, à la lampe séparatrice, en S , et au Wehnelt, en W . Nous donnerons à la fin de l'ouvrage des détails sur ces branchements.



CHAPITRE VI

LA SUPER-REACTION

§ 24. — Théorie élémentaire.

Nous avons vu, au moment de l'étude de la fonction oscillatrice de la lampe à trois électrodes, que la compensation exacte de l'amortissement du circuit de grille, du fait du report de l'énergie du circuit d'anode audit circuit grille par couplage électromagnétique ou électrostatique, se traduisait par le déclenchement d'oscillations locales entretenues. Nous rappelons que, dans la détectrice à réaction, les meilleures conditions de sensibilité pour la réception des émissions radiotéléphoniques se trouvent au voisinage immédiat de l'accrochage des oscillations locales.

L'amortissement d'un circuit oscillant est la manifestation physique de sa résistance R . Dans cette résistance R entrent non seulement la résistance ohmique, mais aussi — et surtout — la résistance en haute fréquence et les pertes par hystérésis, aussi bien en ce qui concerne la bobine que le condensateur. Le couplage anode grille semble provoquer une *diminution* de la résistance du circuit oscillant de grille. La théorie (voir § 28, livre XVI) montre, en effet, que *tout se passe comme si l'on avait ajouté à cette résistance R une résistance négative R'* .

Au fur et à mesure que l'on s'approche de l'accrochage, la valeur absolue de R' , d'abord voisine de zéro, augmente et tend à devenir égale à celle de R . La résistance apparente résultante du circuit grille diminue et, de ce fait, la sélectivité et la sensibilité du récepteur augmentent. Au moment de l'accrochage, $R = R'$, l'amortissement du circuit grille est nul, les oscillations locales prennent naissance.

Si l'on dépasse le couplage correspondant à l'accrochage, le circuit grille présente une résistance effective négative, par suite de la prédominance de R' sur R . Il n'y a plus, dans ces conditions, *absorption* d'énergie par le circuit grille, mais, au contraire, *apport d'énergie*, énergie fournie, bien entendu, par la source anodique. On peut penser à utiliser ce phénomène pour obtenir une amplification formidable d'oscillations *induites* dans le circuit grille : le circuit grille, déplacé de son équilibre électrique par l'arrivée d'une oscillation de fréquence convenable, se mettrait à osciller librement sur sa fréquence de résonance, non pas seulement sans que les amplitudes diminuent, mais, bien mieux, avec des amplitudes croissant indéfiniment (fig. XVIII-24-1). Pratiquement, il serait nécessaire, au bout d'un court espace de temps, de remettre ce circuit en état d'équilibre ; il ne s'agit pas, en effet, d'amplifier une seule oscillation, mais toute une série d'oscillations, dont l'ensemble constitue l'émission à recevoir. Pour rétablir l'équilibre, il suffirait d'interrompre la prédominance de la résistance négative. Cette interruption se ferait périodiquement.

En résumé, il s'agit de trouver un moyen de faire varier périodiquement la résistance résultante $R - R'$ du circuit oscillant de grille, soit en agissant uniquement sur R ou sur R' , soit sur R et R' à la fois, étant bien entendu que lorsque $R - R'$ sera négatif (prédominance de la résistance négative), toute oscillation reçue sera considérablement amplifiée dans le circuit grille lui-même, d'où l'application, à la grille de la lampe détectrice, de différences de potentiel d'amplitudes très accrues.

Le problème a été résolu, en 1921-1922, par l'Américain E. H. Armstrong, dans ses montages de *super-réaction*. Il semble exister des antériorités, peu nettes d'ailleurs, de J. Zenneck et de Bolitho (1917). La question a été, dès 1923, étudiée en France sur les bases établies par Armstrong, par le docteur Titus Konteschweller, auquel on doit certains perfectionnements pratiques au montage primitif.

Pierre David a poussé très loin l'étude théorique et pratique de la super-réaction, dans laquelle il distingue plusieurs fonctionnements distincts (1).

La caractéristique essentielle des montages de super-réaction les plus employés est de présenter un dispositif à lampe oscillatrice couplé à la lampe

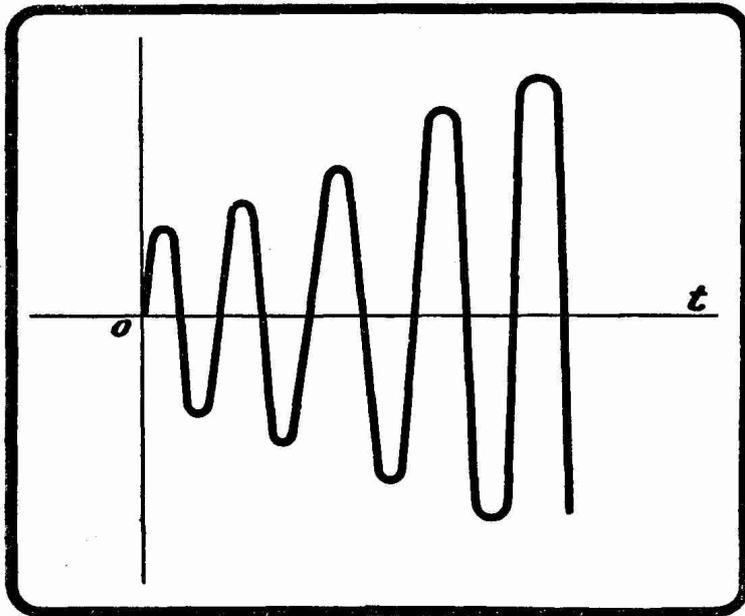


FIG. XVIII-24-1. — Dans la super-réaction, les oscillations du circuit oscillant d'accord, dont la résistance devient périodiquement négative, prennent des amplitudes considérables.

détectrice de telle façon qu'elle provoque une variation périodique de l'amortissement du circuit grille de cette détectrice, c'est-à-dire une variation de la résistance résultante précédemment définie. La fréquence de cette variation est de l'ordre de 10.000 périodes par seconde. C'est cette fréquence qu'Armstrong appelle *quenching frequency*, et que l'on peut appeler *fréquence de découpage*. La lampe détectrice se trouve ainsi placée dans les conditions favorables à l'amplification super-réactive environ une dizaine de milliers de fois par seconde. La grande amplification recherchée se produit pendant chacun de ces intervalles de temps de $1/10.000$ de seconde. En effet, chacun de ces intervalles correspond, en fait, à un régime instable de la lampe, par suite de la prédominance de la résistance négative sur la résistance positive R du circuit grille. Dans ce régime, nous venons de le voir à propos de la figure XVIII-24-1, les oscillations libres déclenchées par le signal à recevoir, loin de s'amortir, augmentent en amplitude d'une oscillation à l'autre. Plus il y aura d'oscillations possibles dans l'intervalle de temps précité de $1/10.000$ de seconde, plus l'amplification (amplitude de la dernière oscillation de la figure XVIII-24-1) sera grande, plus la super-réaction sera efficace. Cela revient à dire que la super-réaction ne rend bien que sur les ondes courtes, dont la fréquence est élevée, et pour lesquelles il peut s'amorcer un grand nombre d'oscillations libres du circuit grille en $1/10.000$ de seconde. On observe, en fait, que la super-réaction commence à se montrer moins intéressante au delà de 600 mètres de longueur d'onde et, par contre, qu'elle devient de plus en plus efficace pour les ondes inférieures à 150 mètres, domaine dans lequel il est difficile de lui trouver des montages rivaux présentant la même sensibilité alliée à la même simplicité de réalisation. La super-réaction est, dans cet ordre d'idées, le montage de choix pour la réception des ondes de 5 mètres. On retiendra que, sur les grandes ondes, l'effet super-régénérateur n'a pas le temps de se produire.

En réalité, les émissions reçues, ou « haute fréquence », se trouvent découpées à 10.000 périodes par seconde, mais cette fréquence est à la limite de l'audibilité et passe, de ce fait, généralement inaperçue (2).

Il y a une sorte de « cinématographie » des ondes incidentes à la cadence des ondes locales, d'où l'expression « oscillations de découpage » employée pour désigner les oscillations locales en super-réaction.

(1) Conférences de la section radio de l'Ecole Supérieure d'Electricité à partir de 1925, et surtout Thèse de doctorat ès sciences physiques, Paris, 1928. Nous renvoyons à cette thèse, qui fit grand bruit, ceux de nos lecteurs que la mathématique de la super-réaction intéresserait.

(2) Ou bien se trouve diminuée par des dispositifs filtres.

La fréquence locale à 10.000 périodes par seconde, ou « basse fréquence », peut être augmentée sans inconvénient, surtout pour la réception des ondes courtes inférieures à 150 mètres. Pour recevoir dans les mêmes conditions de rendement les ondes de 1.000 mètres et plus, il faudrait utiliser une fréquence locale inférieure à 10.000 périodes, mais on se heurterait alors pratiquement à une impossibilité résultant du sifflement aigu produit dans le casque ou le haut-parleur par une telle fréquence, de nature acoustique. En fait, la fréquence locale doit être variable dans certaines limites, l'expérience ayant vérifié que le rapport entre cette fréquence et celle des ondes incidentes doit être un nombre entier.

De ce qui précède résulte qu'en première analyse, la super-réaction est surtout propice à la réception des ondes entretenues modulées (téléphonie en particulier) ou des ondes amorties, l'amplification énorme qui caractérise le montage ayant alors toute latitude pour se produire. Il est cependant possible, en renforçant le couplage grille-anode, de recevoir dans de bonnes conditions les émissions télégraphiques entretenues.

D'autre part, pour favoriser la production des oscillations libres du circuit grille, de l'amplitude maximum desquelles dépend, en fin de compte, la force de la réception, il y a lieu de réaliser un circuit oscillant de grille (circuit d'accord proprement dit), dans lequel le rapport de la self à la capacité est aussi grand que possible. Ce circuit doit enfin être établi avec beaucoup de soin au point de vue faiblesse des pertes haute fréquence et de la résistance haute fréquence. Cette dernière condition explique que la super-réaction ne rend bien que sur cadre ou petite antenne, et non pas sur antenne normale. La grande sensibilité du dispositif dispense, par ailleurs, d'utiliser des collecteurs d'ondes de grand développement. Dans le cas des ondes très courtes (5 m), les antennes en doublets du type de la figure XIV-8-4 sont particulièrement recommandées.

§ 25. — Réalisations pratiques classiques et modernes.

Le découpage, dont nous avons supposé la fréquence égale à 10 kc/s pour fixer les idées, mais qui, pratiquement, varie entre 8 et 20 kc/s, est produit soit par une lampe spéciale montée en hétérodyne, et agissant sur le circuit grille ou le circuit d'anode de la lampe détectrice à réaction (super à deux lampes), soit par la détectrice à réaction elle-même (super à une lampe). Le mécanisme de la variation de la résistance positive s'analyse en une variation de résistance d'un circuit d'entrée, variation se faisant à une fréquence de 10 kc/s; il suffit, pour cela, de faire osciller à cette fréquence une lampe indépendante ou la lampe détectrice elle-même. Nous comprendrons de manière précise le détail de cette action dans un instant (voir figure XVIII-25-1).

Nous allons décrire maintenant quelques types de super-régénérateurs qui ont fait leurs preuves et dont nos lecteurs peuvent, le cas échéant, entreprendre la réalisation en toute confiance.

1° *Super-réaction à deux lampes du type classique.* — Le montage classique de la super-réaction à deux lampes est donné par la figure XVIII-25-1, dans laquelle $B = 120$ à 150 volts, suivant les lampes batteries utilisées; on a toujours intérêt à utiliser la tension d'anode maximum permise par le constructeur des lampes.

Dans ce montage, l'augmentation périodique de l'amortissement du circuit grille LL_1C de la lampe D s'obtient par *diminution* de la résistance de l'espace filament-grille d'une lampe O (quenching tube) montée en oscillatrice, et qui se trouve placé en parallèle sur le condensateur d'accord C. Cette diminution périodique est produite du seul fait que la lampe O oscille.

La lampe D est une détectrice à réaction avec accord par cadre L. La bobine L_1 en série avec le cadre L et qui intervient, par suite, au même titre que L pour former la self du circuit oscillant LL_1C , sert à coupler le circuit grille au circuit d'anode, par l'intermédiaire de la bobine L' . Le couplage L_1L' doit être assez serré, la lampe D devant être accrochée, puisque la tension alternative fournie par la lampe O a justement pour but de faire décrocher D

périodiquement. Il y a intérêt à utiliser en D une lampe à faible résistance intérieure du type que nous avons préconisé pour l'amplification basse fréquence. Une lampe du même modèle peut être placée en O, mais une lampe à faible

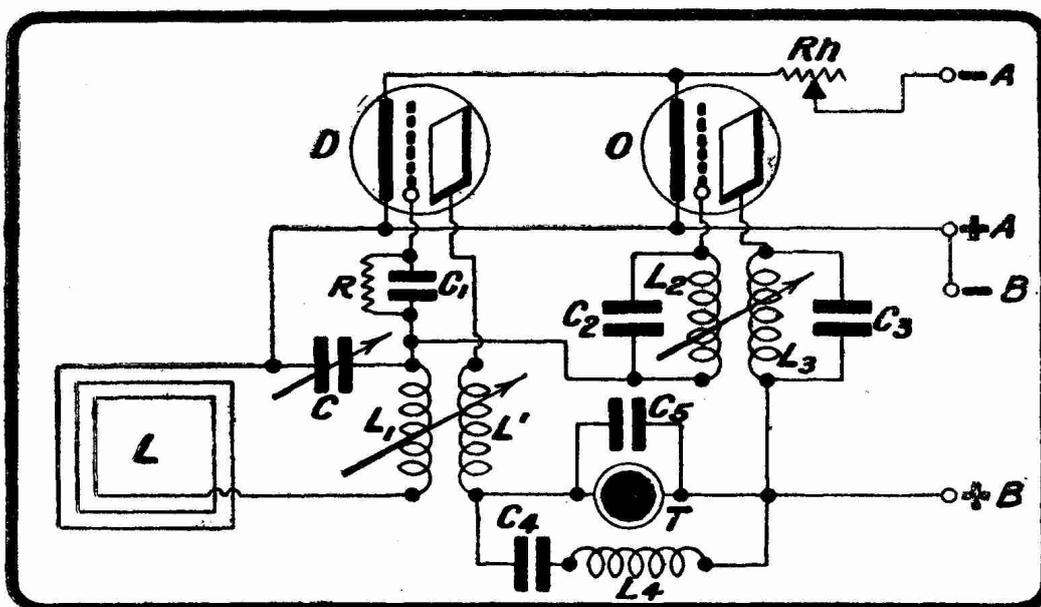


FIG. XVIII-25-1. — Super-réaction à deux lampes. Accord par cadre.

consommation du type courant (A410N ou L410, par exemple) ⁽¹⁾ convient le plus souvent à cet endroit.

Nous n'avons indiqué qu'un seul rhéostat de chauffage Rh ; en fait, il est préférable de monter un rhéostat pour D et un autre pour O, le chauffage de D ayant, en général, besoin d'être plus poussé que celui de O. Nous attirons tout spécialement l'attention de nos lecteurs sur les rhéostats équipant leurs montages super-régénérateurs. Ces rhéostats devront avoir des contacts d'une constance absolue et une variation aussi régulière et lente que possible. La théorie montre que le degré de chauffage du filament intervient dans les formules en exposant, ce qui lui donne une influence considérable.

En supposant que l'on s'intéresse aux ondes comprises entre 200 et 600 mètres, L sera un cadre d'assez grande surface (1 mètre de côté) et comprenant environ 4 spires de fil 10/10 espacés de 1 à 1,5 centimètre. Il serait mauvais d'employer un cadre ordinaire, qui comporterait trop de spires ; il ne faut pas oublier, en effet, qu'en série avec L se trouve L₁, qui sert à réaliser le couplage grille-anode indispensable. Le condensateur variable C a une capacité maximum de 500 pF. L'ensemble LL₁C constitue le circuit d'accord proprement dit, circuit aux bornes duquel on utilise la différence de potentiel alternative créée par l'induction électromagnétique du champ de la station d'émission considérée.

L₁ est un nid d'abeilles de 25 à 35 tours, L' un nid d'abeilles de 75 tours. Il y a lieu de déterminer sur L' le sens de connexions nécessaire à la réalisation d'un coefficient d'induction mutuelle négatif entre L₁ et L'.

C₁R constitue le condensateur shunté que l'on retrouve dans le circuit grille de toutes les lampes détectant par utilisation de la caractéristique grille. C₁ est un condensateur fixe à air de 100 pF et R une résistance de 3 MΩ.

T est un casque ou un haut-parleur de 2.000 Ω, dont la résistance conviendra d'autant mieux ici que la résistance intérieure de D est de l'ordre de 4.000 Ω. Le condensateur fixe de shunt C₃ est de 2.000 pF au mica.

La lampe O est montée en oscillatrice productrice d'oscillations entretenues à une fréquence voisine de 10 kc/s. A cet effet, on place dans sa grille et son anode deux circuits oscillants identiques L₂ C₂ et L₃ C₃ constitués chacun par

(1) Ou les lampes plus récentes américaines 1G4GT, 1H4G, 1LH4, etc., chauffées sous 1,4 volt.

une bobine de 180.000 μ H et un condensateur fixe au mica de 2.000 pF. L_2 et L_3 sont couplées l'une à l'autre dans le sens convenable. Pour obtenir une fréquence locale plus élevée, on diminue la valeur de C_2 et de C_3 (1.000 ou même 500 pF, au lieu de 2.000). On peut aussi placer en C_2 un condensateur variable de 2.000 pF de capacité maximum. De légères variations de la fréquence des oscillations produites par la lampe O s'obtiennent en agissant sur le couplage $L_2 L_3$.

Le circuit série $L_4 C_4$, placé en parallèle sur le casque T, est destiné à absorber les fréquences audibles (sifflements) produites par la lampe O, et nécessaires au fonctionnement de la super-réaction. C'est le *filtre*. Nous remarquerons, à ce sujet, que la limite supérieure d'audibilité des fréquences acoustiques varie beaucoup avec les expérimentateurs. Tel amateur entendra encore un son de 18.000 périodes, tandis qu'un autre cessera d'entendre à partir de 9.000 ou 10.000 périodes. C'est, d'ailleurs, un privilège de l'âge de ne pas entendre les fréquences acoustiques élevées... Le filtre pourra ainsi se montrer utile, mais il est bon de savoir qu'il peut fort bien ne pas être nécessaire ; il a donc pour but, sinon d'éliminer, du moins d'atténuer les fréquences acoustiques comprises entre 8.000 et 15.000 p/s, bande habituelle d'oscillation de la lampe O.

$L_4 C_4$ doit présenter une réactance nulle pour la fréquence sur laquelle oscille la lampe O. Lorsque la réactance sera nulle, l'impédance sera minimum et réduite à la résistance R de la bobine L_4 . Si l'on adopte pour L_4 une bobine en nid d'abeilles de 100.000 μ H, il faut que C_4 puisse varier par bonds entre 1.000 et 7.000 pF, les grandes valeurs de C_4 correspondant à une fréquence de résonance faible (7.000 à 10.000 périodes). Il sera bon de déterminer par tâtonnements la meilleure valeur de C_4 , qui est celle pour laquelle le sifflement est le moins intense. Tout ce qui précède concernant le condensateur C_4 est une simple application de la condition de résonance des circuits self et capacité en série : $\omega^2 LC = 1$.

Le réglage d'un poste super-régénérateur, en particulier celui du montage de la figure XVIII-25-1, est assez spécial et demande un certain tour de main. La première chose à faire est de s'assurer que la lampe D accroche. Pour cela, après avoir retiré la lampe O de son support, on manœuvre le couplage $L_1 L'$ de manière à entendre nettement le claquement provoqué par le brusque changement du courant moyen d'anode au moment de l'accrochage. L'accrochage « haute fréquence » ainsi vérifié, on retire D et on branche la lampe O, que l'on allume. Si L_2 et L_3 sont suffisamment couplées, on entend un léger sifflement : O oscille à la fréquence de découpage dont il a été question précédemment. Cette vérification faite, on allume à la fois D et O : on perçoit à ce moment, en agissant au besoin sur le couplage $L_1 L'$, un souffle plus ou moins fort, le fameux bruit de chute d'eau, sur lequel se détachent les émissions, que l'on trouve par la manœuvre du condensateur variable C. On se rappellera que D fonctionne plus accroché que O. Une fois que l'on est réglé sur une émission, on recherche le maximum d'audition par la retouche des couplages $L_1 L'$ et $L_2 L_3$, ainsi que par celle des rhéostats de D et de O. Les réglages sont assez critiques et doivent être faits lentement.

Il est possible de recevoir avec une super-réaction les stations travaillant en entretenues pures ; il suffit, pour cela, de serrer davantage le couplage de la réaction L'. Mais, encore une fois, le véritable domaine de ce genre de montage est la téléphonie et, en général, l'entretien modulée.

Si l'on désire réaliser une super-réaction à deux lampes avec accord sur antenne, on peut avoir recours au schéma de la figure XVIII-25-2, qui indique

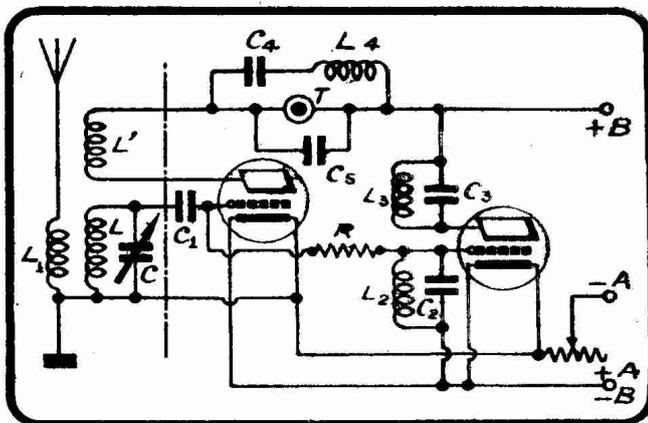


FIG. XVIII-25-2. — Super-réaction à deux lampes. Accord par antenne (système Bourne).

une détectrice D, à accord Bourne, dont le circuit grille est attaqué par les oscillations à 10.000 périodes par seconde de la lampe O. Les lettres situées figure XVIII-25-2 à droite du trait mixte vertical correspondent à celles de la figure XVIII-25-1.

REMARQUE. — Les lampes batteries utilisées figure XVIII-21-1 et XVIII-25-2 peuvent être du type 4 V, 2 V ou 1,4 V.

2° Conception actuelle de la super-réaction à deux lampes. — La super-réaction est actuellement à l'ordre du jour avec les ondes de l'ordre de 5 mètres. Sur ces ondes, on utilise comme fréquence de découpage 10.000 à 20.000 c/s. On a même proposé 100 kc/s. La figure XVIII-25-3 donne le schéma d'un récepteur de conception moderne, spécialement étudié pour la réception

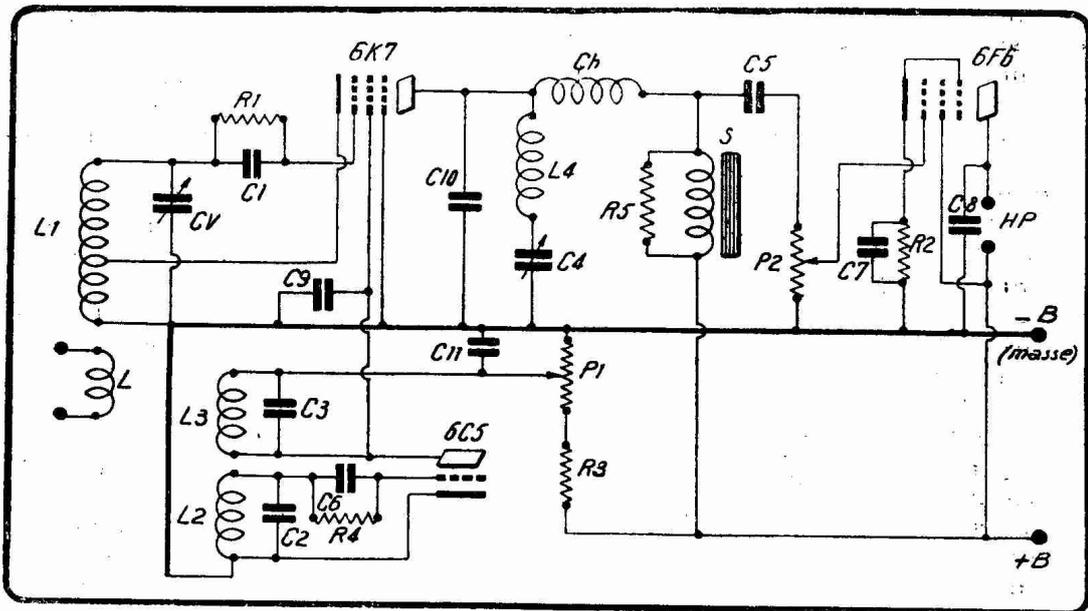


FIG. XVIII-25-3. — Super-réaction à deux lampes (plus une BF) conçue pour la réception des ondes de 5 mètres. La fréquence de découpage est injectée sur la grille écran d'une 6K7, après avoir été créée par une triode 6C5. L'amplification BF est assurée par une 6F6 (1).

$$C_1 = 50 \text{ pF.}$$

$$C_2 = C_3 = 2.000 \text{ pF.}$$

$$C_4 = 200 \text{ pF} + 100 \text{ pF.}$$

$$C_5 = 0,01 \text{ } \mu\text{F.}$$

$$C_6 = 1.000 \text{ pF.}$$

$$C_7 = 25 \text{ } \mu\text{F} \text{ électrochimique.}$$

$$C_8 = 2.000 \text{ pF.}$$

$$C_9 = 2.000 \text{ pF.}$$

$$C_{10} = 1.000 \text{ pF.}$$

$$C_{11} = 0,1 \text{ } \mu\text{F.}$$

$$CV = \text{variable de } 15 \text{ pF.}$$

$$R_1 = 2 \text{ à } 5 \text{ M}\Omega.$$

$$R_2 = 500 \text{ } \Omega.$$

$$R_3 = 10.000 \text{ } \Omega.$$

$$R_4 = 50.000 \text{ } \Omega.$$

$$R_5 = 0,5 \text{ M}\Omega.$$

$$P_1 = \text{pot. } 50.000 \text{ } \Omega.$$

$$P = \text{pot. } 500.000 \text{ } \Omega.$$

$$CH = \text{bobine arrêt.}$$

$$S = \text{impédance à fer.}$$

$$\text{Pour les bobines } L, L_1, L_2,$$

$$L_3, L_4, \text{ voir texte.}$$

en super-réaction des ondes de la bande 4,30 m à 5,90 m, dite bande des 56 Mc/s. L est la bobine d'antenne (pour 56 Mc/s, on prend 4 tours de fil 16/10 bobinés sur l'air, c'est-à-dire sans carcasse de support, sur 1,25 cm de diamètre). L₁ est la bobine d'accord du circuit grille de la détectrice (pour couvrir la bande 68-51 Mc/s avec CV = 15 pF, on prend 7 tours de fil 16/10 bobinés sur l'air sur 1,25 cm de diamètre et sur 2,5 cm de long, la prise de cathode se faisant au second tour à partir de l'extrémité reliée à la masse). L₂ et L₃ sont des bobines oscillatrices de 100 mH créant la fréquence de découpage. C₂ et C₃ sont de 2.000 pF, valeurs susceptibles d'être ajustées au moment

(1) Avec une 6V6, P₂ = 250.000 Ω et R₂ = 250 Ω . La 6K7 peut être remplacée par une 6M7.

de la mise au point. L_4C_4 est le filtre éliminant la fréquence de découpage de la partie BF. L_4 est de 80 mH ; C_4 est constitué par un condensateur fixe de 200 pF monté en parallèle sur un ajustable au mica de 100 pF. L'amplitude de la fréquence de découpage est réglée par le potentiomètre P. La légende de la figure XVIII-25-3 donne les autres valeurs du montage.

3° *Super-réaction à une lampe du type classique.* — Au lieu d'employer une lampe détectrice à réaction D et une lampe oscillatrice O, on peut n'utiliser qu'une lampe à laquelle on fait accomplir l'ensemble des fonctions nécessaires au déclenchement du mécanisme de la super-réaction. La lampe employée doit être à faible résistance intérieure.

Le réglage d'une super-réaction monolampe est, toutefois, moins souple que celui d'une super-réaction bilampe. La sélectivité est, d'autre part, moins satisfaisante.

4° *Super-réaction à lampe bigrille.* — On a proposé de nombreux montages super-générateurs équipés avec bigrille. Celui qui nous paraît le plus digne d'être signalé aux amateurs est celui de la figure XVIII-25-4 dont les lettres correspondent à celles de la figure XVIII-25-1. L_1 et L' ont ici un coefficient d'induction mutuelle positif et peuvent être confondues. La commande de l'accrochage dans le circuit oscillant L_2C_2 se fait par la manœuvre du rhéostat.

Il est possible de confondre L_1 et L' en une seule bobine, en supprimant simplement L' et en branchant la grille intérieure au point marqué g sur la figure XVIII-25-4. Cette simplification s'obtient cependant au détriment de la souplesse de l'accrochage haute fréquence, et il est préférable de s'en tenir au schéma.

En comparant expérimentalement les montages à une triode et à une bigrille, on s'aperçoit que ce dernier est d'un réglage plus facile et d'une sensibilité plus grande. Sa puissance est, par contre, moins forte, défaut que l'on retrouve dans toutes les bigrilles. Rien n'empêche, d'ailleurs, de faire suivre le montage de la figure XVIII-25-4 par un étage amplificateur basse fréquence.

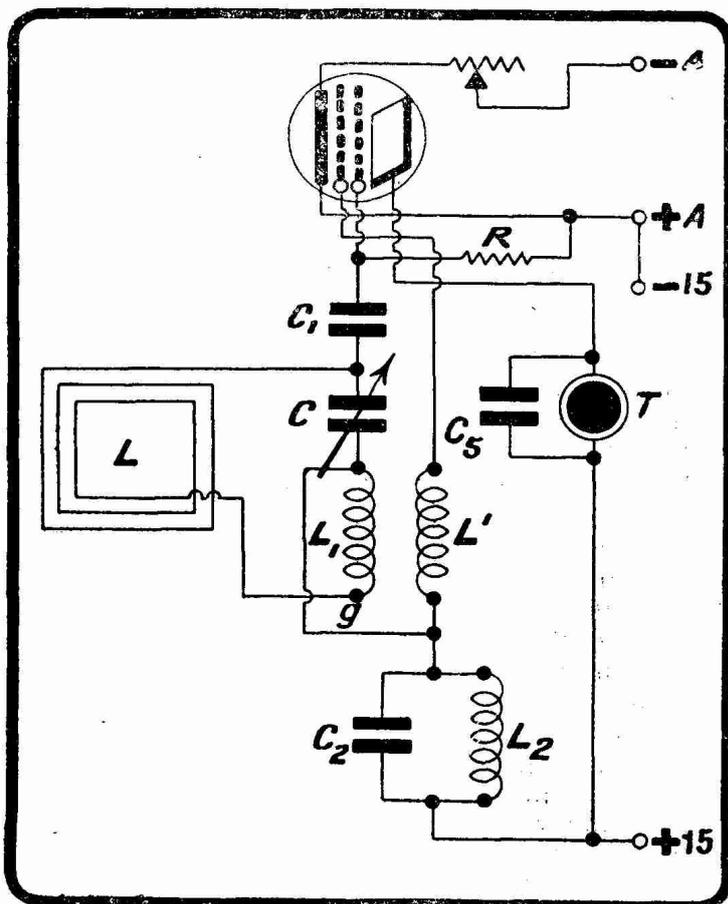


FIG. XVIII-25-4. — Super-réaction à lampe bigrille.

5° *Conceptions modernes de la super-réaction à une lampe.* — La super-réaction à une lampe est peu préconisée à l'heure actuelle. Cependant, on l'emploie dans les réalisations simples. On crée parfois la fréquence de découpage (de 10.000 à 20.000 périodes par seconde) en donnant à la résistance et au condensateur de détection certaines valeurs (par exemple 10 M Ω et 50 pF), provoquant une décharge de la grille à la fréquence locale désirée.

La figure XVIII-25-5 donne le schéma d'une super-réaction à triode à chauffage indirect. L et L_1 sont constituées comme les bobines correspondantes de la figure XVIII-25-3. La

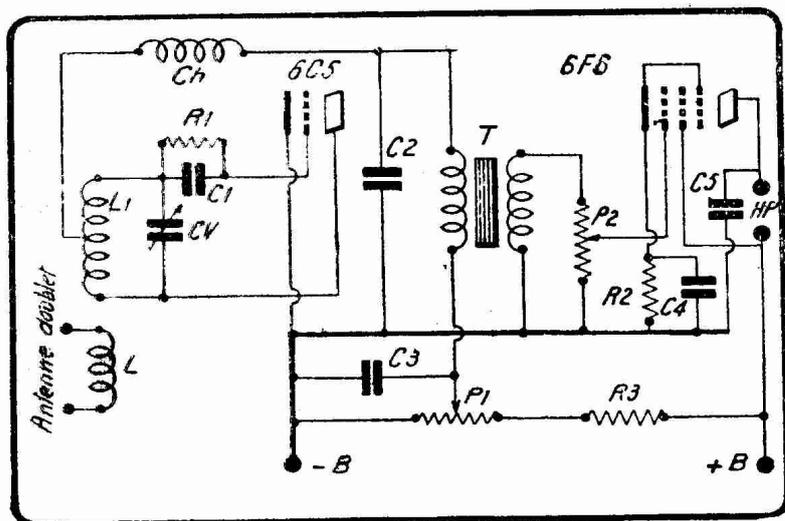


FIG. XVIII-25-5. — Super-réaction moderne à une lampe (plus une BF) conçue pour la réception des ondes de 5 mètres.

CV = variable de 15 pF.

$C_1 = 20$ à 50 pF.

$C_2 = 2.000$ à 6.000 pF.

$C_3 = 0,25$ μ F.

$C_4 = 25$ μ F électrochimique.

$C_5 = 2.000$ pF (facultatif).

CH = bobine d'arrêt pour OTC.

T = bon transformateur BF.

$P_1 =$ potentiomètre 50.000Ω .

$P_2 =$ potentiomètre 500.000Ω .

$R_1 = 10 M\Omega$.

$R_2 = 500 \Omega$.

$R_3 = 50.000 \Omega$.

**

La super-réaction est le montage récepteur qui a soulevé les discussions les plus passionnées dans la presse radiotechnique. On lui a trouvé des pané-

gyristes effrénés et des détracteurs farouches. Les premiers vantent sa simplicité de réalisation et de réglage, sa sensibilité, sa stabilité, sa sélectivité, sa puissance ; les seconds lui reconnaissent tout au plus la première des qualités précédentes et la considèrent comme une simple curiosité de laboratoire, sans aucun intérêt pratique.

Il y a entre ces deux opinions contraires un juste milieu, dans lequel la sagesse conseille de se ranger.

La super-réaction est, sans nul doute, un des meilleurs montages récepteurs d'ondes inférieures à 150 mètres, et elle a dans le domaine si vaste des ondes ultra-courtes (ondes inférieures à 10 m) un rôle important à jouer.

Sa simplicité de réglage ne doit pas être exagérée, car elle est fonction d'une mise au point souvent ingrate.

Sa sélectivité, peu satisfaisante pour les ondes supérieures à 200 mètres (et cette circonstance interdit l'emploi de la super-réaction sur les ondes normales de la radiodiffusion), devient acceptable sur les ondes courtes, pour lesquelles l'amortissement produit sur le circuit d'attaque, compense la « trop » grande sélectivité propre à tout circuit oscillant accordé sur une fréquence élevée. Les montages super-régénérateurs à deux lampes sont, en général, plus sélectifs que les montages monolampes.

Quant à la puissance, il est sage, en général, de ne pas escompter plus que du petit haut-parleur, sauf sur les postes locaux ; mais, comme nous l'avons souvent dit, c'est le rôle de l'amplification BF de « faire » du haut-parleur, et rien ne s'oppose à ce que tous les montages de ce chapitre soient suivis d'un étage basse fréquence ⁽¹⁾.

(1) Lorsque l'on fait suivre une super-réaction d'une amplification basse fréquence, le dispositif filtreur du son à 10.000 périodes par seconde (quenching frequency d'Armstrong) indiqué figure XVII-25-2 est le plus souvent nécessaire, car il importe à la pureté de l'audition, à la netteté du fond acoustique sur lequel elle se détache, que cette fréquence ne soit pas amplifiée.

CHAPITRE VII

LES PERFECTIONNEMENTS RECENTS AUX RECEPTEURS

§ 26. — La correction automatique d'accord (C.A.F.)

Depuis longtemps au premier plan des préoccupations des techniciens (1), le problème de la correction automatique d'accord a reçu en 1936 une solution pratique très élégante dans les laboratoires de la Radio Corporation of America. Ce dispositif, décrit devant le Congrès de l'I.R.E., le 12 mai 1936, par S. W. Seeley et D. E. Foster (2), permet de placer automatiquement un récepteur sur l'onde porteuse même de la station reçue, dans les conditions exactes de l'accord, bien que l'index des condensateurs variables ne soit pas exactement sur la graduation voulue du cadran, et malgré tout glissement de fréquence pouvant se produire dans le dispositif changeur de fréquence du récepteur qui est supposé être, bien entendu, un superhétérodyne.

Un tel dispositif de correction automatique d'accord (on dit aussi *accord automatique*) facilite le maniement des récepteurs sur toutes les gammes d'ondes et, en particulier, sur les gammes d'ondes courtes, où les recherches sont, on le sait, délicates.

Le correcteur automatique d'accord de la R.C.A., appelé en France C.A.F. (contrôle automatique de fréquence), comprend deux parties distinctes :

1° Le *discriminateur* monté dans l'amplificateur moyenne fréquence, et qui est constitué par un système faisant apparaître deux tensions de résonance MF de part et d'autre de la moyenne fréquence choisie ; la combinaison spéciale des tensions continues produites par les détecteurs de ces deux tensions est une tension positive ou négative par rapport à la masse du châssis, suivant le sens du désaccord ;

2° La *lampe de commande* couplée à la lampe créant les oscillations locales ; c'est une pentode sur la grille 1 de laquelle on applique la tension continue produite par le discriminateur ; cette lampe modifie la fréquence de l'oscillateur local dans le sens voulu pour que la moyenne fréquence produite à la sortie du convertisseur reste égale à la fréquence d'accord de l'amplificateur MF de l'appareil ou, tout au moins, très voisine de cette fréquence.

De très grandes efficacités de fonctionnement ont été observées : un désaccord de 7 kc/s à l'entrée d'un récepteur équipé avec ce dispositif se traduit par une variation de 10 périodes seulement dans la moyenne fréquence produite par le convertisseur « corrigé », alors que dans un récepteur non corrigé, une variation d'accord d'entrée de 7 kc/s se traduit par une variation de 7 kc/s également dans la moyenne fréquence issue du convertisseur.

Examinons, de manière très simplifiée, le principe sur lequel est fondé le discriminateur.

Il existe une différence de phase de 90° entre les tensions apparaissant aux bornes du primaire et du secondaire accordés sur la même fréquence f d'un transformateur HF (ou MF, dans le cas qui nous occupe) lorsque l'on applique à ce transformateur la fréquence de résonance f. Cette différence de phase varie lorsque la fréquence appliquée varie. Donc, si les primaire et

(1) A signaler quelques recherches entreprises en 1935-1936 sur cette question en France, notamment par Marc Chauvierre.

(2) Une étude très poussée de la correction automatique d'accord a été publiée en mars 1937 dans les *Proceedings of I.R.E.*, par Foster et Seeley sous le titre « Automatic tuning, simplified circuits and design practice ». Voir aussi l'étude de Charles Travis dans les *Proceedings of I.R.E.* d'octobre 1935 et le *Bulletin Miniwatt* n°s 1 et 3, série 1947-48. Voir enfin, dans l'ouvrage « Vues sur la Radio », de Marc Seignette, l'étude intitulée « Un petit point de technique et ses applications ».

secondaire sont disposés de telle manière que les tensions à leurs bornes s'ajoutent (et il suffit, pour cela, de les monter électriquement en série, tout en conservant le couplage), la tension résultante (tension prise aux bornes de l'ensemble primaire secondaire) est plus grande d'un côté de la fréquence de résonance que de l'autre. Le « côté » du maximum dépend du signe de l'induction mutuelle entre primaire et secondaire. On obtient une courbe de résonance telle que E_1 ou E_2 (suivant le signe de l'induction mutuelle entre le primaire et secondaire) de la figure XVIII-26-2 : la résonance se produit sur une fréquence autre que la fréquence d'accord f commune au primaire et au secondaire.

Considérons maintenant le dispositif de la figure XVIII-26-1, représentant deux circuits L_1C_1 et L_2C_2 accordés sur la même fréquence f et couplés électro-

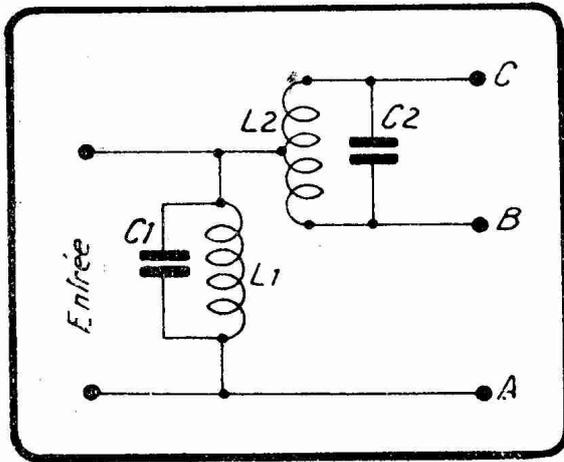


FIG. XVIII-26-1. — Principe du circuit d'attaque de l'étage discriminateur d'un dispositif de correction automatique d'accord. L_1C_1 et L_2C_2 sont accordés sur une même fréquence f .

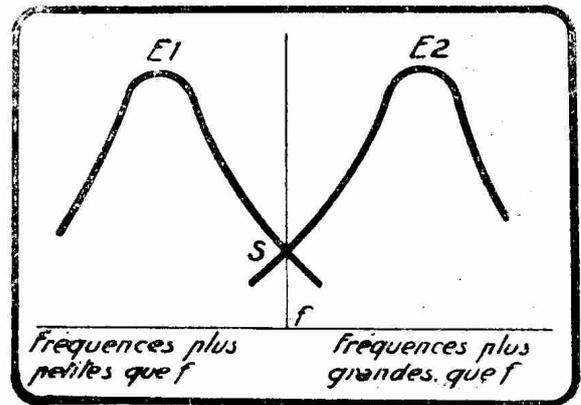


FIG. XVIII-26-2. — Courbes de résonance des circuits résultants existant entre les bornes AB (courbe E_1) et AC (courbe E_2) de la figure XVIII-26-1.

magnétiquement, l'extrémité de l'un de ces circuits étant reliée à une prise médiane de l'autre. Les tensions de C et de B par rapport à la prise médiane sont en opposition. Si l'on appelle E_1 la tension apparaissant aux bornes AB, et E_2 la tension apparaissant aux bornes AC, ces deux tensions varient respectivement et simultanément suivant les courbes E_1 et E_2 de la figure XVIII-26-2.

Traçons à nouveau la figure XVIII-26-1 sous la forme que l'on rencontre en pratique (fig. XVIII-26-3). Le condensateur C a pour rôle de localiser la haute tension dans le circuit anodique de la lampe V. En outre, en combinaison avec la bobine d'arrêt, il évite l'amortissement du primaire dû à la présence de R_1 .

L_1C_1 et L_2C_2 sont le primaire et le secondaire accordés d'un transformateur MF ainsi construit, pour que le mécanisme envisagé se produise dans les meilleures conditions : L_1C_1 et L_2C_2 ont le même facteur de surtension Q , L_2 est le double de L_1 (L_1C_1 et L_2C_2 étant accordés sur la même fréquence) et le couplage entre L_1 et L_2 est réglé à la valeur critique dont il est question page 358.

Détections maintenant les tensions E_1 et E_2 par les diodes C et B. La détection diode C se fait en série, la détection diode B en parallèle. Cette détection peut se faire avec une double diode, à condition que cette double diode ait ses cathodes indépendantes (cas de la 6H6 et de l'EB4). Le résultat de la détection de E_1 passe à travers R_1 , celui de la détection de E_2 à travers R_1 et R_2 .

Si l'on applique à l'entrée du dispositif de la figure XVIII-26-3, par le circuit plaque de la lampe amplificatrice V par exemple, une tension ayant la fréquence d'accord f de L_1C_1 et L_2C_2 , on se trouve, sur les deux courbes de résonance de la figure XVIII-26-2, au point commun S. Les tensions E_1 et E_2 apparaissant alors entre AB et AC sont égales en amplitude. Les composantes continues des courants résultant de la détection de E_1 et de celle de E_2 circulent dans R_1 et

R_1 , comme le montrent les flèches a et a'. Si $R_1 = R_2$ (et, en pratique, $R_1 = R_2 = 0,5$ à $1 \text{ M}\Omega$), le point E de la figure XVIII-26-2 a, à ce moment, la tension du point A, qui est la masse même du châssis.

Si l'on applique à l'entrée du dispositif de la figure XVIII-26-2 une tension ayant une fréquence différente de f, une des tensions E_1 ou E_2 l'emporte sur l'autre en amplitude, suivant que, dans l'hypothèse admise figure XVIII-26-2, la fréquence d'attaque est plus petite ou plus grande que f.

Si E_1 l'emporte, la tension du point E est négative par rapport à la masse, autrement dit par rapport à la masse du châssis.

Si E_2 l'emporte, la tension du point E est négative par rapport à la masse.

Nous disposons donc au point E d'une tension continue (tension de correction automatique d'accord ou de CAA) qui est d'autant plus élevée que le désaccord entre la fréquence f et la fréquence d'attaque du dispositif de la figure XVIII-26-3 est plus important (dans les limites pratiques des deux résonances des courbes de la figure XVIII-26-2, bien entendu) et qui est positive ou négative, suivant le sens du désaccord.

Remplaçons, dans ce qui précède, f par « fréquence d'accord de l'amplificateur moyenne fréquence », et tout le mécanisme d'action du discriminateur, ainsi que son emplacement dans le récepteur, se révèlent à nous.

La lampe V est la dernière lampe MF. On peut, en effet, remarquer, figure XVIII-26-3, que les composantes continues et alternatives qui apparaissent au point F peuvent être utilisées à la commande automatique de volume et à l'attaque de la partie BF du récepteur.

Voilà donc terminée l'histoire du discriminateur. Reste à examiner la lampe de commande sur laquelle, comme nous l'avons dit, on applique les tensions de CAA.

Cette lampe est combinée avec la lampe oscillatrice de l'ensemble convertisseur (6C5 et 6L7, par exemple) du récepteur, de la manière qu'indique la figure XVIII-26-4.

V_1 est la lampe créant les oscillations locales définies par le circuit LC, V_2 la lampe de commande du dispositif correcteur d'accord, lampe dont il nous faut maintenant examiner l'action.

Le condensateur C_3 est un condensateur de blocage permettant d'utiliser la même source anodique pour V_1 et pour V_2 .

En parallèle sur le circuit LC se trouvent montés une résistance R_1 et un condensateur C_1 , disposés en série.

Nous allons montrer que le système monté en parallèle sur le circuit LC, et constitué par la lampe V_2 , la résistance R_1 et le condensateur C_1 , se comporte à la manière d'une bobine fictive de coefficient de self-induction :

$$L_0 = \frac{C_1 R_1}{S}$$

S étant la pente de la lampe V_2 .

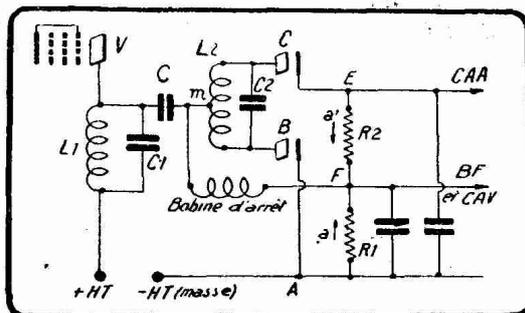


FIG. XVIII-26-3. — Schéma pratique du circuit discriminateur. La tension CAA est la tension de commande d'accord automatique. En F peuvent être utilisées une composante alternative pour la BF et une composante continue pour la CAV.

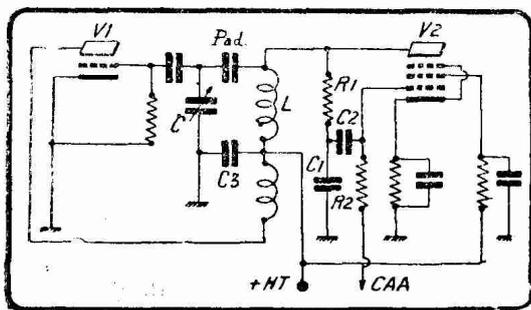


FIG. XVIII-26-4. — V_2 est la lampe de commande de la correction automatique d'accord agissant sur la lampe V_1 , chargée de créer la fréquence locale d'un changeur de fréquence. $Pad.$ est le padding de l'oscillateur.

En effet, soit E la tension efficace de pulsation ω apparaissant aux bornes de L , donc de $R_1 C_1$, i le courant résultant de cette tension E dans $R_1 C_1$. On a, d'après ce qui a été dit page 192 :

$$i = \frac{E}{\sqrt{R_1^2 + \frac{1}{\omega^2 C_1^2}}}$$

Comme R_1 est, en pratique, beaucoup plus grand que $1/\omega C_1$ (R_1 est, en général, de 70.000 Ω et C_1 de 25 pF), on peut écrire :

$$(1) \quad i = \frac{E}{R_1}$$

La tension appliquée à la grille de V_2 , à travers C_2 , par la prise potentiométrique réalisée par la jonction de R_1 et de C_1 , est :

$$(2) \quad u = \frac{i}{\omega C_1}$$

puisque c'est la tension créée aux bornes de C_1 par le courant i .

En portant dans (2) la valeur de i tirée de (1), on a :

$$(3) \quad u = \frac{E}{\omega C_1 R_1}$$

Le courant plaque i_p est égal à la tension u multipliée par la pente S de la lampe V_2 , car la résistance interne de cette lampe (en pratique une pentode) est grande par rapport à l'impédance du circuit plaque.

On a donc :

$$i_p = u S$$

Et d'après (3) :

$$(4) \quad i_p = \frac{ES}{\omega C_1 R_1}$$

L'impédance Z_0 que constitue la lampe V_2 et le dispositif $R_1 C_1$ est égale

à $\frac{E}{i_p}$, c'est-à-dire d'après (4), à :

$$Z_0 = \frac{\omega C_1 R_1}{S}$$

Cette impédance se présente à la manière d'une inductance ωL_0 dont la self L_0 serait égale à $C_1 R_1 / S$.

Le système constitué par la lampe V_2 , la résistance R_1 et le condensateur C_1 se comporte ainsi à la manière d'une bobine fictive de coefficient de self-induction $C_1 R_1 / S$. On conçoit alors que, en agissant sur la pente S par la tension de CAA appliquée à travers R_2 à la grille de commande de la lampe V_2 , on modifie la valeur de la self fictive L_0 , donc la fréquence de résonance du circuit LC, donc, en fin d'analyse, la fréquence de l'oscillation locale.

Le condensateur C_2 assure l'attaque de la grille de V_2 par la tension u du raisonnement précédent et sépare les circuits grille et anode de cette lampe au point de vue continu.

La polarisation normale N de V_2 est déterminée par la résistance fixe se trouvant dans la cathode de cette lampe. La tension de CAA, qui est positive ou négative par rapport à la masse, diminue ou augmente cette polarisation et fait donc varier la pente de V_2 de part et d'autre de la valeur correspondant à la polarisation normale N .

Pour obtenir la grande sensibilité nécessaire, c'est-à-dire la plus grande variation de fréquence pour une variation donnée de tension de CAA, on est amené à utiliser en V_2 une pentode HF à pente fixe (à blocage brusque du courant plaque).

La commande de fréquence obtenue avec ce dispositif est de 9,5 % de la fréquence de l'oscillateur local dans le cas des PO, de 1,5 % dans le cas de la bande des 10 Mc/s.

Sur un récepteur équipé d'un correcteur automatique d'accord, il n'y a qu'à se régler à *peu près* sur une station : la correction d'accord ramène automatiquement, par modification de la fréquence de l'oscillation locale, la fréquence de conversion à la valeur de la moyenne fréquence pour laquelle se trouve construit et prévu l'amplificateur MF.

Reste à savoir quelle est l'action de la correction automatique d'accord sur la sélectivité réelle des réceptions. La pratique montre que cette sélectivité n'est pas diminuée.

§ 27. — L'antiparasite automatique Lamb.

Le dispositif étouffeur « Lamb », décrit pour la première fois dans le QST américain de février 1936 sous le titre *Noise-silencing I.F. circuit for superhet receivers*, supprime, ou tout au moins diminue dans des proportions considérables, la gêne apportée aux réceptions de T.S.F. par les parasites dits industriels, créés au voisinage des récepteurs par des appareils électrique. Ce système est constitué par deux lampes supplémentaires adjointes à la partie moyenne fréquence d'un changeur de fréquence normal tel qu'on le conçoit aux Etats-Unis.

Au cours des essais auxquels s'est livré J. Lamb, il a été constaté que le trouble apporté par une bobine d'induction (bobine d'allumage de moteur à explosion) fonctionnant à quelques décimètres d'un récepteur, peut être, avec le dispositif en question, diminué dans des proportions telles, que la mise en circuit du « silenceur » a fait passer, pour un certain signal faible, le rapport parasite

$$\frac{\text{parasite}}{\text{signal}}$$

de la valeur 18, qui rendait toute audition impossible, à la valeur 0,6,

correspondant à une réception, non seulement possible, mais même très bonne. Cette amélioration évaluée en décibels, atteint environ 30 db.

Tous les types de parasites ne sont pas éliminés par le système Lamb, mais les plus répandus, ceux qui ont produits par des étincelles électriques, en particulier étincelles dites d'allumage, en sont justiciables.

La réception des ondes courtes, qui est si profondément perturbée par les parasites de cette nature, trouve, dans le système Lamb, une solution, longtemps cherchée en vain, au grave problème de la réception non parasitée.

Comment agissent les parasites envisagés ici sur une réception de T.S.F. ?

Les parasites les plus répandus sont du type « étincelles » ; ils sont caractérisés par leur très courte durée (un millième de seconde) et leur amplitude, de valeur très variable. Ces parasites créent, aux bornes du secondaire du transformateur MF, des impulsions électriques dont l'amplitude peut parfois atteindre vingt fois la valeur de l'amplitude de l'émission que l'on reçoit.

En réalité, l'action sur la réception de ces parasites de très courte durée est considérablement accrue par les deux circonstances suivantes :

En premier lieu, il peut se produire une excitation par choc de certains circuits accordés du récepteur ou même du haut-parleur, excitation qui prolonge l'effet de l'impulsion parasite. En second lieu, la grande amplitude des plus importantes des impulsions peut saturer une ou plusieurs lampes, déclenchant le courant grille dans ces lampes. Beaucoup de circuits combinés avec les lampes ont une constante de temps élevée, les conséquences du déclenchement du courant grille persistent au delà de la durée de leur cause, autrement dit de l'impulsion parasite ; pendant ce temps, le fonctionnement du récepteur est gravement perturbé.

Ces deux mécanismes distincts contribuent à découpler le temps pendant lequel les parasites agissent effectivement sur le récepteur et à rendre leur action « audible » particulièrement gênante.

Le principe du système silencieux Lamb est très simple : il consiste à bloquer le récepteur pendant le temps où, du fait du parasite, la réception est troublée. Cette durée de blocage est de l'ordre du centième de seconde.

On réalise pratiquement le blocage en détectant par une diode spéciale toutes les impulsions dépassant le niveau signal et en appliquant, à travers un

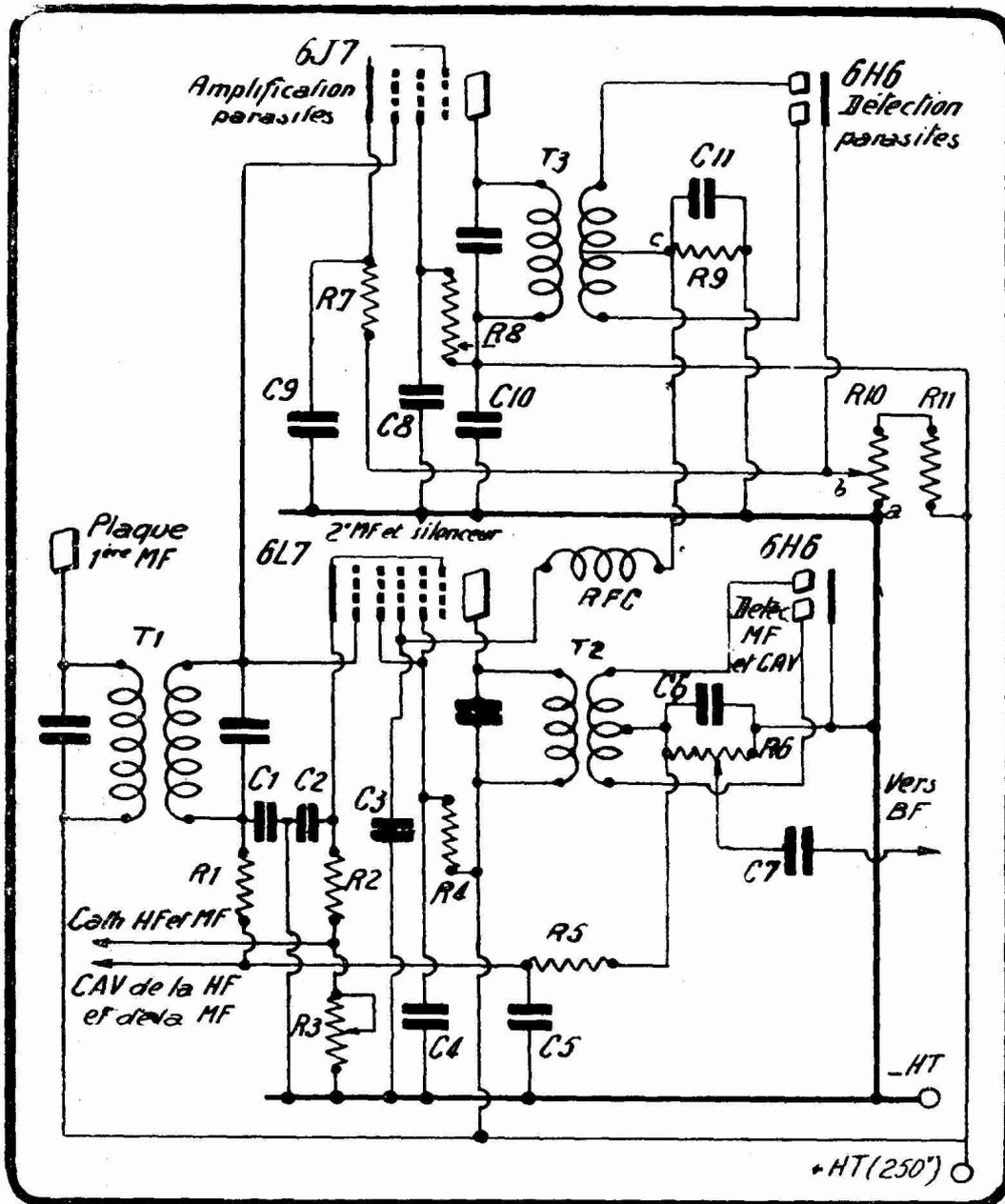


FIG. XVIII-27-1. — Système étouffeur de parasites Lamb. La tension parasite à partir de laquelle la lampe « détection parasites » fonctionne, est réglable par le potentiomètre R10.

Valeurs des éléments : R1 = 100.000 Ω ; R2 = 350 à 1.000 Ω ; R3 = 5.000 Ω , variable ; R4 = 100.000 Ω ; R5 = 1 M Ω ; R6 = potentiomètre 1 M Ω ; R7 = 350 à 1.000 Ω ; R8 = 100.000 Ω ; R9 = 100.000 Ω ; R10 = potentiomètre 5.000 Ω ; R11 = 20.000 Ω . C1, C2, C4, C5, C8, C9, C10, C12 = 0,1 μ F ; C3, C6 = 50 pF ; C11 = 0 à 250 pF ; C7 = 0,05 μ F ; T1, T2, T3, transformateurs MF.

circuit de très faible constante de temps (donc transmettant instantanément la polarisation de blocage), la composante continue de l'impulsion en un point du circuit récepteur en avant duquel il n'y a à craindre ni excitation par choc, ni surcharge de grille. Cette composante continue arrête le fonctionnement d'un étage MF. La réception est donc hachée de « trous » très courts, de l'ordre du millièbre de seconde, « trous » qui n'ont pas d'action sur l'oreille ; aucun effet de prolongement de l'impulsion parasite ne peut se produire, et la réception est libérée de tous parasites gênants.

James J. Lamb a appliqué son système à un récepteur équipé avec des lampes métalliques américaines.

Ce récepteur comportait un étage changeur de fréquence, deux étages moyenne fréquence, une détection CAV, une amplification BF. Comme dans beaucoup de récepteurs américains, il existe une commande de sensibilité constituée par une résistance variable de quelques milliers d'ohms insérée dans le retour commun de masse des cathodes de la lampe HF et des lampes MF. La commande automatique de volume est du type simple, c'est-à-dire non différée.

Le montage « silencieux » est représenté figure XVIII-27-1.

La composante alternative de la tension détectée est aiguillée vers la basse fréquence par le condensateur de liaison C_7 .

La grille 1 de la 6L7 « deuxième MF » est attaquée par T_1 ; les grilles 2 et 4 sont alimentées en continu par une tension obtenue à partir de la haute tension par chute à travers R_4 ; sur la grille 3, on applique la tension négative de blocage qui rend muet le récepteur quand une impulsion parasite apparaît aux bornes de T_1 .

Le secondaire de T_1 attaque non seulement la grille 1 de la 6L7, mais encore la grille 1 d'une 6J7. Du fait de la connexion des cathodes de la 6J7 et de la 6H6 sur le curseur du potentiomètre R_{10} , ne sont amplifiés et détectés que les signaux (signaux proprement dits et impulsions parasites) dont l'amplitude dépasse la tension existant entre le point a et le curseur b de R_{10} .

Il suffit de régler le curseur de R_{10} de manière que ne soient amplifiées et détectées par la partie « parasites » que les impulsions dépassant la tension correspondant au niveau du signal à recevoir.

Les courtes impulsions parasites qui dépassent ladite tension sont détectées par la 6H6 « détection parasites », et c'est la composante continue de cette détection apparaissant à l'extrémité c de R_{10} que l'on utilise à travers la bobine d'arrêt RFC de 20 mH, pour polariser la grille 3 de la 6L7 par charge du condensateur C_3 .

Le dispositif amplificateur et détecteur de parasites doit présenter une constante de temps très faible, afin que la polarisation « parasites » soit appliquée sans aucun retard à la 6L7. Le coefficient de surtension primaire de T_3 doit être faible, et il est recommandé, quoique non absolument obligatoire, d'utiliser une double détection, comme indiqué.

§ 28. — La réception des ondes entretenues par la méthode hétérodyne.

Les lecteurs de cet ouvrage connaissent, pour l'avoir rencontré page 669, le principe de la réception des ondes entretenues pures par la méthode hétérodyne.

On fait interférer avec un signal entretenu pur de fréquence F que l'on désire recevoir, une oscillation de fréquence F' , que l'on crée localement ; on s'arrange de manière que F' diffère de F de quelques centaines de périodes (600 à 1.000, en général) ; le résultat de l'interférence ainsi produite donne, après détection, un son de fréquence 600 à 1.000 périodes par seconde. C'est ce son, découpé en points et traits par la manipulation, que l'on entend dans le casque ou le haut-parleur, et qu'on « lit » suivant la technique classique.

Cette méthode de la réception hétérodyne est universellement mise en œuvre dans les récepteurs destinés à l'écoute des signaux télégraphiques

entretenus (en particulier, réception des signaux d'amateurs). Elle est à la base de la déteçtrice à réaction, et c'est elle que l'on utilise dans les superhétérodynes dits de « trafic », dans lesquels un oscillateur local vient interférer avec les oscillations de moyenne fréquence immédiatement avant la détection.

L'inconvénient de la réception hétérodyne est de ne produire qu'un son simple, constitué par une seule fréquence acoustique, la fréquence de 1.000 périodes par seconde, pour fixer les idées.

L'oreille ainsi attaquée par cette seule fréquence, se fatigue vite et perd au bout de quelques dizaines de minutes d'écoute, sa sensibilité pour cette fréquence. *Le signal semble perdre en intensité.*

Ce phénomène, que tous ceux qui ont suivi pendant d'assez longues périodes sur le même réglage une même station télégraphique, s'explique par les propriétés essentielles de notre ouïe, propriétés mises en lumière par les théories modernes de l'acoustique.

Notre système auditif se compose de différents éléments récepteurs reliés au cerveau par des nerfs distincts du faisceau de l'oreille.

Chaque élément est sensible à une certaine fréquence. Si l'on reçoit un son d'une seule fréquence (son simple), non seulement la saturation de l'élément récepteur correspondant peut être facilement atteinte, mais encore cet élément et son nerf se fatiguent, et l'audition perd de sa sensibilité, d'où l'apparente diminution d'intensité sonore.

Les signaux télégraphiques émis par les stations d'amateur sont le plus souvent, à l'heure actuelle, constitués par des entretenues pures, lesquelles, reçues par la méthode hétérodyne, présentent l'important inconvénient ci-dessus décrit.

Le remède consisterait à produire, après détection d'une onde entretenue pure, non pas un son simple, mais un son complexe constitué par plusieurs sons simples de fréquences différentes. On ferait ainsi appel à plusieurs éléments récepteurs de l'oreille, d'où *sensation sonore plus forte et absence de perte de sensibilité* par accoutumance.

Ce remède a été trouvé en 1936 par James J. Lamb sous la forme de ce qu'il a appelé méthode *hétérotone*. Le principe est très simple et très ingénieux :

Supposons un superhétérodyne destiné à la réception des émissions télégraphiques d'amateurs. En même temps que l'on applique à la sortie du dernier étage MF une oscillation entretenue pure qui interfère avec toute fréquence appliquée à l'entrée de la détection, *on module le dernier, ou l'avant-dernier, étage MF par une oscillation basse fréquence de 1.000 périodes par seconde créée par une triode montée à la manière d'un « electron coupled ».*

Soit F_1 la moyenne fréquence. La modulation de F_1 par l'oscillation à 1.000 périodes va produire les trois fréquences classiques de la théorie de la modulation d'amplitude :

la fréquence $F_1 - 1.000$, que nous appellerons F_2 ;

la fréquence F_1 ;

la fréquence $F_1 + 1.000$, que nous appellerons F_3 .

Soit $F_1 + 600$ la fréquence de l'oscillation locale. Cette fréquence $F_1 + 600$ va interférer avec F_1 , F_2 et F_3 .

Le résultat de l'interférence avec F_1 sera, après détection, un son de fréquence 600 périodes par seconde ($F_1 + 600 - F_1 = 600$).

L'interférence avec F_2 produira un son de fréquence 1.600 périodes par seconde

$$F_1 + 600 - (F_1 - 1.000) = 1.600$$

L'interférence avec F_3 donne un son de fréquence 400 périodes par seconde

$$F_1 + 1.000 - (F_1 + 600) = 400$$

Au lieu du son simple à 600 périodes qu'aurait produit la classique méthode hétérodyne sans application de fréquence BF, la méthode hétérotone produit

un son complexe constitué par les trois sons simples à 400, 600 et 1.600 périodes.

Pour une modulation du 1.000 périodes à 100 %, l'attaque de la détection augmente de 50 %. Mais l'oreille, dont plusieurs éléments récepteurs sont actionnés transmet une sensation sonore de beaucoup supérieure à cette augmentation d'énergie. La réception à l'hétérotone paraît *extrêmement puissante*.

Une variété infinie de sons complexes peut être obtenue en modifiant simplement le réglage de l'oscillateur hétérodyne local sans toucher à la fré-

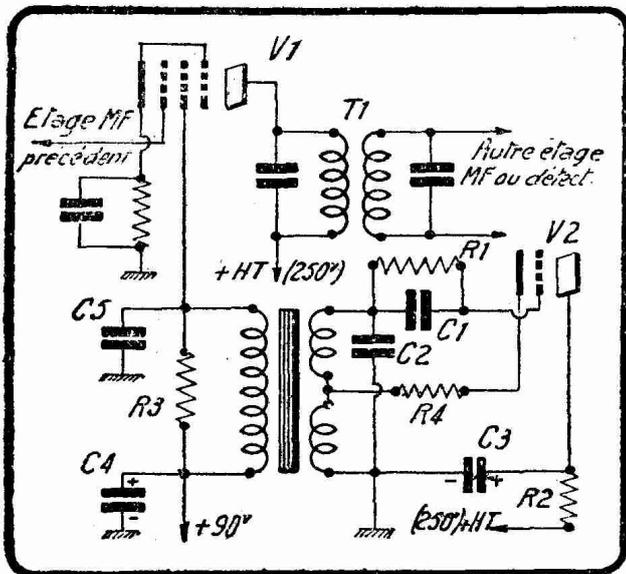


FIG. XVIII-28-1. — Montage de la lampe hétérotone modulant une lampe moyenne fréquence.

- V1 : Pentode moyenne fréquence (6K7, 6M7, EF9, EF41, etc.).
- V2 : Triode oscillatrice BF (6C5).
- T1 : Transformateur moyenne fréquence.
- T2 : Transformateur BF push-pull d'entrée.
- C1 : 2.000 pF.
- C2 : Essayer diverses valeurs en partant de 500 pF, jusqu'à ce que l'oscillation produite par V2 soit entre 500 et 1.000 périodes par seconde.
- C3 : 4 μ F électrolytique.
- C4 : 4 μ F électrolytique (facultatif).
- C5 : 2.000 pF.
- R1 : 100.000 Ω .
- R2 : 100.000 Ω .
- R3 : Au plus 100.000 Ω .
- R4 : Au plus 20.000 Ω .

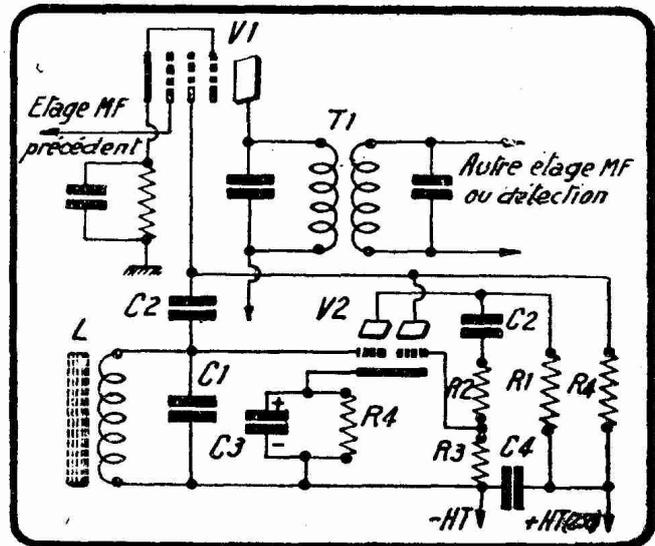


FIG. XVIII-28-2. — Utilisation d'une double triode pour la création de l'oscillation hétérotone.

- V1 : Pentode moyenne fréquence (6K7, EF9, 6M7, EF41, etc.).
- V2 : Double triode oscillatrice BF (6A6, 6N7, 6SN7, ECC40, etc.).
- T1 : Transformateur moyenne fréquence.
- L : Bobine (éventuellement à fer) de 125 mH.
- C1 : 0,25 μ F (modifier jusqu'à ce que la fréquence désirée soit atteinte).
- C2 : 0,1 μ F.
- C3 : 20 μ F électrochimique.
- C4 : 4 μ F électrolytique (facultatif).
- R1 : 50.000 Ω — 0,5 W.
- R2, R3 : 25.000 Ω .
- R4 : 750 Ω — 1 W.

quence de modulation. De très faibles variations du réglage de cette hétérodyne se traduisent par de *très grandes* modifications du son complexe entendu. De même, deux signaux voisins en longueur d'onde se traduisent dans le casque ou le haut-parleur par deux sons différant beaucoup plus entre eux que ne le feraient les sons produits par ces mêmes signaux dans le cas de la réception hétérodyne. La séparation des stations est, de ce fait, facilitée.

Les montages sont très simples ; les figures XVIII-28-1 et XVIII-28-2 donnent, d'après la présentation originale de James J. Lamb (*QST*, volume XX, n° 11), deux dispositions possibles, la première employant comme oscillatrice à 1.000 périodes une triode, la seconde mettant en œuvre pour cette fonction une double triode. Les légendes donnent les valeurs des différents éléments.

§ 29. — Les montages reflexes.

Dans tout ce qui précède, les étages amplificateurs ont été nettement séparés du point de vue nature des oscillations traitées. Les lampes et les étages qu'elles équipent réalisent soit une amplification haute fréquence, soit une amplification moyenne fréquence, soit une amplification basse fréquence.

Pendant la guerre de 1914-1918, Marius Latour eut l'idée de faire accomplir en même temps à une même lampe la fonction amplificatrice HF de tension et la fonction amplificatrice BF de tension. Il réalisa ainsi ce que l'on a appelé et appelle encore un *montage reflexe*. Le montage reflexe le plus simple est constitué par une lampe amplificatrice haute fréquence, une détection par galène ou par lampe, le résultat de la détection étant renvoyé sur la grille de la lampe haute fréquence, qui amplifie alors en basse fréquence. La figure XVIII-29-1 représente un dispositif de ce genre comportant une détection à cristal G, récepteur qui eut son heure de vogue vers 1924-1925.

Le circuit LC appliqué à la grille les oscillations haute fréquence recueillies dans la bobine d'antenne I. Les oscillations amplifiées en haute fréquence par la lampe sont transmises, par l'intermédiaire d'un transformateur accordé L'C', à une galène G, qui les détecte. Les oscillations basse fréquence passent alors dans le primaire P d'un transformateur basse fréquence T, dont le secondaire S se trouve dans le circuit grille de la lampe, en un endroit où sa présence risque le moins de produire des pertes en haute fréquence. Le sens optimum des connexions sur le primaire de T est à rechercher.

La grille de la lampe se trouve alors portée à des potentiels alternatifs à basse fréquence ; dans la plaque de cette lampe, on dispose de variations d'intensité à basse fréquence que l'on utilise dans le casque E.

Le condensateur C_1 qui shunte le secondaire de T est nécessaire pour livrer passage à la haute fréquence ; il a l'inconvénient de servir également de passage de faible réactance aux oscillations acoustiques de fréquence élevée ; ces fréquences ne sont de la sorte pas amplifiées, d'où le son cotonneux classique.

Les circuits LC, L'C' dépendent des ondes auxquelles on s'intéresse. Les condensateurs fixes C_1 , C_2 ont chacun 1.000 pF.

Pour éviter la formation du courant grille, celle-ci doit être rendue négative par une batterie sèche de quelques volts introduite au point X de la figure XVIII-29-1, son pôle « moins » tourné vers le transformateur.

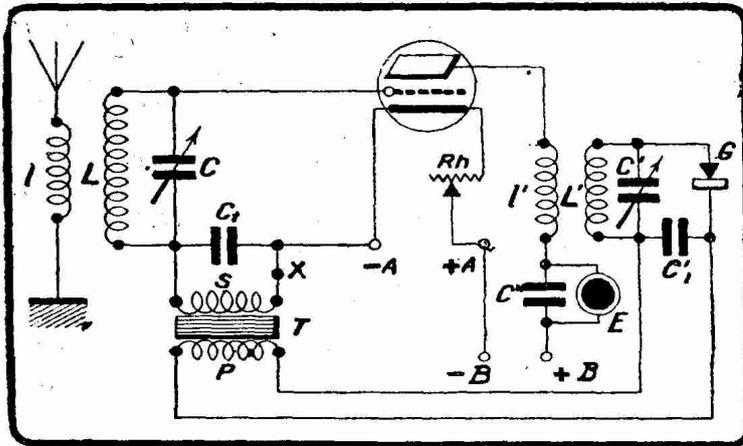


FIG. XVIII-29-1. — Montage récepteur reflexe classique.

a été conduit à faire accomplir cette amplification basse fréquence de tension par la lampe amplificatrice moyenne fréquence, qui remplit donc simultanément deux fonctions amplificatrices. On a réalisé, dans cet esprit, des récepteurs superhétérodynes reflexes très séduisants dont un type, particulièrement bien étudié, est représenté figure XVIII-29-2.

Tombé en désuétude à partir de 1928, à telle enseigne que nous l'avons supprimé des quatrième et cinquième éditions de cet ouvrage, le dispositif reflexe est revenu en faveur en 1935 pour la constitution de changeurs de fréquence à nombre réduit de lampes. Dans les changeurs de fréquence modernes, nous avons vu, en effet, que la détection, qui s'effectue en pratique toujours par une diode, doit être suivie d'une amplification basse fréquence de tension. C'est ainsi que l'on

L'octode EK2 (1) est montée en changeuse de fréquence attaquée par pré-sélecteur ; la pentode à pente fixe EF6 fonctionne d'abord en amplificatrice moyenne fréquence et elle attaque le circuit détecteur constitué par un élément westector W, en l'espèce un westector W6, et la résistance de charge R_9 . La composante continue de la détection est utilisée à la commande automatique de volume, que l'on applique à la grille de commande de l'octode à travers le filtre habituel R_3C_7 . La composante alternative basse fréquence est envoyée, à travers R_5 et C_{10} , à la résistance R_4 , insérée dans la grille 1 de l'EF6 (ou 6J7), qui fonctionne alors en amplificatrice basse fréquence de tension. A ce titre, l'EF6, qui comporte dans son circuit d'anode une résistance R_6 attaquée, à travers R_7C_{13} , un potentiomètre pot., dont le curseur est relié à la grille de commande d'une EL2 ou 6F6. Pour que les résistances R_4 et R_6 ne gênent pas le fonctionnement de l'EF6 en moyenne fréquence, elles sont découplées à la masse par les condensateurs C_9 et C_7 . Le reste du schéma ne présente rien d'inhabituel.

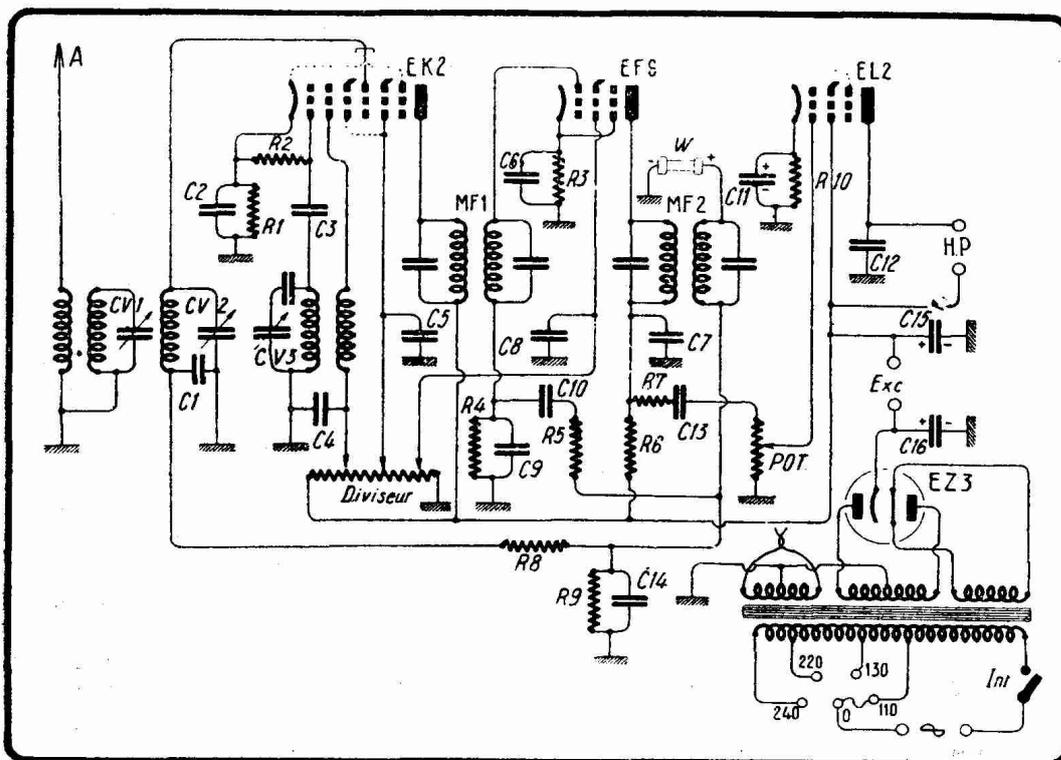


FIG. XVIII-29-3. — Schéma complet d'un récepteur changeur de fréquence reflexe. La détection se fait par élément westector. La lampe EF6 sert à la fois d'amplificatrice moyenne fréquence et d'amplificatrice basse fréquence. Voici les valeurs des éléments de ce schéma :

$C_1 = C_2 = C_4 = C_5 = C_6 = C_8 = 0,1 \mu F$, $C_3 = 50 pF$,

$C_7 = C_{14} = 500 pF$, $C_9 = 5.000 pF$, $C_{10} = 10.000 pF$,

$C_{11} = 20 \mu F$, $C_{12} = 3.000 pF$, $C_{13} = 10.000 pF$,

$C_{15} = 16 \mu F$, $C_{16} = 8 \mu F$ (ces deux derniers condensateurs électrolytiques 450 volts), $CV_1 = CV_2 = CV_3 = 460 pF$ variables,

$R_1 = 500 \Omega$, $R_2 = 50.000 \Omega$, $R_3 = 1.000 \Omega$, $R_4 = 50.000 \Omega$,

$R_5 = 100.000 \Omega$, $R_6 = 50.000 \Omega$, $R_7 = 100.000 \Omega$, $R_8 = 1 M\Omega$,

$R_9 = 100.000 \Omega$, $R_{10} = 450 \Omega$, POT. = 500.000 Ω , Diviseur = 50.000 Ω à colliers permettant de réaliser un potentiomètre à deux prises.

Ce récepteur, très intéressant au point de vue réalisation moderne de reflexe, donne des résultats très satisfaisants en sélectivité, sensibilité et fidélité. On remarquera, toutefois, que les valeurs données aux résistances R_4 et R_6 ne sont pas celles que l'on préconise pour l'EF6 utilisée en basse fréquence de

(1) On peut aussi utiliser une 6A8.

tension classique. C'est qu'il faut trouver un compromis entre les conditions de fonctionnement de la lampe en moyenne fréquence et en basse fréquence, et il est impossible d'obtenir la stabilité si l'on donne à R_1 et à R_2 les valeurs habituelles de 500.000 et 200.000 ohms. C'est là un inconvénient que l'on a signalé dès les premières réalisations de reflexes. Un autre inconvénient de la figure XVIII-29-2 est que l'on ne peut faire agir la commande automatique de volume sur la lampe MF-BF. La CAV est, en conséquence, moins efficace que lorsqu'elle agit sur deux lampes (1).

§ 30. — La contre-réaction en basse fréquence.

La contre-réaction est employée dans les amplificateurs BF pour réduire la distorsion de l'étage de sortie lorsque l'impédance de charge de cet étage est un haut-parleur. L'impédance d'un haut-parleur n'étant pas constante pour toutes les fréquences acoustiques, la charge de la lampe de sortie varie en fonctionnement.

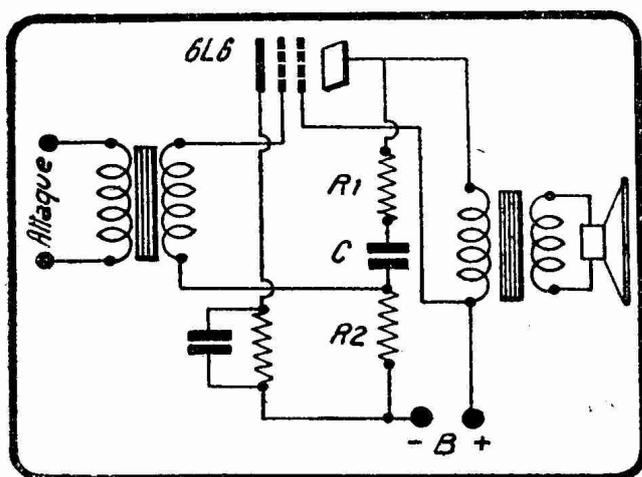


FIG. XVIII-30-1. — Montage d'une contre-réaction sur un étage de sortie équipé avec une 6L6, pour fixer les idées.

Quand la lampe de sortie est une pentode ou une lampe à concentration électronique, cette variation de l'impédance de charge peut, si elle n'est pas corrigée, produire une distorsion considérable de fréquence. La contre-réaction est un des moyens que l'on a de corriger cette distorsion.

L'application de la contre-réaction à un étage de puissance utilisant une 6L6 est représentée figure XVIII-30-1. R_1 , R_2 et C sont montés en parallèle sur la sortie de la lampe à la manière d'un potentiomètre. Le secondaire du transformateur d'attaque se referme non sur la masse, mais sur une prise de ce potentiomètre.

Le condensateur C empêche que ne se trouve appliquée sur la grille une tension continue positive. Ce montage applique sur la grille de commande de la lampe, une portion de la tension modulée de sortie, por-

tion (2) approximativement égale à cette tension multipliée par $\frac{R_2}{R_1 + R_2}$. La

diminution de distorsion qui résulte de cette disposition peut s'expliquer en interprétant les courbes de la figure XVIII-30-2.

Supposons d'abord qu'il n'y ait pas de contre-réaction. Admettons que lorsqu'un signal de tension e_s est appliqué à la grille, le courant BF d'anode i_p présente une irrégularité dans son alternance positive. Cette irrégularité correspond à une différence entre la forme du signal à amplifier et celle du signal amplifié : c'est une distorsion. A cette forme de courant d'anode correspond la tension appliquée à l'anode e_p . L'inversion de la courbe provient de ce que la tension diminue aux bornes de l'impédance de charge lorsque le courant plaque diminue. La tension appliquée à l'anode étant la différence entre la tension aux bornes de l'impédance de charge et la tension de la source d'anode, lorsque le courant plaque augmente, la tension appliquée à la plaque diminue, et réciproquement.

(1) Actuellement (1948), on dispose de nombreuses lampes doubles (ECH3, ECF1, 6SN7, 6F7, etc.) qui permettent de réaliser des récepteurs normaux à nombre de tubes réduit.

(2) Cette portion s'appelle quelquefois le taux de la contre-réaction et varie, en pratique, entre 5 et 20 %.

Supposons maintenant que la contre-réaction soit adjointe à l'amplificateur. L'irrégularité dans le courant plaque est corrigée de la manière suivante : la contre-réaction applique à la grille une tension qui a la forme et la même phase que la tension appliquée à l'anode, mais qui est d'amplitude plus petite, du fait de l'action potentiométrique de R_1R_2 . Ainsi, à la tension appliquée à la plaque e'_p , correspond sur la grille la tension de contre-réaction e'_{gr} . Cette tension e'_{gr} produit une composante du courant-plaque i'_{pr} . Et il est évident que l'irrégularité de cette composante tend à annuler l'irrégularité originelle et à réduire, en conséquence, la distorsion.

Les composantes du courant plaque d'une lampe munie d'une correction de distorsion par contre-réaction, sont représentées dans le dernier groupe de courbes de la figure XVIII-30-2, qui montre comment se constitue le courant d'anode. Dans ce groupe, la courbe en pointillé i'_p est la composante produite par la tension de contre-réaction. La somme de ces deux composantes donne comme résultante la courbe i_p en trait plein, qui représente le courant plaque effectif. On voit que la contre-réaction a diminué l'irrégularité du courant d'anode. De manière générale, la contre-réaction agit pour corriger toute irrégularité introduite dans le signal par la lampe ou les circuits annexes, en d'autres termes pour corriger la distorsion due à l'étage lui-même.

Mais à cette diminution de distorsion correspond une diminution d'amplification. En effet, on voit que le courant plaque effectif est de moins grande amplitude que celui qui existerait s'il n'y avait pas de contre-réaction. Cet inconvénient peut être compensé par une augmentation d'amplitude d'attaque. En définitive, un amplificateur de sortie comportant une contre-réaction doit être, si l'on désire bénéficier de la puissance modulée maximum que peut fournir la lampe, attaqué par une tension plus forte que s'il n'y avait pas de contre-réaction. Mais cette puissance modulée maximum est obtenue avec beaucoup moins de distorsion.

La méthode de contre-réaction indiquée figure XVIII-30-1 peut être appliquée à des étages push-pull des classes A1 et AB1, comme le montre la figure XVIII-30-3. La mise en œuvre de cette méthode exige que l'on dispose d'un transformateur d'attaque ayant des secondaires indépendants pour les deux grilles. La contre-réaction telle que nous l'avons représentée figures XVIII-30-1 et XVIII-30-3 n'est pas recommandable dans les cas où il existe un courant grille, à cause des résistances R_2 qui doivent être introduites dans le circuit grille.

La contre-réaction peut être appliquée à n'importe quelle lampe équipant un étage classe A1 ou AB1 simple ou push-pull, mais est particulièrement intéressante dans le cas d'une lampe à concentration électronique. On ne l'emploie pas, en général, dans le cas de la triode, parce que les variations de l'impédance du haut-parleur avec la fréquence ne produisent que très peu de distorsion pour une lampe à faible résistance interne. On l'applique quelquefois au cas d'une pentode, mais la chose n'est pas toujours pratique. Comme nous

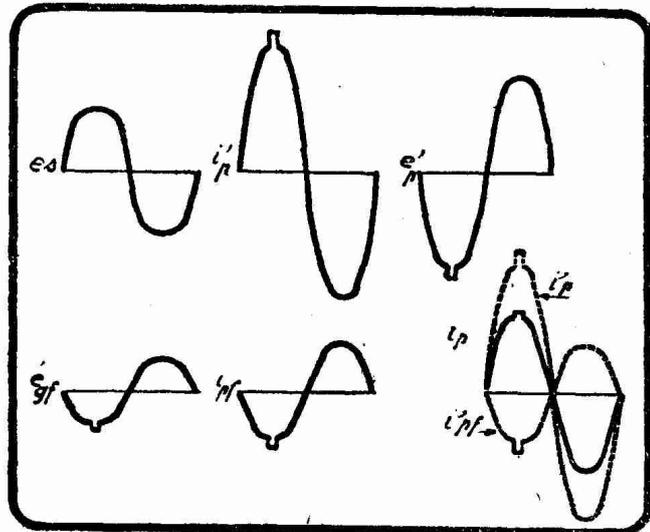


FIG. XVIII-30-2. — Comment se produit par la contre-réaction la compensation de toute irrégularité introduite par la lampe ou les circuits dans la forme du courant plaque. e_s est l'oscillation d'attaque libre de toute irrégularité. i'_p est le courant plaque sans contre-réaction. i_p le courant plaque après intervention de la contre-réaction : l'irrégularité est considérablement diminuée.

l'avons montré, un amplificateur muni d'une contre-réaction doit être attaqué par une amplitude plus grande que l'amplitude normale sans contre-réaction, afin que la puissance modulée atteigne sa valeur maximum. Dans le cas de la pentode, l'amplitude de la tension d'attaque peut devoir être augmentée au delà des limites pratiques. Les lampes à concentration électronique

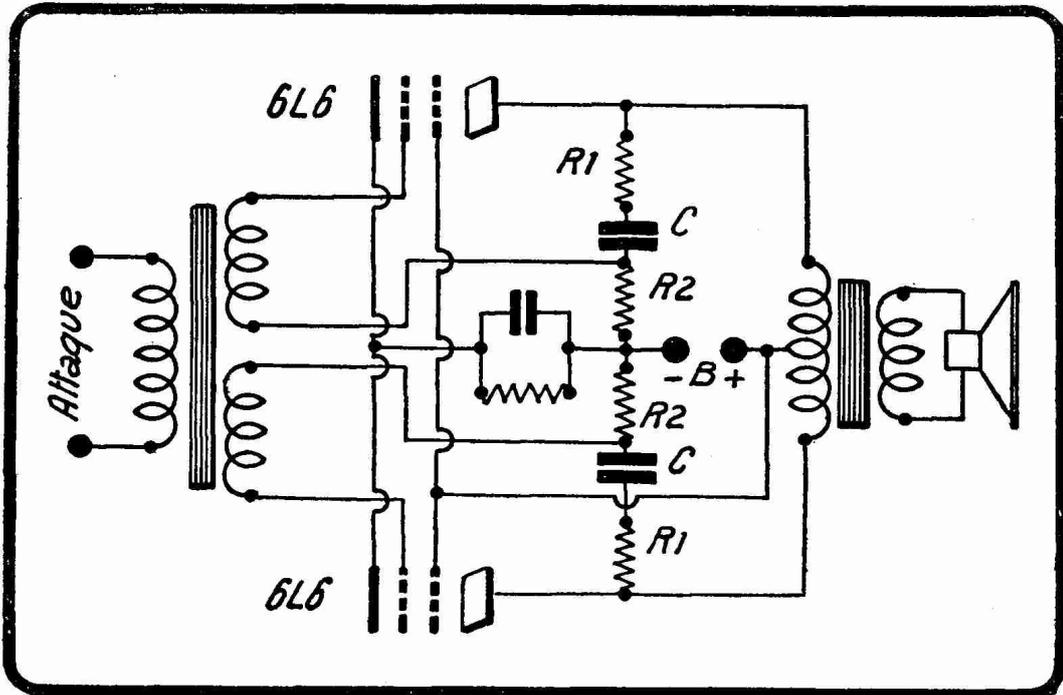


FIG. XVIII-30-3. — Application de la contre-réaction à un étage push-pull sans courant grille. Les lampes sont de préférence, comme l'indique le texte, des tétrodes à concentration électronique 6L6 ou 6V6.

6L6 et 6V6, qui n'exigent que de faibles amplitudes d'attaque pour fournir la puissance modulée maximum, constituent un domaine de choix pour l'application d'une contre-réaction. Il est ainsi possible de bénéficier de tous les avantages de ce type de lampes (rendement et puissance modulée élevés), tout en réduisant la distorsion due à la variation de l'impédance du haut-parleur.

Les montages que nous venons d'indiquer sont dits à contre-réaction de tension, parce qu'une tension prise à la sortie d'un étage est appliquée à l'entrée de cet étage ou d'un étage précédent.

Voici les valeurs des éléments de la figure XVIII-30-3 : $R_1 = 100.000 \Omega$, $C = 0,1 \mu F$, $R_2 = 5.000 \Omega$. Résistance de cathode suivant le type de push-pull adopté.

Une contre-réaction plus énergique peut être obtenue en prenant R_2 plus élevée ou R_1 plus faible.

Dans le cas d'une seule lampe finale, comme dans le récepteur de la figure XVIII-20-1, la contre-réaction est obtenue en connectant une résistance de $2,5 M\Omega$ entre les plaques de V_1 et V_2 . En augmentant ou en

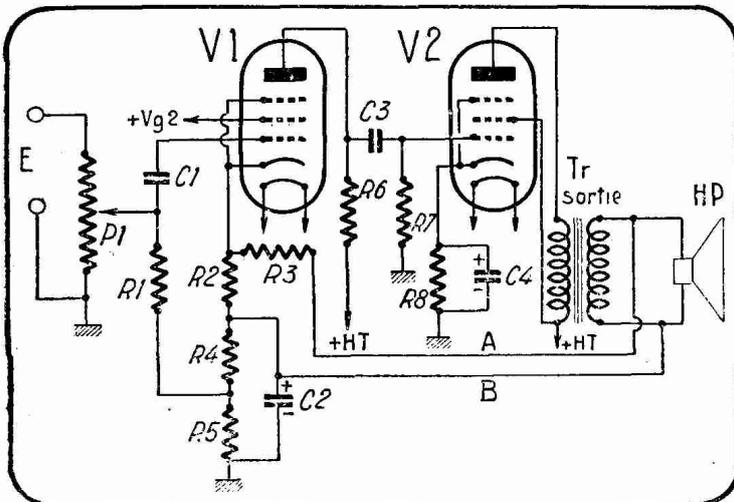


FIG. XVIII-30-4. — Contre-réaction du type Tellegen utilisée sur un montage tous courants moderne équipé avec des tubes de la série Rimlock.

le récepteur de la figure XVIII-20-1, la contre-réaction est obtenue en connectant une résistance de $2,5 M\Omega$ entre les plaques de V_1 et V_2 . En augmentant ou en

diminuant cette résistance, on *diminue* ou augmente le taux de contre-réaction. En général, cette résistance peut être prise entre 500.000 Ω et 3,5 M Ω .

Un autre dispositif est le « Tellegen », du nom du technicien hollandais qui l'a inventé. Ce dispositif consiste à reporter la tension BF prise au secondaire du transformateur de sortie au circuit cathodique de la première BF.

La figure XVIII-30-4 donne un exemple de montage Tellegen. Il s'agit d'un amplificateur basse fréquence pour tous courants utilisant des lampes Rimlock.

V₁ est une UAF41 ; la lampe finale est une UL41.

Les connexions A et B réalisent le dispositif Tellegen.

Les valeurs des éléments sont les suivantes :

$$\begin{aligned} P_1 &= 500.000 \ \Omega. \\ R_1 &= 1 \ \text{M}\Omega. \\ R_2 &= 30 \ \Omega. \\ R_3 &= 290 \ \Omega. \\ R_4 &= 2.700 \ \Omega. \\ R_5 &= 1.800 \ \Omega. \\ R_6 &= 220.000 \ \Omega. \\ R_7 &= 1 \ \text{M}\Omega. \\ C_1 &= 10.000 \ \text{pF}. \\ C_2 &= 50 \ \mu\text{F} - 25 \ \text{V}. \\ C_3 &= 10.000 \ \text{pF}. \\ C_4 &= 50 \ \mu\text{F} - 25 \ \text{V}. \end{aligned}$$

La *contre-réaction d'intensité* est également très utilisée, aussi bien en radio qu'en télévision.

Dans ce dispositif, la contre-réaction, au lieu d'être proportionnelle à la tension de sortie utile, est proportionnelle à l'intensité utile.

Le montage le plus simple est obtenu en supprimant le condensateur de cathode de la lampe BF à laquelle on veut appliquer la contre-réaction.

Par exemple, dans le cas de la figure XVIII-30-5, on a prévu un dispositif de contre-réaction d'intensité sur la lampe finale en ne shuntant pas la résistance R₅.

Les valeurs des éléments sont :

$$\begin{aligned} P &= 500.000 \ \Omega. \\ R_1 &= 1.200 \ \Omega. \\ R_2 &= 1,5 \ \text{M}\Omega. \\ R_3 &= 100.000 \ \Omega. \\ R_4 &= 2.000 \ \Omega. \\ R_5 &= 150 \ \Omega. \\ R_6 &= 500.000 \ \Omega. \\ C_1 &= 25 \ \mu\text{F} - 25 \ \text{V}. \\ C_2 &= 0,5 \ \mu\text{F}. \\ C_3 &= 10.000 \ \text{pF}. \\ C_4 &= 3.000 \ \text{pF}. \end{aligned}$$

Tubes utilisés : 6SJ7 en V₁, 6M6 en V₂.

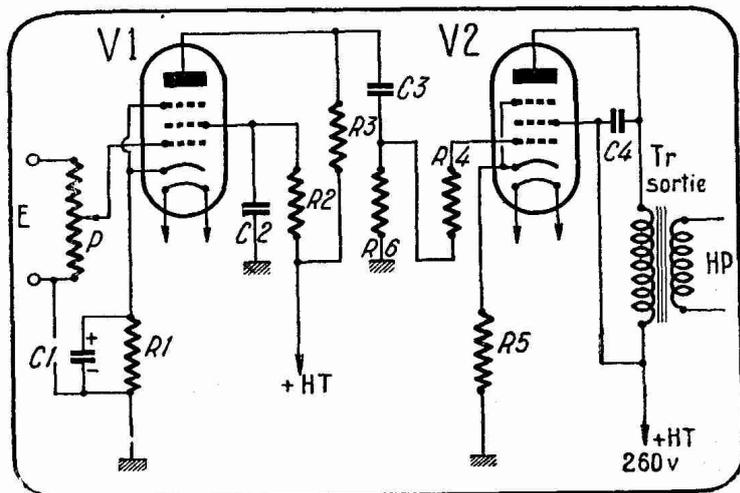


FIG. XVIII-30-5. — Contre-réaction d'intensité agissant sur le circuit cathodique de l'étage final : la résistance de polarisation (R₅) n'est pas shuntée par un condensateur électrochimique.

On peut aussi prévoir un dispositif HF pour augmenter l'amplification des fréquences élevées. Il suffit, pour cela, de shunter R₅ par un condensateur de faible valeur : 5.000 à 10.000 pF.

Dans ce cas, il y a surtout contre-réaction aux fréquences basses, puisque l'impédance du condensateur varie en raison inverse de F.

CHAPITRE VIII

L'AMPLIFICATION PHONOGRAPHIQUE

**§ 31. — Utilisation de la partie basse fréquence des récepteurs
à l'amplification phonographique par pick-up.**

1° *Généralités :*

Nous avons vu pages 160 et 161 qu'il était possible, à l'aide d'un pick-up, de « traduire » en faibles courants téléphoniques les sinuosités gravées sur un disque de phonographe.

Ces courants de sortie d'un pick-up sont justiciables d'une amplification de puissance au même titre que les courants téléphoniques disponibles à la sortie d'une détection T.S.F. Aussi est-il possible d'utiliser à cette amplification la partie basse fréquence d'un poste de T.S.F., et cela d'autant plus légitimement que cette partie basse fréquence est plus soignée.

On utilise en général, sur les récepteurs modernes, la première lampe amplificatrice BF comme lampe de couplage. Cela s'effectue, dans le cas d'un poste batteries, en insérant purement et simplement le pick-up entre grille et —A. Le plus souvent, il est bon de polariser très légèrement cette grille ; on fait alors la liaison avec le —A par l'intermédiaire d'une petite pile de 1,5 à 3 volts, dont le + est tourné vers le —A.

Le cas du poste secteur sera traité dans un instant.

Lorsqu'on désire utiliser le pick-up, on n'a qu'à éteindre les lampes précédant la détectrice.

Il est souvent bon, pour augmenter l'amplitude des tensions appliquées à la grille de la lampe détectrice (1), de brancher le pick-up au circuit grille par l'intermédiaire d'un transformateur élévateur, en reliant la sortie du primaire à l'entrée du secondaire et en introduisant, dans la grille, l'ensemble situé entre « entrée primaire » et « sortie secondaire », le pick-up étant monté sur le primaire.

2° *Considérations pratiques :*

Dans le cas, habituel à l'heure actuelle, d'une détection par diode combinée, on utilise comme étage amplificateur de tension préalable à l'amplification de puissance l'élément (triode ou pentode, suivant le cas) qui se trouve combiné avec la diode. Un inverseur permet d'insérer le pick-up dans la grille de cet élément.

L'inverseur peut être soit indépendant, soit combiné avec le bloc accord-oscillateur, comme nous l'avons dit lorsque nous nous sommes occupés de ces blocs.

Dans le premier cas, l'inverseur est connecté comme indiqué par la figure XVIII-31-1. En position 1, le potentiomètre V.C est connecté à la sortie BF de la détectrice (point A). En position 2, il est relié à la borne pick-up.

Dans le second cas, cet inverseur existe sur le bloc. On relie alors les points 1, 2 et 3 du bloc aux points A, B et PU, suivant les indications de la figure XVIII-31-2.

La plupart des pick-up actuels fournissent une tension moyenne BF supérieure à 1 volt efficace et, de ce fait, peuvent être connectés directement aux bornes P.U du récepteur.

Si un transformateur élévateur est recommandé (les caractéristiques de ce transformateur étant indiquées, dans ce cas, par le fabricant), on connecte le

(1) Qui fonctionne alors en première basse fréquence, ne l'oublions pas.

pick-up au primaire de ce transformateur et le secondaire aux bornes P.U du récepteur.

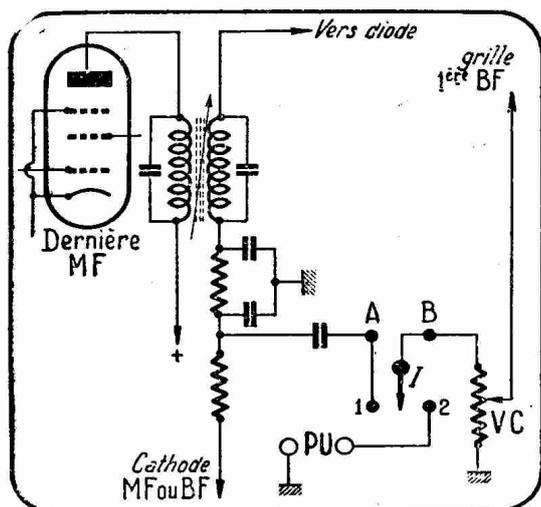


FIG. XVIII-31-1. — Utilisation d'un inverseur unipolaire à deux directions pour le montage d'un pick-up. En 1, le pick-up est hors circuit ; en 2, c'est la partie radio qui est hors circuit.

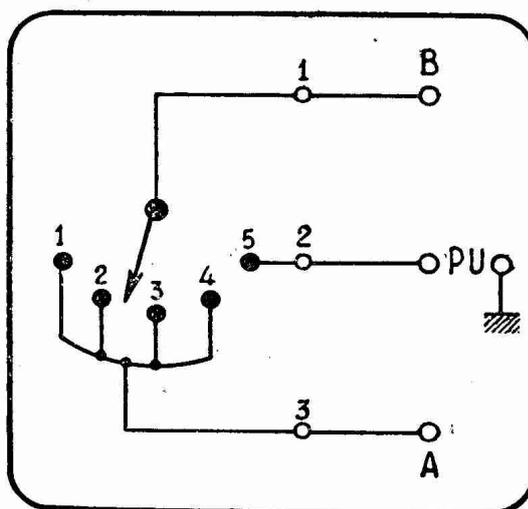


FIG. XVIII-31-2. — Commutation radio-pick-up sur un bloc accord-oscillateur toutes ondes à 4 gammes et 5 positions.

Certains pick-up sont munis d'un réglage de puissance sonore monté sur le bras. Dans ce cas, le réglage fait double emploi avec celui du récepteur, et on peut se servir à volonté de l'une ou de l'autre.

Signalons enfin que, dans certains récepteurs « bon marché » (si cette expression peut être employée à l'époque actuelle !), il n'y a pas d'inverseur de pick-up, les bornes P.U étant simplement connectées aux bornes du potentiomètre V.C. Dans ce cas, il faut débrancher le pick-up lorsqu'on écoute la T.S.F., et se placer sur OC (sur une position qui ne correspond pas à une émission) lorsqu'on se sert du pick-up.

§ 32. — Amplificateurs phonographiques autonomes.

L'épanouissement sonore.

On réalise souvent, pour l'amplification phonographique par pick-up, des amplificateurs spécialement et uniquement destinés à cet usage. Les variantes possibles sont très nombreuses, bien entendu.

En principe, de tels amplificateurs comportent un ou deux étages amplificateurs de tension et un étage amplificateur de puissance.

On utilise des amplificateurs push-pull et, surtout dans les cas où l'on désire de grandes puissances modulées, des montages utilisant les lampes à concentration électronique du type 6L6, que nous avons déjà présentées en détail.

On a proposé en 1936, aux Etats-Unis, un dispositif amplificateur spécial compensant automatiquement certains défauts organiques de l'enregistrement sur disque. Ce dispositif s'appelle un *épanouisseur de volume*.

L'épanouisseur de volume est utilisé dans un amplificateur phonographique pour rendre plus naturelle la reproduction d'un morceau de musique englobant une large bande de puissances. Par exemple, dans la reproduction d'un orchestre symphonique, l'intensité sonore des *forte* est de beaucoup plus élevée que celle des *pianissimi*. Quand cette musique est enregistrée sur disque, il n'est pas possible de conserver à cet enregistrement le rapport *forte/pianissimi* de l'exécution originale. La valeur réelle de ce rapport correspond à une différence de niveau de 70 décibels (rapport des puissances extrêmes :

10.000.000). Après enregistrement, ce rapport correspond à une différence de niveau de 45 à 50 décibels seulement (rapport des puissances extrêmes : 100.000 au plus).

D'où vient cette « contraction » de la gamme des puissances enregistrées ?

Les possibilités acoustiques de la reproduction phonographique sont limitées par le pas de la spirale du disque d'enregistrement, pas ⁽¹⁾ qui doit être main-

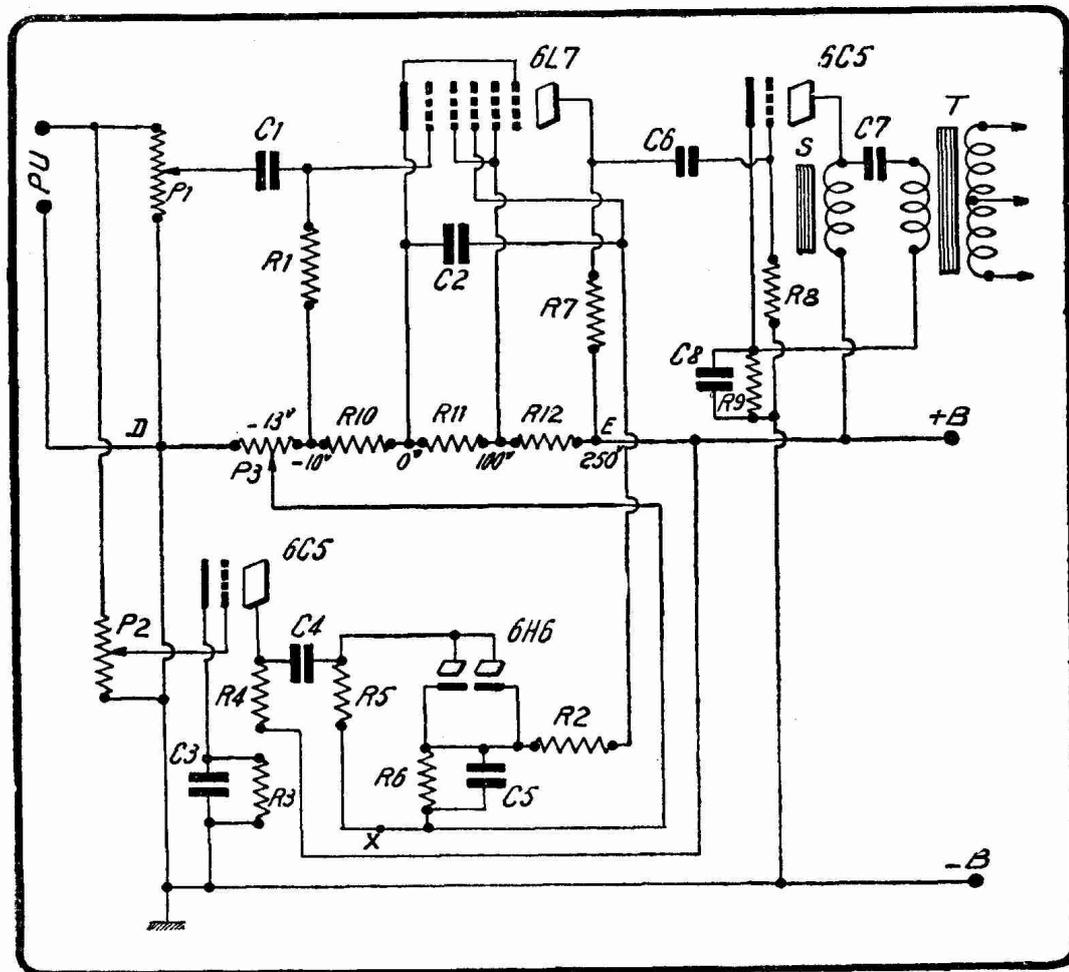


FIG. — XVIII-32-1. — Entrée d'amplificateur à épanouissement sonore. La tension d'épanouissement sonore est fournie par la 6C5 suivie de la 6H6 ; elle agit sur la grille 3 de la 6L7.

$P_1 = 1 \text{ M}\Omega$	$R_6 = 250.000 \Omega$	$C_2 = C_3 = C_5 = C_8 = 0,5 \mu\text{F.}$
$P_2 = 1 \text{ M}\Omega$	$R_7 = 100.000 \Omega$	$C_7 = 0,25 \mu\text{F.}$
$P_3 = 3.500 \Omega$	$R_8 = 500.000 \Omega$	$S = 20.000 \text{ à } 50.000 \Omega \text{ d'im-}$
$R_1 = 1 \text{ M}\Omega$	$R_9 = 2.200 \Omega$	pédance.
$R_2 = 500.000 \Omega$	$R_{10} = 2.000 \Omega$	$T = \text{transfo de liaison push-}$
$R_3 = 10.000 \Omega$	$R_{11} = 18.000 \Omega$	pull classe AB.
$R_4 = 100.000 \Omega$	$R_{12} = 26.500 \Omega$	
$R_5 = 100.000 \Omega$	$C_1 = C_4 = C_6 = 0,1 \mu\text{F.}$	

tenu à une valeur élevée, si l'on désire réaliser des disques d'encombrement acceptable. Il en résulte que l'amplitude des sons enregistrés ne doit pas être telle que l'aiguille passe d'un sillon à l'autre avant un tour complet du disque.

La pleine puissance sonore ne peut donc pas être enregistrée en toutes circonstances, et l'ingénieur du son est contraint de calculer ses amplificateurs en conséquence. L'enregistrement proprement dit manque de fidélité.

(1) Le pas est ici le nombre de sillons par centimètre, nombre mesuré le long d'un rayon du disque.

Mais il est possible de restituer toute sa fidélité à la *reproduction phonographique* en faisant appel à l'épanouissement sonore, qui agit suivant un mécanisme identique, en son principe, à celui de la commande automatique de volume, mais de mise en œuvre inverse.

L'enregistrement est donc effectué de telle manière que la bande de puissances gravée sur le disque est moins étendue que la bande réelle. Cette sorte de compression est compensée à l'aide d'un *épanouisseur de volume sonore*, constitué par un amplificateur à gain variable fournissant une amplification d'autant plus grande que l'amplitude d'attaque est plus grande. L'épanouissement permet, en un mot, d'amplifier les passages de grande puissance plus que les passages de faible puissance, il tend donc à restituer au morceau enregistré sa pleine largeur de bande de puissance de 70 décibels.

Un montage à épanouissement de volume est représenté figure XVIII-32-1. Ce montage est fondé sur le fait que l'amplification d'une 6L7 montée en amplificatrice BF peut être modifiée en agissant sur la polarisation de la grille 3. Cette amplification diminue lorsque la polarisation grille 3 devient plus négative. Le signal à amplifier est appliqué à la grille 1 et amplifié. Il est, en même temps, appliqué à la grille d'une 6C5, amplifié par cette triode et détecté par une 6H6. La détection apparaît aux bornes de la résistance de charge R_6 , et sa composante continue est appliquée comme une polarisation *positive* sur la grille 3 de la 6L7 : cette polarisation se retranche, en valeur absolue, de la polarisation négative définie par le curseur du potentiomètre P_3 . Dans ces conditions, quand l'amplitude du signal d'attaque augmente, la tension aux bornes de R_6 augmente, la polarisation de la grille 3 de la 6L7 devient *moins négative*. L'amplification de la 6L7 étant ainsi augmentée, le gain de l'amplificateur augmente avec l'amplitude du signal d'attaque, et l'épanouissement de volume se produit.

La grille 1 de la 6L7 est à pas variable et à polarisation fixe ; pour cette raison, il se produit une distorsion si la tension d'attaque dépasse une amplitude de 1 volt. Cette valeur est celle que fournit l'habituel pick-up électromagnétique. La polarisation de la grille 3, en l'absence de signal, est réglée en agissant sur le curseur P_3 . Ce curseur est réglé de telle manière qu'en l'absence de signal d'attaque, le courant plaque de la 6L7 soit de 0,15 mA. Il n'y a plus à retoucher P_3 si la même 6L7 est utilisée. Si l'on désire retarder l'entrée en jeu de l'épanouissement sonore jusqu'à ce que le signal d'attaque atteigne une certaine amplitude, la tension de retard peut être introduite au point X du schéma, sous forme d'une polarisation négative des plaques de diode de la 6H6.

La figure XVIII-32-1 donne sur les éléments essentiels d'un amplificateur phonographique à épanouissement sonore, tous les renseignements désirables. Le transformateur T attaque un étage de sortie push-pull, de la classe AB1 par exemple, équipé, pour fixer les idées, avec deux triodes 2A3, 6A3 ou 6A5 polarisées à -62 volts par une source indépendante (et l'on obtient alors 15 watts modulés) ou par une résistance de cathode de 780 ohms (et l'on n'obtient plus que 10 watts modulés).

Les deux schémas que nous avons inclus dans le texte du paragraphe 30, correspondant aux figures XVIII-30-4 et XVIII-30-5, peuvent être utilisés pour la réalisation d'amplificateurs phonographiques simples.

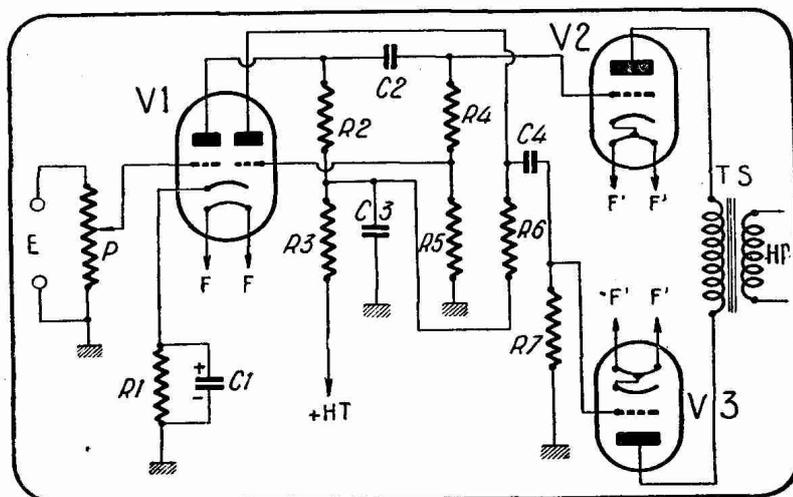


FIG. XVIII-32-2. — Amplificateur push-pull à triodes.

Nous donnons maintenant (figure XVIII-32-2) le schéma d'un amplificateur phonographique de haute fidélité (10 watts modulés) utilisant des lampes 6A5 ou 2A3.

Cet amplificateur comporte une double triode 6N7 dont le premier élément est amplificateur, et le second déphaseur. Les lampes finales sont des 6A5, qui comportent chacune une cathode reliée à l'intérieur de l'ampoule, au milieu du filament. On peut utiliser aussi des 6A3 (ou encore des 2A3, avec chauffage sous 2,5 volts).

Les valeurs des éléments sont :

$$P = 500.000 \Omega.$$

$$R_1 = 3.000 \Omega.$$

$$R_2 = R_6 = 100.000 \Omega.$$

$$R_3 = 50.000 \Omega.$$

$$R_4 = 270.000 \Omega.$$

$$R_5 = 12.000 \Omega.$$

$$R_7 = 270.000 \Omega.$$

T.S. = transformateur de sortie, impédance primaire : 5.000 Ω de plaque à plaque.

Cet amplificateur peut être utilisé, par exemple, avec un pick-up électromagnétique de bonne qualité, connecté aux bornes du potentiomètre.

Si l'on possède un pick-up à cristal fournissant une tension beaucoup plus faible, il faut disposer, entre celui-ci et l'amplificateur, un préamplificateur dont nous donnons le schéma sur la figure XVIII-32-3. Les points X et Y sont connectés

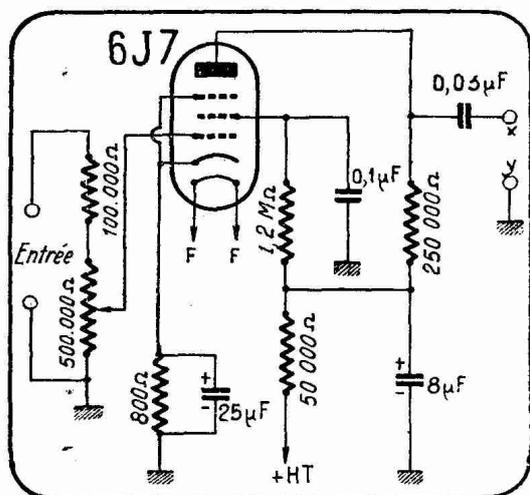


FIG. XVIII-32-3. — Préamplificateur pour pick-up à cristal.

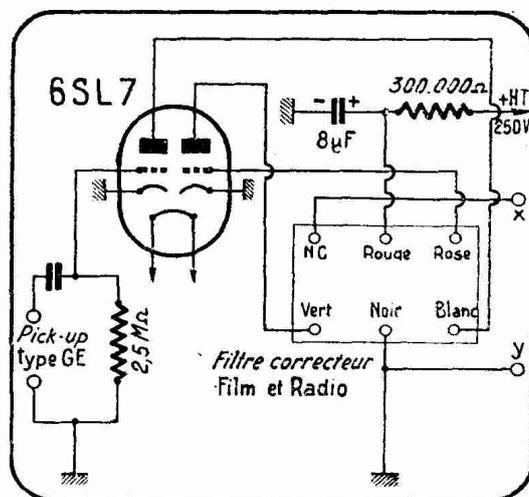


FIG. XVIII-32-4. — Préamplificateur pour pick-up à réluctance variable utilisant une 6SL7 et un filtre correcteur.

tés aux bornes E de la figure XVIII-32-2. Si l'on utilise, enfin, un pick-up à réluctance variable, qui donne une reproduction linéaire des nouveaux disques à haute fidélité, entre 30 et 8.000 périodes, il est nécessaire de monter le préamplificateur spécial de la figure XVIII-32-4, les points X et Y étant connectés aux bornes E de la figure XVIII-32-2.

Le schéma de la figure XVIII-32-4 correspond au pick-up et au filtre spécial « Film et Radio ».

L'alimentation de l'amplificateur de la figure XVIII-32-2 et de l'un des préamplificateurs des deux autres figures est schématisée par la figure XVIII-32-5.

Le dispositif d'expansion (ou épanouissement) sonore précédemment décrit peut être également placé devant l'amplificateur que nous venons de décrire. Dans ce cas, le secondaire du transformateur push-pull T de la figure XVIII-32-1 attaque directement les grilles des 6A3 (ou 6A5 ou 2A3), le point milieu étant

relié à la masse. L'alimentation que nous avons indiquée figure XVIII-36-5 convient parfaitement.

Voici enfin (figure XVIII-32-6) un schéma d'amplificateur phonographique utilisant une tétrode à émission secondaire 4696 ou EE1 comme déphaseuse. Le pick-up ou la sortie d'un récepteur radio peuvent être connectés à l'entrée de cet amplificateur. La puissance modulée obtenue est de 7,6 watts, avec 3,5 % de distorsion.

**

Les dispositifs d'épanouissement sonore que nous venons d'examiner sont rarement employés à l'heure actuelle, car leur principe fait appel à un phénomène de détection, qui peut occasionner des distorsions importantes. De plus, les résultats varient selon le genre de musique : la musique syncopée « passe » difficilement, en raison des filtres à constante de temps nécessaires

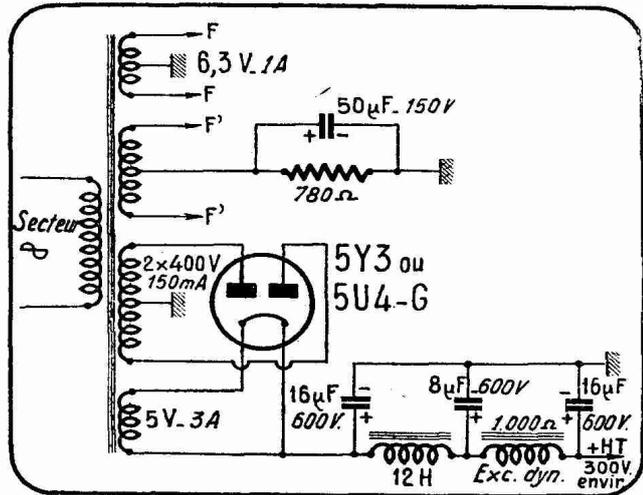


FIG. XVIII-32-5. — Alimentation de l'amplificateur et du préamplificateur. Le secondaire F'F' doit fournir 6,3 V-2A ou 2,5 V-5A, selon les lampes finales utilisées.

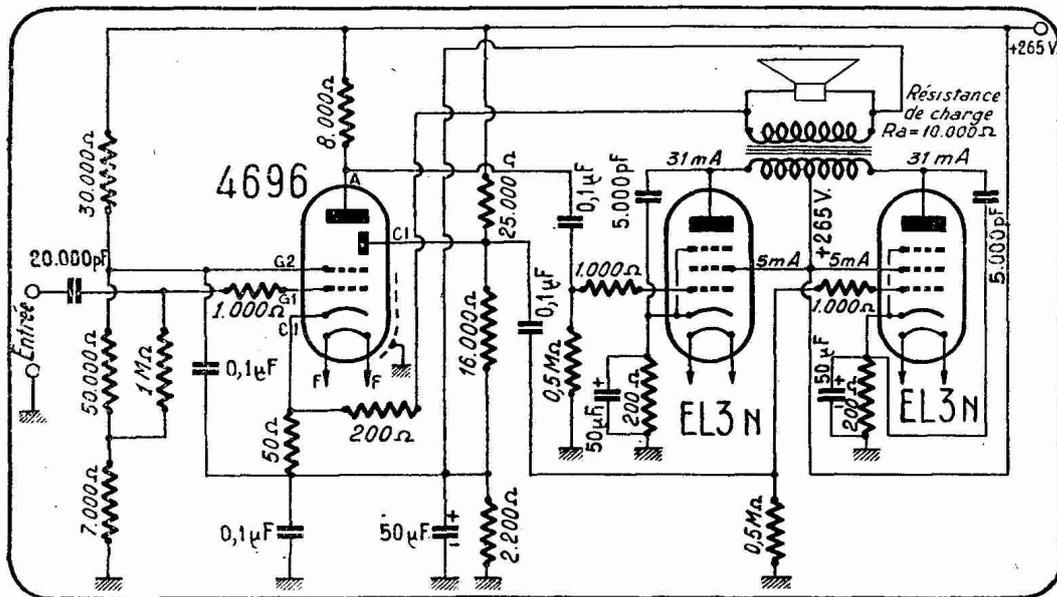


FIG. XVIII-32-6. — Amplificateur phonographique utilisant une 4696 et un push-pull d'EL3N. Puissance modulée : 7,6 watts pour 3,5 % de distorsion.

pour absorber les harmoniques engendrés par le phénomène de détection auquel nous venons de faire allusion.

Certains récepteurs anglais, de la marque Crosley, utilisaient jadis un expansor d'un principe différent : quatre ampoules à filament de tungstène, montées en pont de Wheastone, étaient alimentées par le secondaire du transformateur de sortie ; la bobine mobile du haut-parleur était insérée dans la diagonale. Mais à l'heure actuelle, tous ces montages n'offrent plus qu'un intérêt documentaire.

NOTE SUR LE BRUIT DE SURFACE. — Le frottement de l'aiguille sur le disque produit un bruit caractéristique, que l'on appelle le grattement d'aiguille (needle scratch) ou bruit de surface. Ce bruit, que les fabricants de disques s'efforcent de rendre minimum en réalisant des disques à surface de grain aussi fin que possible, peut être réduit par des moyens électriques. Ces moyens constituent le filtre d'aiguille, que l'on monte entre le pick-up et le transformateur de liaison. Beaucoup de dispositifs de ce genre ont été préconisés. Nous signalons en particulier celui qui est dû à R. F. S. Gœbel, et que représente la figure XVIII-32-7.

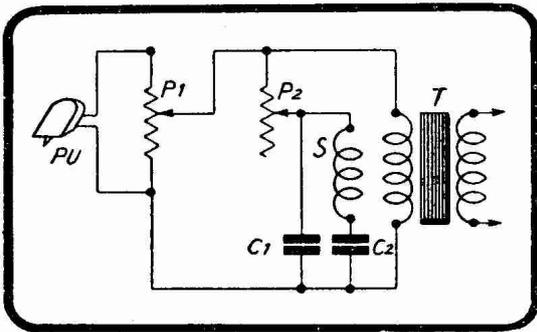


FIG. XVIII-32-7. — *Filtre d'aiguille.*

à effet réglable par le potentiomètre P_2 de 10.000 ohms ; S est une bobine présentant un coefficient de self-induction de 150 mH (1) ; C_1 et C_2 sont deux condensateurs fixes au papier de 0,1 et 0,05 μ F.

Le maniement des filtres d'aiguille demande à être effectué avec prudence, car on risque toujours d'éliminer des fréquences nécessaires à la fidélité de reproduction.

§ 33. — Les interphones.

Les interphones les plus utilisés sont des amplificateurs basse fréquence analogues à ceux des récepteurs de T.S.F. ; ils possèdent un dispositif de commutation et deux ou plusieurs dynamiques à aimant permanent. Ils permettent la communication entre deux ou plusieurs correspondants. Le correspondant qui parle se sert d'un dynamique connecté comme microphone à l'entrée de l'amplificateur ; celui qui écoute utilise un dynamique identique connecté comme haut-parleur à la sortie.

Le dispositif de commutation intervertit les rôles de ces dynamiques, et la conversation dans les deux sens est ainsi possible.

Voici une réalisation à deux correspondants (figure XVIII-33-1).

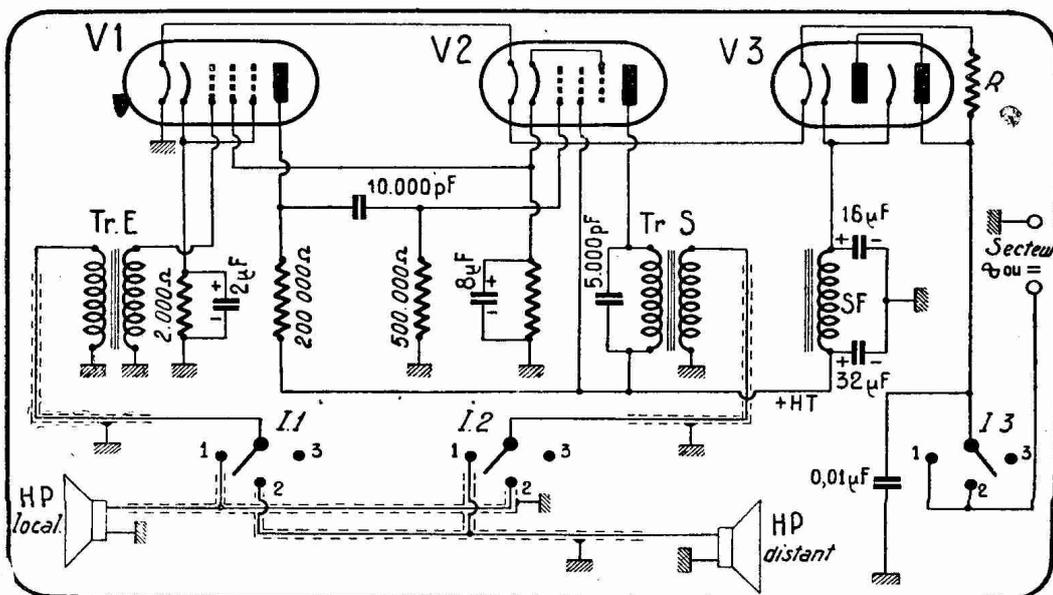


FIG. XVIII-33-1. — *Montage classique d'interphone BF prévu pour deux correspondants.*

Le commutateur possède trois positions : Parole — écoute — arrêt. Dans la première position, le haut-parleur placé dans le coffret de l'inter-

(1) Nid d'abeilles de petit modèle de 1.900 à 2.000 tours.

phone est branché, comme microphone, à l'entrée de l'amplificateur, tandis que le deuxième HP (marqué « Dist ») se trouve près de la personne avec laquelle on veut communiquer.

Si on place le commutateur dans la position 2, c'est l'inverse qui se produit : la personne éloignée parle devant son HP devenu microphone, et c'est le HP local qui fait entendre sa voix amplifiée.

Dans la position 3, le commutateur coupe le courant du secteur.

Le schéma.

En examinant la figure, nous remarquons, tout d'abord, le transfo d'entrée du type microphonique, dont le secondaire attaque la grille de V_1 . Cette amplificatrice BF est polarisée par une résistance cathodique de 2.000 ohms shuntée par un condensateur électrochimique de 2 μ F. Le couplage avec la lampe suivante V_2 est effectué par un élément de liaison à résistance-capacité.

Remarquer que la cathode V_2 , qui est positive par rapport à la masse, est directement reliée à la grille écran de la V_1 . Par conséquent, cette dernière est portée au potentiel positif convenable par rapport à la masse.

Dans le circuit plaque de la V_2 , nous trouvons le transfo de sortie dont le primaire s'adapte à cette lampe, et le secondaire à la bobine mobile de l'un ou l'autre des deux haut-parleurs.

Les haut-parleurs.

Absolument identiques, ils sont du type à aimant permanent et fonctionnent aussi bien comme microphones que comme dynamiques ; le commutateur tripolaire permet de les substituer l'un à l'autre.

Alimentation.

Du type tous courants, elle est tout à fait classique.

Elle comprend un cordon à trois fils dont l'un résistant, pour alimenter les trois filaments en série.

Les deux autres fils vont respectivement à la masse et aux plaques de V_2 . A la cathode de cette valve, on trouve la HT redressée, que l'on filtre par la self SF et les deux électrolytiques de 32 et 16 μ F.

Les lampes recommandées sont :

$V_1 = 6J7, 6SJ7, 77, 6C6.$

$V_2 = 25A6, 43$ ou $25L6$. La résistance de cathode est de 550 Ω pour la 25A6 et la 43, de 180 Ω pour la 25L6. La résistance R, de 300 Ω , doit laisser passer 0,3 A sans échauffement excessif.



EX LIBRIS



RJ

LIVRE XIX

LA TECHNIQUE OSCILLOGRAPHIQUE

Le tube à rayons cathodiques est un instrument essentiel du laboratoire radioélectrique. Ses applications sont très nombreuses, et leur énumération seule occuperait cinq ou six pages de cet ouvrage. Citons celles auxquelles nous consacrerons quelques courts développements dans ce XIX^e livre de *Pratique et Théorie de la T. S. F.*

Il permet, lorsqu'on le monte convenablement dans un *oscillographe cathodique*, appareil dont il constitue l'âme, de *regarder* la forme des courants alternatifs à haute ou à basse fréquence et d'en déterminer, en particulier, la fréquence ; d'examiner la forme d'une modulation et d'en trouver, en particulier, le taux ; de rendre visible sur son écran les courbes caractéristiques des lampes de T. S. F. ; de régler la fréquence d'accord et le couplage d'un transformateur moyenne fréquence, en faisant apparaître la courbe de résonance même de ce transformateur. Bien d'autres applications sont possibles, qui s'intéressent non seulement à tous les domaines de la T. S. F., mais encore à beaucoup de circonstances de l'électrotechnique et de la technique en général.

Enfin, le tube à rayons cathodiques est un des organes essentiels d'une réception moderne de télévision. C'est lui qui est chargé de reconstituer sur son écran l'image transmise et reçue.

CHAPITRE PREMIER

DESCRIPTION DU TUBE A RAYONS CATHODIQUES

§ 1. — Généralités.

Le tube à rayons cathodiques, dit aussi tube cathodique ou encore tube de Braun (du nom de F. Braun, qui en eut l'idée première vers la fin du siècle dernier), fut étudié et perfectionné par divers savants, parmi lesquels il convient de citer Dufour, Ragowski, Wehnelt, Zenneck et Johnson. Il est demeuré pendant longtemps un appareil très cher, très délicat de maniement, à cause des tensions élevées qu'il exigeait. Ce n'est qu'après 1930 que des perfectionnements et des simplifications, dont un certain nombre sont dus à Manfred von Ardenne, et certaines transpositions de la technique de la T. S. F. (en particulier alimentation sur secteur alternatif) à celle du tube à rayons cathodiques, permirent la diffusion de l'appareil et placèrent véritablement à la portée de tous ses remarquables possibilités.

§ 2. — Genèse.

Un tube à rayons cathodiques est essentiellement constitué par une cathode à chauffage indirect K et une anode A, que l'on peut imaginer comme un disque vertical percé en son centre d'un trou de petit diamètre. Cathode et anode sont enfermées dans un tube de verre E de forme évasée caractéristique (fig. XIX-2-1) et vidé d'air jusqu'à un degré de vide analogue à celui qui règne dans les lampes de T. S. F. Certains tubes à rayons cathodiques sont à atmosphère gazeuse (argon, xénon, krypton, hydrogène sous une pression de $5 \cdot 10^{-3}$ mm de mercure), mais les tubes modernes, surtout ceux qui sont destinés à la télévision, sont à vide poussé (10^{-7} mm de mercure).

Le fond S est enduit intérieurement d'une substance devenant luminescente par le bombardement électronique (sulfure de zinc, silicate de zinc, tungstate de cadmium, tungstate de calcium). C'est ce que l'on appelle l'écran du tube cathodique.

Si l'on applique aux bornes de l'élément chauffant de la cathode la tension nécessaire à porter cette cathode à la température correspondant à l'émission des électrons, et, entre la cathode et l'anode, une tension continue (qui varie, suivant les types, entre 400 et 4.000 volts), de sorte que l'anode soit positive par rapport à la cathode, la plus grande partie des électrons émis par la cathode sont captés par l'anode et forment le courant anodique. Une faible partie des électrons du flux cathode-anode passe à travers le petit trou pratiqué au centre de l'anode, et ces électrons continuent leur chemin à vitesse constante sous forme d'un mince rayon ou pinceau, jusqu'à ce qu'ils atteignent l'écran. Le point d'impact de ce mince rayon sur cet écran devient luminescent : une tache lumineuse (vert clair dans le cas du sulfure de zinc, bleu blanc dans le cas du tungstate de calcium) d'un millimètre carré en moyenne est visible de l'extérieur. C'est ce que l'on appelle le « spot ».

Il est avantageux que le spot soit aussi brillant que possible, ce qui exige que le flux électronique s'échappant par le trou de l'anode soit très dense. On est amené, en conséquence, à concentrer sur le trou de l'anode l'émission électronique due à la cathode. Pour ce faire, on entoure la cathode K d'un cylindre métallique G porté, par rapport à la cathode, à une tension négative dont la valeur est de l'ordre du dixième de celle à laquelle est portée l'anode. Ce cylindre G est le cylindre de Wehnelt (perfectionnement introduit en 1903). Les Anglo-Saxons appellent l'électrode G la grille. En effet, le cylindre de Wehnelt

peut également servir d'électrode de commande de l'intensité lumineuse du spot, à la manière d'une grille de lampe de T. S. F. (application à la télévision). En appliquant une tension suffisamment négative à l'électrode G, on peut éteindre complètement le spot ; cette valeur correspond à la tension de cut-off (ou de blocage) des lampes de T. S. F. On retiendra que la grille G commande la luminescence du spot sur l'écran.

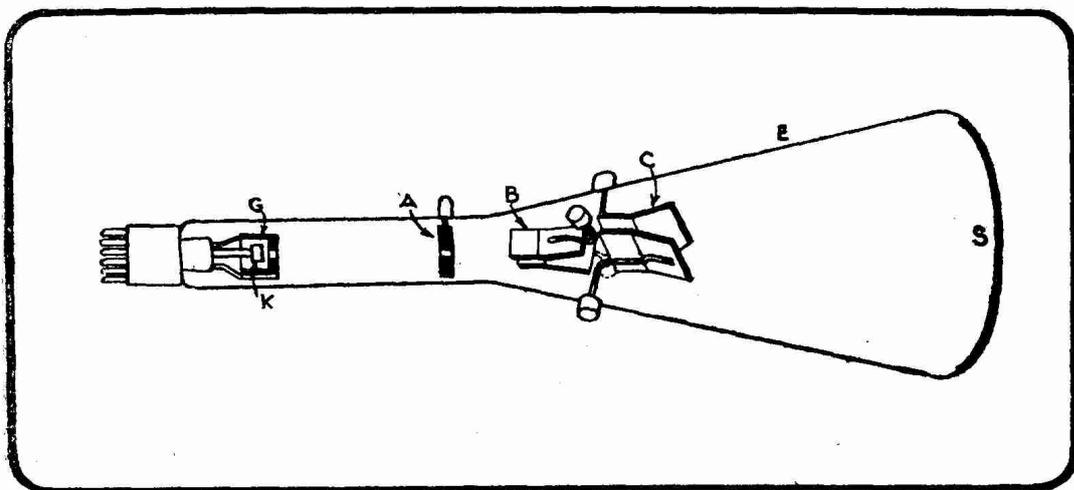


FIG. XIX-2-1. — Représentation simplifiée d'un tube à rayons cathodiques. K est la cathode, G le cylindre de Wehnelt (ou grille), A l'anode percée d'un trou livrant passage au pinceau de rayons électroniques, B la paire de plaques horizontales assurant la déviation verticale du spot lumineux sur l'écran S, C la paire de plaques verticales assurant la déviation horizontale du spot.

Les tensions de l'anode et de la grille sont obtenues par des blocs secteur (redressement, filtrage, résistances de chute).

Supposons que nous plaçons dans l'ampoule, sur le chemin du rayon cathodique issu du trou de l'anode, deux plaques horizontales B. Si l'on applique entre elles une différence de potentiel continue (de quelques dizaines de volts), le rayon électronique est *dévié* par le champ électrostatique créé entre les plaques B, qui s'appellent *plaques horizontales de déviation*. Si la plaque supérieure est positive par rapport à la plaque inférieure, la déviation du rayon se fait vers la plaque positive ; le point d'impact sur l'écran, le spot, est donc déplacé vers le haut. Si l'on inverse la polarité relative des plaques B (plaque supérieure négative, plaque inférieure positive), le spot est déplacé vers le bas.

La déviation peut être considérée comme proportionnelle à la tension appliquée entre les plaques B. Soit d la déviation du spot en millimètres.

On appelle *sensibilité de déviation* des plaques B, la déviation d produite par une tension de 1 volt appliquée à ces plaques. Cette sensibilité varie d'un type de tube à l'autre et est, en général, comprise entre 0,2 et 0,6 millimètre.

Connaissant la sensibilité des plaques de déviation, on peut déterminer la tension à appliquer entre elles pour obtenir une déviation d'une valeur donnée.

En appliquant entre les plaques B une tension alternative, le spot se déplace de haut en bas et de bas en haut sur l'écran, où il trace une ligne *verticale* brillante (1) dont la moitié de la longueur correspond à l'amplitude de la tension appliquée.

Dans un tube à rayons cathodiques, il existe également une paire de *plaques verticales de déviation*, plaques C de la figure XIX-2-1.

Si l'on applique une tension continue entre ces plaques verticales, le spot est déplacé à droite ou à gauche, suivant que c'est la plaque de droite ou celle de gauche qui est positive. Dans le cas où la tension appliquée entre les plaques C

(1) Les trajectoires du spot sur l'écran sont, en général, suffisamment brillantes pour que l'on puisse les observer sans précaution spéciale dans une pièce très éclairée.

est alternative, le spot se déplace de droite à gauche et de gauche à droite sur l'écran, où il trace une ligne *horizontale brillante*.

On définit la sensibilité de déviation des plaques verticales C comme il a été fait à propos des plaques horizontales B. La sensibilité de déviation des plaques verticales est de quelques centièmes de millimètre plus faible que celle des plaques horizontales.

En général, on applique la tension à examiner qualitativement et quantitativement entre les plaques horizontales B, et l'on applique entre les plaques verticales C une tension de forme spéciale, dite *tension de balayage horizontal*, et que nous étudierons dans le chapitre II.

§ 3. — Disposition pratique.

On donne le nom de *canon à électrons* à l'ensemble des électrodes K, G, H, F et A de la figure XIX-3-1, qui représente le schéma d'un tube à rayons cathodiques de la RCA.

Nous avons vu que K est la cathode, G la grille n° 1 (ou cylindre de Wehnelt) qui agit sur la luminosité du spot. H, qui n'existe que dans certains

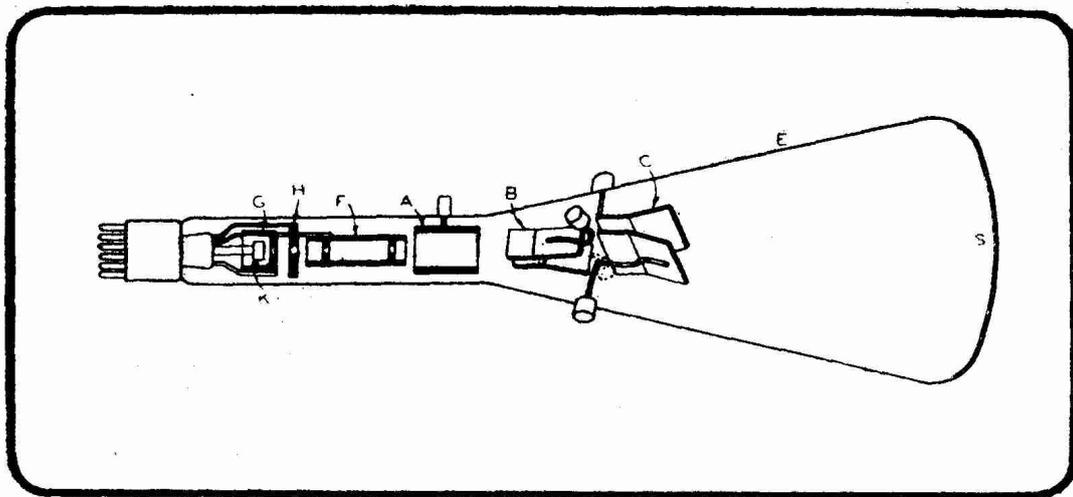


FIG. XIX-3-1. — Tube cathodique à déviation électrostatique. B sont les plaques horizontales, C les plaques verticales (D'après R.C.A.)

tubes à tension anodique élevée (4.000 à 7.000 volts), accélère les électrons ; on l'appelle électrode d'accélération ou grille n° 2. F, que l'on appelle l'anode n° 1 (ou électrode de concentration), assure la concentration en un mince pinceau (ou rayon) des électrons s'échappant du trou dont est percé H et agit sur les dimensions du spot apparaissant sur l'écran. A est l'anode n° 2 qui, portée à une tension de trois à quatre fois plus grande que celle de F, assure une accélération dernière aux électrons du rayon.

REMARQUE. — Au lieu de faire agir sur le rayon cathodique émis par le « canon à électrons » du tube un champ électrostatique produit par les deux groupes de plaques B et C, on peut faire agir un champ électromagnétique. Les plaques de déviation B et C des figures XIX-2-1 et XIX-3-1 sont alors remplacées par deux paires de bobines X et Y dont les axes sont disposés respectivement horizontalement et verticalement. La déviation se fait perpendiculairement à l'axe du champ électromagnétique. La figure XIX-3-2 représente un tel tube à rayons cathodiques, que l'on appelle *tube à déviation électromagnétique*, par opposition au tube de la figure XIX-3-1, qui est un *tube à déviation électrostatique*.

Le tube à déviation électrostatique est utilisé lorsque l'on désire examiner une tension (cas général en radioélectricité) ; le tube à déviation électromagnétique s'impose lorsque le phénomène à étudier est disponible sous forme de courant.

Il existe des tubes mixtes à déviation électrostatique et à déviation électromagnétique, autrement dit des tubes munis d'une paire de plaques de déviation et d'une

paire de bobines de déviation. Les nouveaux tubes à déviation magnétique, uniquement

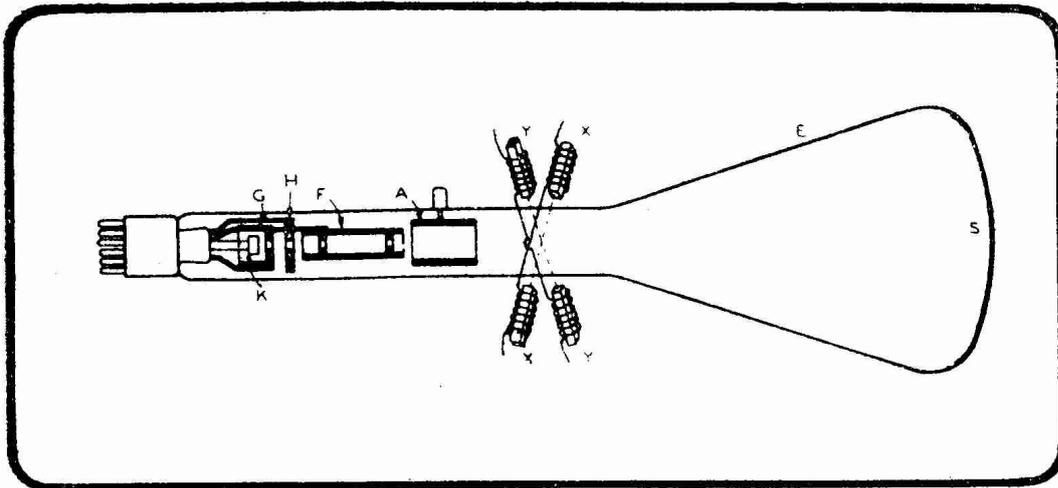


FIG. XIX-3-2. — Tube cathodique à déviation électromagnétique. X sont les bobines horizontales, Y les bobines verticales. (D'après R.C.A.)

utilisés en télévision, sont basés sur le même principe que celui de la figure XIX-3-2. La figure XIX-3-3 donne l'aspect d'un tel tube.

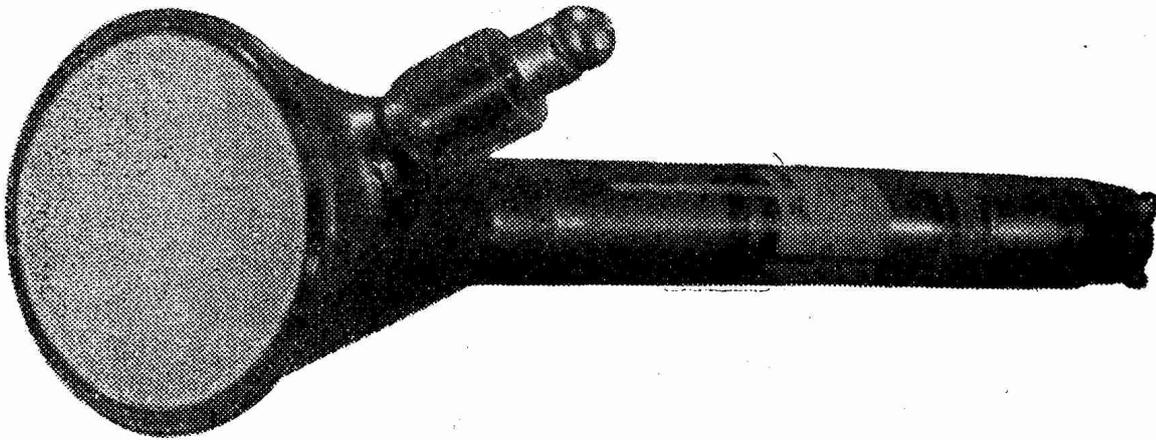


FIG. XIX-3-3. — Tube Miniwatt MW 6-1 pour projection de télévision ; diamètre de l'écran : 6 cm.

CHAPITRE II

**UTILISATION DU TUBE A RAYONS CATHODIQUES
L'OSCILLOGRAPHÉ CATHODIQUE**

§ 4. — Montage du tube.

On a pris l'habitude de désigner les plaques de déviation C d'un tube cathodique par les lettres à indices D_1 et D_2 (D_1 étant la plaque de droite, D_2 la plaque de gauche) et les plaques de déviation B par les lettres à indices D_3 et D_4 (D_3 étant la plaque du haut et D_4 la plaque du bas) (1).

Il est nécessaire, dans toutes les utilisations, que les paires de plaques B et C soient au même potentiel continu que l'anode n° 2. Pour réaliser cette condition, on peut relier directement une des plaques de chaque paire, par exemple D_2 et D_4 , à l'anode n° 2, et chacune des plaques libres (D_1 et D_3) à cette anode par l'intermédiaire d'une résistance R très élevée de l'ordre de 1 à 10 mégohms (fig. XIX-4-1).

Dans certains tubes cathodiques, la liaison de la plaque D_2 et de la plaque D_4 avec l'anode est réalisée une fois pour toutes à l'intérieur même de l'ampoule. Cela se trouve surtout dans les tubes utilisant une tension anodique modeste,

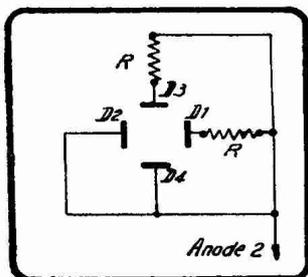


FIG. XIX-4-1. — Mode de branchement des plaques de déviation d'un tube cathodique à l'anode 2, dans le cas d'un tube à tension moyenne.

de l'ordre de 1.000 volts et en dessous. Dans le cas de tubes cathodiques utilisant une très haute tension anodique, les plaques D_1 , D_2 , D_3 , D_4 sont toutes indépendantes de l'anode, et on réalise l'égalisation des potentiels par quatre résistances R de 1 à 10 M Ω montées comme l'indique la figure XIX-4-2.

Il ne faut pas perdre de vue que, sur l'appareil comportant le tube cathodique, les bornes de branchement des plaques D_1 , D_2 (paire C) et D_3 , D_4 (paire B) sont en liaison — soit directement, soit par l'intermédiaire d'une résistance qui, au point de vue statique, ne produit aucune chute — avec l'anode n° 2, qui est

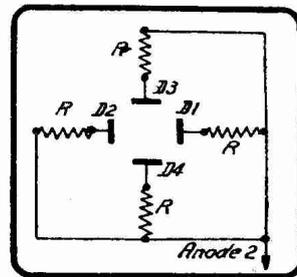


FIG. XIX-4-2. — Mode de branchement des plaques de déviation d'un tube cathodique à l'anode 2, dans le cas d'un tube à haute tension.

portée à une tension très élevée, donc dangereuse. Pour éviter les accidents, on a coutume, dans la pratique, de relier à la terre l'anode n° 2, ce qui localise les tensions élevées sur la cathode et l'élément chauffant, lesquels n'ont pas à être touchés au cours de l'emploi de l'appareil.

La figure XIX-4-3 donne le schéma d'alimentation d'un tube cathodique de la RCA qui est très employé dans la réalisation d'oscillographes cathodiques portatifs : le tube 906.

La valve 879, qui assure le redressement de la haute tension, est une valve monoplaque à chauffage direct spécialement construite pour les besoins en haute tension des tubes cathodiques. Chauffée sous 2,5 volts-1,75 ampère, elle peut supporter sur sa plaque jusqu'à 2.650 volts efficaces ; son débit peut atteindre 7,5 mA en régime continu.

(1) Cette désignation est américaine. La maison Philips utilise la désignation D_1 , D'_1 et D_2 , D'_2 . Il n'y d'ailleurs aucune standardisation dans ces désignations.

Le secondaire du transformateur T fournit 800 volts efficaces. Le courant haute tension étant de quelques milliampères seulement, le filtrage est très largement assuré par un simple condensateur C de 2 μ F (tension de service 1.000 volts). Les potentiomètres P₁ et P₂ servent respectivement à régler la dimension du spot sur l'écran (réglage de la tension de l'anode n° 1) et à

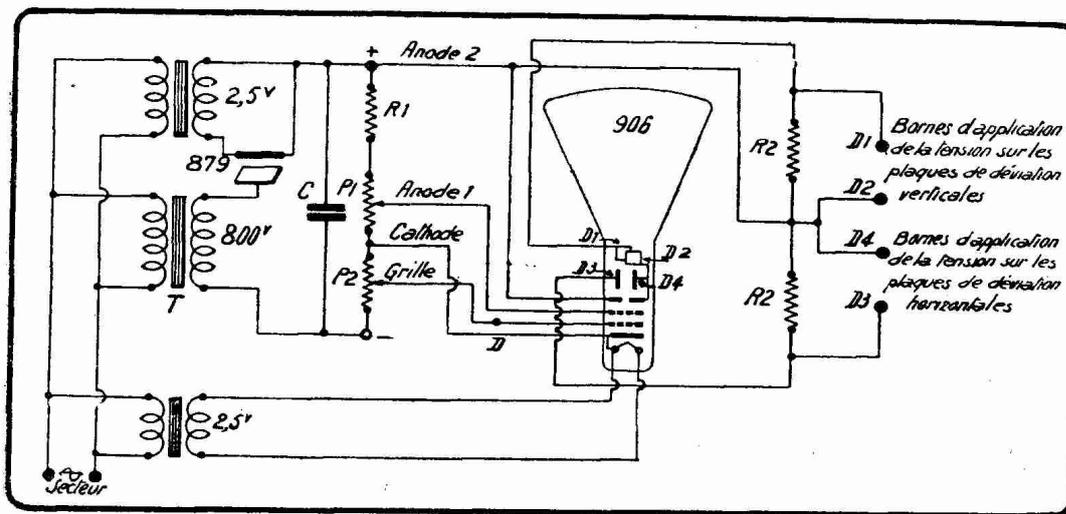


FIG. XIX-4-3. — Oscillographe cathodique et son alimentation complète sur alternatif, $C = 2 \mu F$, $R_1 = 1 \text{ à } 10 \text{ mégohms}$, $P_1 = 200.000 \text{ ohms}$, $P_2 = 20.000 \text{ ohms}$. Le tube cathodique est un 906 de 9 cm de diamètre d'écran. La valve de redressement est une mono-plaque 879.

réglage de la tension négative de la grille-cylindre de Wehnelt G).

Un pinceau électronique produisant un spot très brillant risque de détériorer l'enduit luminescent (en le noircissant) si ce spot reste immobile sur l'écran. Il est donc sage, lorsque le tube est en état de fonctionner, c'est-à-dire lorsque les tensions d'alimentation normales lui sont appliquées, de faire en sorte que le spot soit constamment en mouvement, ce qui s'obtient en appliquant une tension alternative quelconque sur l'une des paires de plaques de déviation ou sur les deux.

Le dispositif de la figure XIX-4-3 constitue l'ossature d'un oscillographe cathodique.

§ 5. — Les figures de Lissajous ⁽¹⁾. Détermination de la fréquence à l'aide de l'oscillographe cathodique.

Lorsque l'on applique des tensions variables, par exemple des tensions alternatives, entre les paires de plaques B et C d'un oscillographe cathodique tel que celui de la figure XIX-4-3 (une tension variable entre D₁ et D₂, une autre tension variable entre D₃ et D₄), le spot se déplace rapidement sur l'écran du tube et trace, par l'action combinée de la persistance des impressions lumineuses et de la persistance propre de la matière fluorescente de l'écran, des figures dont la forme dépend de la loi de variation des tensions appliquées et de leurs phases respectives.

On dispose ainsi, en particulier, d'un moyen simple pour déterminer la fréquence inconnue d'une oscillation électrique, lorsque l'on dispose d'une oscillation de fréquence connue. L'oscillation en étude est appliquée à l'une des paires de plaques, l'oscillation connue à l'autre. L'observation des figures tracées par le spot permet de déterminer la fréquence de l'oscillation inconnue.

(1) Jules-Antoine Lissajous, physicien français (1822-1880) est célèbre par son *Etude optique des mouvements vibratoires* (1875) qui lui valut un prix de l'Institut. Ses belles expériences sont classiques. Lissajous inventa un dispositif de télégraphie optique qui fut utilisé pendant le siège de Paris de 1870.

Les figures de Lissajous sont le résultat de la composition des deux mouvements perpendiculaires dont est animé le spot. Ces mouvements sont vibratoires dans les cas qui nous intéressent ici.

La composition des vibrations perpendiculaires de même période et de périodes inégales est l'objet d'un chapitre spécial de la physique générale : le calcul donne l'équation de la trajectoire du spot sur l'écran.

Ce calcul faisant appel, tout au moins dans l'interprétation de l'équation trouvée, à des notions déjà assez poussées de géométrie analytique, sera passé ici sous silence ; nous nous contenterons d'en exposer les résultats, tels d'ailleurs que les fournissent les expériences.

1° Les tensions appliquées aux deux paires de plaques sont de fréquences égales :

La figure décrite par le spot sur l'écran est une ellipse dont l'aplatissement

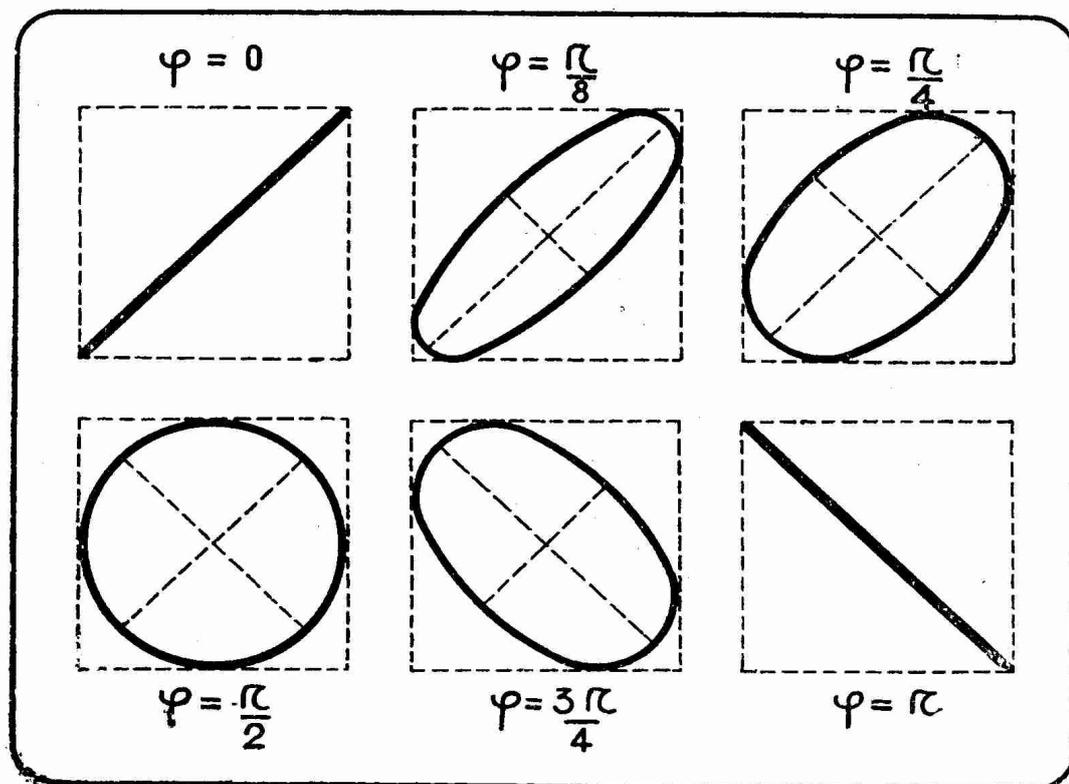


FIG. XIX-5-1. — Figures de Lissajous simples obtenues avec deux tensions sinusoïdales de même fréquence et de même amplitude, pour six valeurs différentes du déphasage.

(si l'on veut nous permettre de donner ce nom au rapport du grand axe et du petit axe de cette ellipse) varie suivant la différence de phase qui existe entre les deux tensions alternatives (supposées sinusoïdales) appliquées respectivement aux plaques horizontales et aux plaques verticales.

Supposons les amplitudes de ces deux tensions égales.

Lorsque les tensions sont en phase, c'est-à-dire lorsque $\varphi = 0$, la figure est une droite inclinée à 45° .

Lorsque les tensions sont en quadrature, c'est-à-dire lorsque $\varphi = \frac{\pi}{2}$, la

figure est un cercle.

Lorsque les tensions sont en opposition, c'est-à-dire lorsque $\varphi = \pi$, la figure est une droite inclinée à 45° , mais perpendiculairement à celle obtenue pour $\varphi = 0$.

Pour toutes les valeurs intermédiaires de φ , la figure est une ellipse, d'autant plus aplatie que φ est plus différent de $\frac{\pi}{2}$.

Ces circonstances sont représentées figure XIX-5-1, dans laquelle on suppose, rappelons-le, que les deux tensions ont non seulement même fréquence, mais

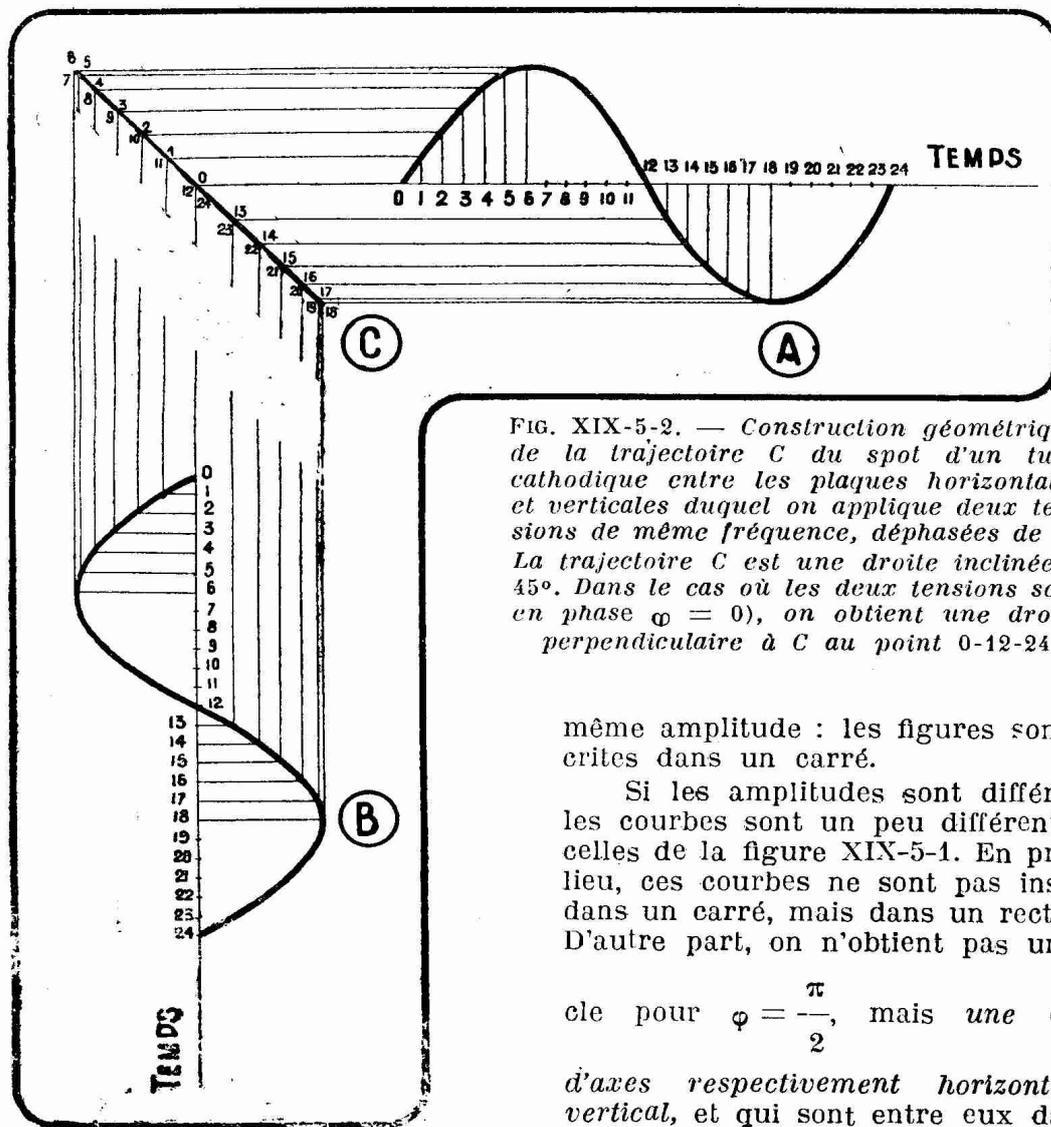


FIG. XIX-5-2. — Construction géométrique de la trajectoire C du spot d'un tube cathodique entre les plaques horizontales et verticales duquel on applique deux tensions de même fréquence, déphasées de π . La trajectoire C est une droite inclinée à 45° . Dans le cas où les deux tensions sont en phase ($\varphi = 0$), on obtient une droite perpendiculaire à C au point 0-12-24.

même amplitude : les figures sont inscrites dans un carré.

Si les amplitudes sont différentes, les courbes sont un peu différentes de celles de la figure XIX-5-1. En premier lieu, ces courbes ne sont pas inscrites dans un carré, mais dans un rectangle. D'autre part, on n'obtient pas un cer-

cle pour $\varphi = \frac{\pi}{2}$, mais une ellipse

d'axes respectivement horizontal et vertical, et qui sont entre eux dans le rapport des amplitudes appliquées.

Cette courbe est mise en œuvre dans certains dispositifs simplifiés de balayage de la technique de l'oscillographe cathodique.

La trajectoire du spot peut se construire géométriquement comme le montre

la figure XIX-5-2 pour $\varphi = \pi$ et la figure XIX-5-3 pour $\varphi = \frac{\pi}{2}$. Dans ces figures,

A est la variation en fonction du temps de la tension alternative (supposée sinusoïdale) appliquée entre les plaques horizontales, B celle correspondant à la tension appliquée entre les plaques verticales.

Sur ces deux figures, les chiffres donnent les points correspondants sur les courbes composantes A et B et sur la courbe résultante C.

Les figures de Lissajous représentées figure XIX-5-1 peuvent servir à déterminer la différence de phase entre deux tensions de même fréquence.

2° Les tensions appliquées aux deux paires de plaques sont de fréquences inégales :

La forme des figures décrites par le spot dépend, en ce cas, du rapport des fréquences appliquées et du déphasage. Elle devient de plus en plus complexe au fur et à mesure que le rapport des fréquences devient moins simple.

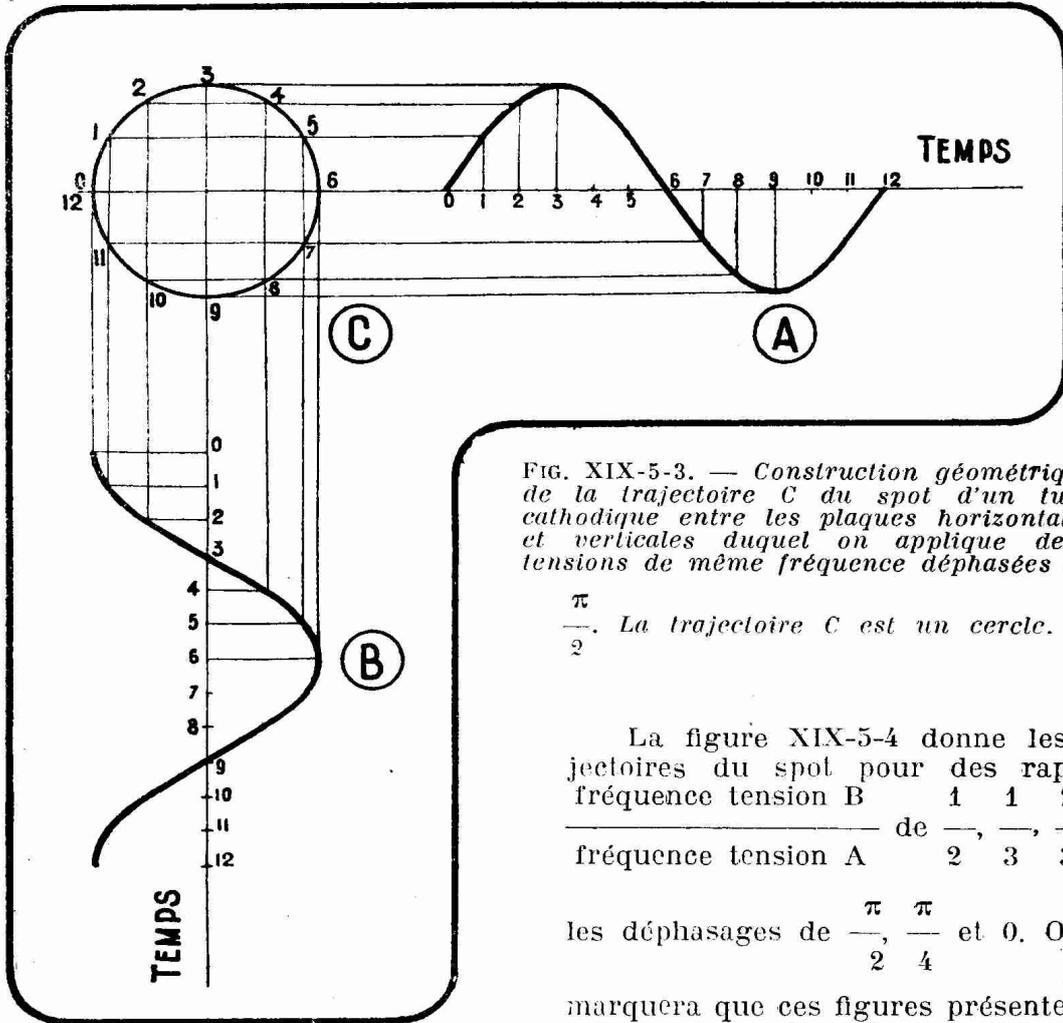


FIG. XIX-5-3. — Construction géométrique de la trajectoire C du spot d'un tube cathodique entre les plaques horizontales et verticales duquel on applique deux tensions de même fréquence déphasées de

$\frac{\pi}{2}$. La trajectoire C est un cercle.

La figure XIX-5-4 donne les trajectoires du spot pour des rapports fréquence tension B $\frac{1}{2}$, $\frac{1}{3}$, $\frac{2}{3}$ et fréquence tension A $\frac{1}{2}$, $\frac{1}{3}$, $\frac{2}{3}$

les déphasages de $\frac{\pi}{2}$, $\frac{\pi}{4}$ et 0. On re-

marquera que ces figures présentent en nombre proportionnel aux fréquences des points à tangentes horizontale et verticale (on peut dire aussi des boucles dirigées à droite et à gauche et des boucles dirigées vers le haut ou vers le bas). Ainsi,

sur la figure XIX-5-4, la trajectoire obtenue pour un rapport de fréquence de $\frac{1}{3}$

et un déphasage $\varphi = \frac{\pi}{2}$, présente deux points à tangente verticale et six points

à tangente horizontale, ce qui se traduit par :

$$\frac{\text{points à tangente verticale}}{\text{points à tangente horizontale}} = \frac{\text{fréquence tension plaques verticales (tension B)}}{\text{fréquence tension plaques horizontales (tension A)}} = \frac{2}{6} = \frac{1}{3}$$

C'est là un procédé général qui permet souvent de déterminer la fréquence inconnue d'une tension alternative (appliquée entre les plaques horizontales) lorsque l'on dispose d'une tension alternative de fréquence connue (appliquée entre les plaques verticales).

La figure XIX-5-5 montre comment on peut construire géométriquement la trajectoire décrite par le spot dans les circonstances de rapport de fréquence $\frac{1}{3}$ et de phase $\frac{\pi}{2}$ que nous venons de rencontrer dans la figure XIX-5-4.

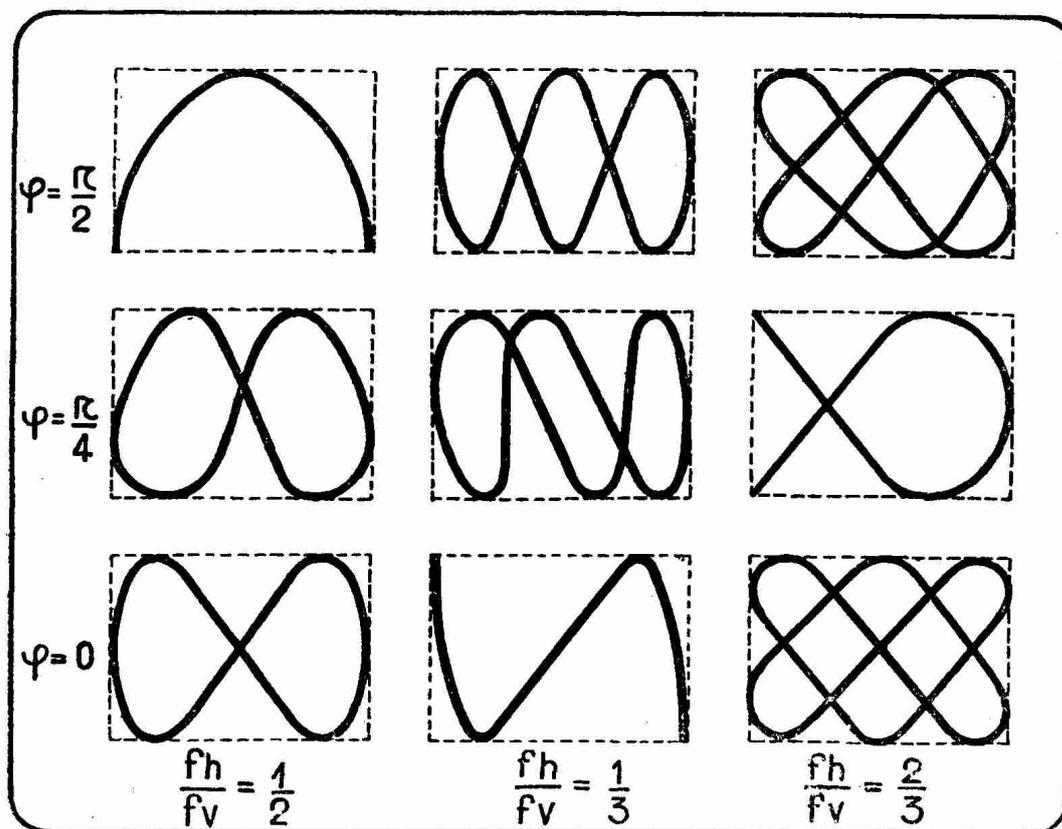


FIG. XIX-5-4. — Figures de Lissajous obtenues avec deux tensions sinusoïdales de fréquences différentes et de phases différentes. f_h est la fréquence de la tension appliquée sur les plaques verticales, et produisant la déviation horizontale du spot. f_v est la fréquence de la tension appliquée sur les plaques horizontales, et produisant la déviation verticale du spot.

Il est parfois commode de considérer les figures de Lissajous comme une vue en élévation (ou de côté) de courbes tracées sur un cylindre de verre. L'illusion est particulièrement saisissante lorsque, par suite d'une variation lente de la phase, la courbe tourne lentement autour de ce cylindre fictif

Ainsi la figure XIX-5-6 représente ce que l'on voit sur l'écran dans le cas d'un rapport des fréquences $\frac{\text{tension B}}{\text{tension A}}$ de $\frac{1}{6}$. Avec une fréquence de compa-

raison de 50 (fréquence du secteur alternatif), cette trajectoire correspond à une fréquence de 300 périodes appliquées entre les plaques horizontales ; avec une fréquence de comparaison de 100 périodes par seconde, cette trajectoire correspond à une fréquence « inconnue » de 600 périodes par seconde. Sur la figure XIX-5-6, la partie « avant » a été représentée en trait renforcé. Un léger déplacement de la courbe autour du cylindre fictif (déplacement obtenu en agissant sur la phase) peut faire coïncider la partie arrière et la partie avant, produire des figures plus simples en apparence (cas de certaines des figures de la figure XIX-5-4), et donner à penser que l'on a affaire à un rapport de fréquences plus

grand. C'est une éventualité de la possibilité de laquelle il suffit d'être averti.

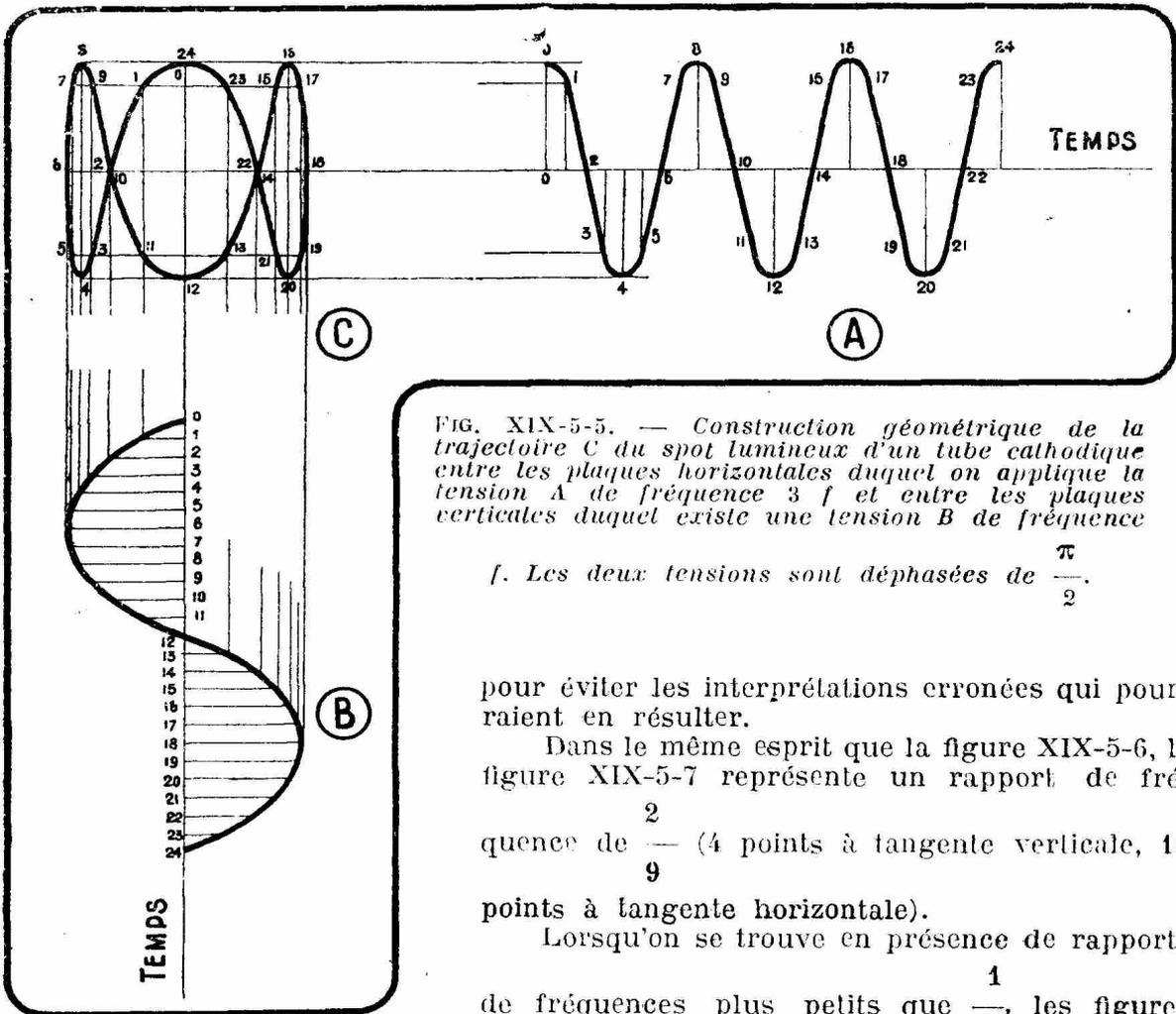


FIG. XIX-5-5. — Construction géométrique de la trajectoire C du spot lumineux d'un tube cathodique entre les plaques horizontales duquel on applique la tension A de fréquence $3f$ et entre les plaques verticales duquel existe une tension B de fréquence

f . Les deux tensions sont déphasées de $\frac{\pi}{2}$.

pour éviter les interprétations erronées qui pourraient en résulter.

Dans le même esprit que la figure XIX-5-6, la figure XIX-5-7 représente un rapport de fréquence de $\frac{2}{9}$ (4 points à tangente verticale, 18

points à tangente horizontale).

Lorsqu'on se trouve en présence de rapports

de fréquences plus petits que $\frac{1}{10}$,

deviennent compliquées, et il est difficile de distinguer la partie « avant » de la partie « arrière »

et de compter les points à tangentes horizontale et verticale (1). On fait alors apparaître sur l'écran un cercle ou une ellipse à grand axe horizontal obtenus en appliquant sur les plaques verticales et sur les plaques horizontales des tensions de même fréquence, mais déphasées de

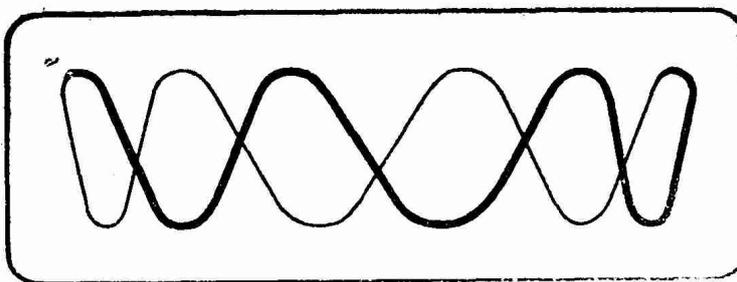


FIG. XIX-5-6. — Figure de Lissajous obtenue pour une tension A de fréquence sextuple de celle de la tension B.

(1) On peut affaiblir sur l'écran la partie « arrière » d'une figure de Lissajous en introduisant au point D de la figure XIX-4-3, en série avec la grille n° 1 du tube cathodique (c'est-à-dire dans le circuit du cylindre de Wehnelt), une tension de même fréquence

que la tension appliquée entre les plaques verticales de déviation, mais déphasée de $\frac{\pi}{2}$.

En réglant l'amplitude de cette tension, on parvient à atténuer — et même à éliminer complètement — cette partie « arrière ».

$\frac{\pi}{2}$, ainsi qu'il a été expliqué page 989. On applique la tension à étudier sur

une des paires de plaques. Le cercle ou l'ellipse constituent la *base de temps* circulaire ou elliptique, l'expression *base de temps* étant employée pour désigner toute ligne constituant l'axe des temps dans le développement, sur l'écran, d'une courbe représentant la variation d'une tension, alternative par exemple. On dit quelquefois que le *balayage* est circulaire ou elliptique.

Les tensions déphasées

de $\frac{\pi}{2}$ sont obtenues respectivement aux bornes d'un condensateur C et d'une

résistance R montés en série aux bornes de la source de tension de fréquence connue (fig. XIX-5-8). En faisant varier R on agit sur l'aplatissement de

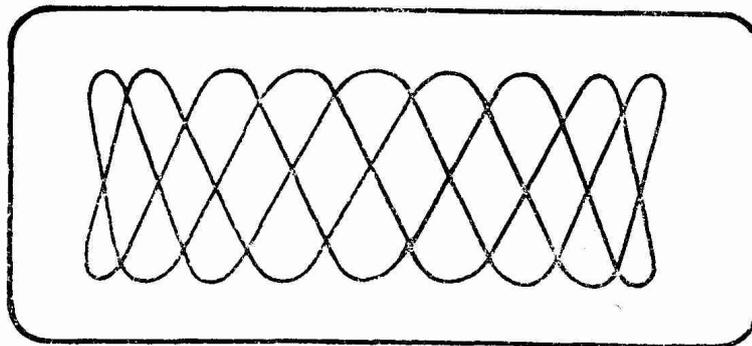


FIG. XIX-5-7. — Figure de Lissajous obtenue pour un rapport des fréquences des tensions B et A de $\frac{2}{9}$.

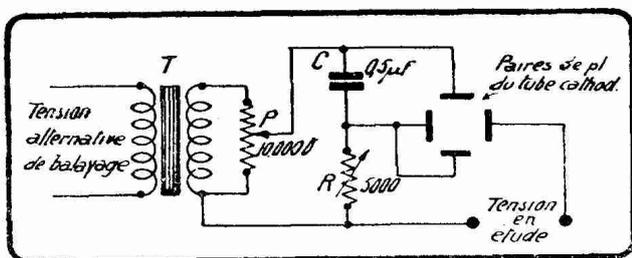


FIG. XIX-5-8. — Comment obtenir un balayage circulaire ou elliptique. La grandeur de la courbe est commandée par P, son aplatissement par R. La tension secondaire de T est de l'ordre de 110 volts.

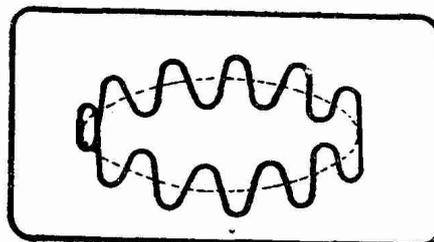


FIG. XIX-5-9. — Cas d'un balayage elliptique. La tension en étude a une fréquence de 10 fois celle de la tension utilisée pour créer, conformément à la figure XIX-5-8, la tension de balayage elliptique.

l'ellipse (1). Au lieu des valeurs indiquées pour C et R, on peut adopter 0,075 μ F et 50.000 ohms.

La figure XIX-5-9 représente une trajectoire de spot dans le cas d'un balayage elliptique, et correspondant à un rapport de fréquence égal à $\frac{1}{10}$.

REMARQUE. — Les expériences par lesquelles Lissajous mit en évidence les figures classiques que nous venons d'examiner n'ont pas été effectuées avec un tube cathodique, mais avec le dispositif optique suivant : une des branches d'un diapason à vibrations verticales est muni d'un petit miroir m, une des branches d'un diapason à vibrations horizontales est muni d'un petit miroir m'; des rayons lumineux envoyés par une source lumineuse se réfléchissent d'abord sur m, où ils s'animent d'un mouvement vibratoire vertical, puis sur m', où ils s'animent d'un mouvement vibratoire horizontal, et arrivent sur un écran de toile E, où l'on obtient une des trajectoires de la figure XIX-5-1 ou de la figure XIX-5-4

(1) On obtient un cercle lorsque la tension aux bornes de R est égale à la tension aux bornes de C.

§ 6. — I. — Mise en évidence de la forme d'une tension périodique sur l'écran d'un oscillographe cathodique par balayage linéaire horizontal. Tension de balayage en dents de scie.

Grâce aux méthodes que nous venons d'exposer, on peut déterminer le rapport des fréquences et la différence de phase de deux tensions alternatives. Très fréquemment, on désire étudier la forme d'une oscillation se manifestant par une tension périodique, et il serait commode de faire apparaître directement cette forme sur l'écran du tube cathodique. Cette forme peut s'obtenir avec un balayage elliptique à fort aplatissement dans les parties à faible courbure (pratiquement droites) de l'ellipse. Elle s'obtient avec une grande fidélité en appliquant sur les plaques verticales une tension de balayage de forme particulière, que nous allons examiner.

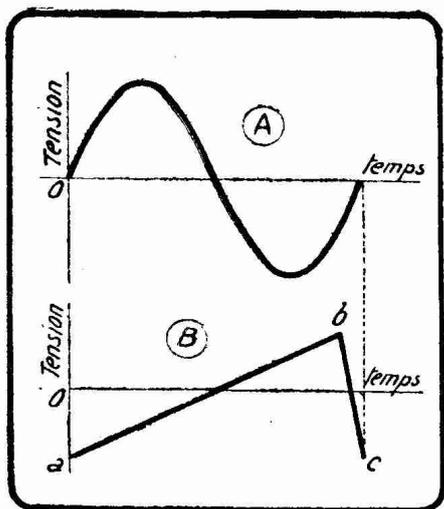


FIG. XIX-6-1. — En A, tension sinusoïdale appliquée entre les plaques horizontales du tube cathodique ; en B, tension en dents de scie de même période que la tension A, et appliquée entre les plaques verticales.

cause de sa forme, cette tension de balayage horizontal s'appelle *tension en dents de scie*.

Si le déplacement de gauche à droite dure à peu près ⁽²⁾ le temps d'une période de la tension à « visualiser » A, le spot, dans ses mouvements rapides, trace la forme de cette tension pendant une période, par résultat de la composition :

- 1° de la déviation linéaire horizontale (tension en dent de scie B) ;
- 2° de la déviation sinusoïdale verticale (tension alternative A).

Pour faire apparaître deux périodes de la tension A sur l'écran, la tension en dents de scie doit croître uniformément et lentement pendant le temps de deux périodes (moins le temps, très court il est vrai, nécessité par le retour du spot de droite à gauche).

En général, pour faire apparaître n périodes de la tension A sur l'écran, il faut que la tension en dents de scie ait une période égale à n fois la période de la tension A.

(1) Bien entendu, la méthode est valable pour n'importe quelle loi de variation périodique ; la sinusoïde est adoptée ici, car elle constitue la variation périodique la plus simple.

(2) « A peu près », parce qu'il faut faire entrer en ligne de compte le temps très court de retour de droite à gauche.

La figure XIX-6-2 montre la construction graphique de la composition des deux mouvements imprimés au spot dans le cas où $n = 2$.

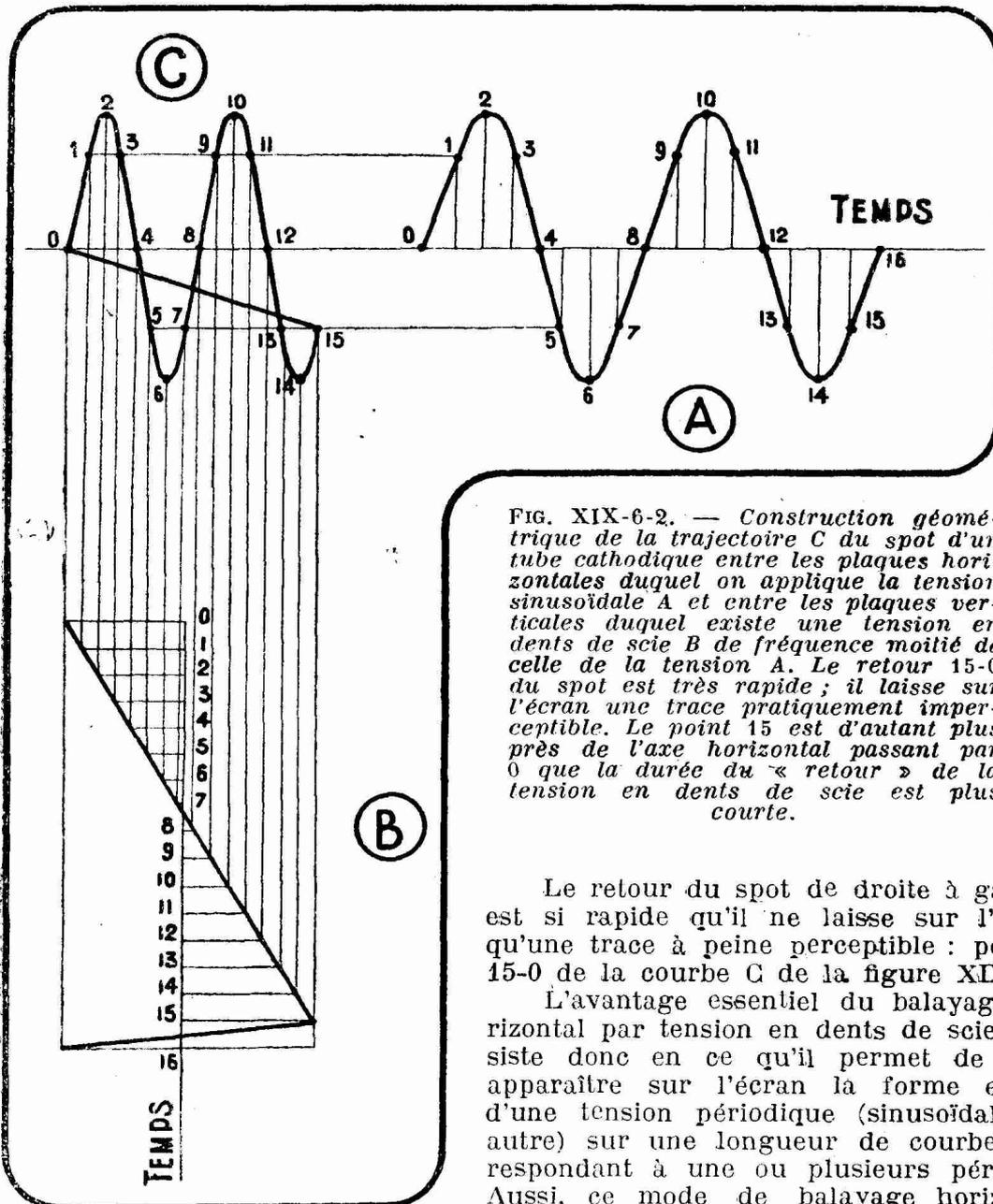


FIG. XIX-6-2. — Construction géométrique de la trajectoire C du spot d'un tube cathodique entre les plaques horizontales duquel on applique la tension sinusoïdale A et entre les plaques verticales duquel existe une tension en dents de scie B de fréquence moitié de celle de la tension A. Le retour 15-0 du spot est très rapide ; il laisse sur l'écran une trace pratiquement imperceptible. Le point 15 est d'autant plus près de l'axe horizontal passant par 0 que la durée du « retour » de la tension en dents de scie est plus courte.

Le retour du spot de droite à gauche est si rapide qu'il ne laisse sur l'écran qu'une trace à peine perceptible : portion 15-0 de la courbe C de la figure XIX-6-2.

L'avantage essentiel du balayage horizontal par tension en dents de scie, consiste donc en ce qu'il permet de faire apparaître sur l'écran la forme exacte d'une tension périodique (sinusoïdale ou autre) sur une longueur de courbe correspondant à une ou plusieurs périodes. Aussi, ce mode de balayage horizontal est-il fréquemment employé dans la

technique de l'oscillographe cathodique.

Comment, maintenant, obtenir une tension en dents de scie, autrement dit une tension croissant régulièrement et lentement jusqu'à une certaine valeur, à partir de laquelle elle retombe aussi brusquement que possible à zéro, le cycle se reproduisant indéfiniment à une fréquence sur laquelle on est maître d'agir ?

Le moyen stable le plus simple ⁽¹⁾ consiste à employer les propriétés du thyatron, triode à atmosphère gazeuse dont la théorie a été exposée pages 689 et suivantes.

Un dispositif créateur d'une tension en dents de scie par thyatron est représenté figure XIX-6-3. Le condensateur C, monté entre anode et cathode,

(1) Un tube à néon permet de créer des oscillations en dents de scie, mais la stabilité laisse à désirer.

est chargé par la source de tension anodique à travers la résistance R_1 . La tension U de polarisation grille, fournie par la résistance R_2 en combinaison avec R_3 , empêche le courant d'anode de se déclencher, donc le condensateur C de se décharger brusquement à travers l'espace cathode-anode, tant que la tension aux bornes de C n'atteint pas une certaine valeur E liée à U par la relation :

$$K = \frac{E}{U}$$

K est le rapport de commande de grille du thyatron. Pour le thyatron RCA 885, par exemple, K est de l'ordre de 10.

La partie ab de la courbe en dents de scie de la figure XIX-6-1 correspond à la charge du condensateur, la partie bc à la décharge.

Le condensateur déchargé se trouve immédiatement remis en charge à travers R_1 suivant le même processus, qui se répète indéfiniment. Il se produit ce que l'on appelle des *oscillations de relaxation*.

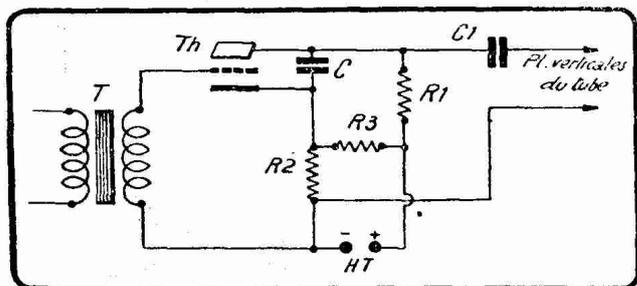


FIG. XIX-6-3. — Création d'une tension de balayage en dents de scie par thyatron. Le condensateur C_1 élimine des plaques du tube cathodique la haute tension d'alimentation du thyatron.

du thyatron, s'effectue par la mise au point correcte de la polarisation de grille et de la tension d'anode.

Pour synchroniser exactement la fréquence de la tension en dents de scie sur celle de la tension en étude, on peut introduire une partie de cette dernière dans la grille du thyatron à l'aide du transformateur T .

REMARQUE. — Lorsque la tension A à étudier est d'amplitude trop faible pour produire un déplacement suffisant (plusieurs centimètres en général) du spot dans le sens vertical, et la chose se produit souvent en pratique, on est conduit à amplifier cette tension avant de l'appliquer aux plaques horizontales du tube de l'oscillographe cathodique. Cette amplification s'effectue souvent par une pentode HF à pente fixe.

Dans le dispositif de balayage élémentaire de la figure XIX-6-3, où le courant de charge est limité par une résistance (R_1), la variation de la tension de charge ne peut être considérée comme linéaire qu'à son départ, c'est-à-dire que si la tension en dents de scie est limitée à environ 5 % de la tension de la source HT d'alimentation anodique. Cela résulte de la loi exponentielle (la variable figure en exposant) de variation de la charge d'un condensateur à travers une résistance.

Pour obtenir une tension en dents de scie ayant une partie ab linéaire, avec une tension HT qui n'est que légèrement supérieure à la tension en dents de scie désirée, il est nécessaire de remplacer R_1 par un dispositif limitant le courant de charge à une valeur constante dans une très large bande de tensions appliquées. La charge du condensateur s'effectue alors à *intensité constante* : l'augmentation de la tension aux bornes du condensateur se fait bien linéairement, autrement dit proportionnellement au temps, donc conformément à la droite ab de la figure XIX-6-1.

Un tel dispositif à intensité constante peut être constitué de diverses manières : par exemple une diode saturée, une tétrode ou une pentode. L'emploi de la diode saturée se heurte le plus souvent à l'inexistence d'un courant de saturation bien défini accessible sans mettre la lampe hors d'usage. La pentode est préférable à la tétrode, car elle fournit un courant constant pour

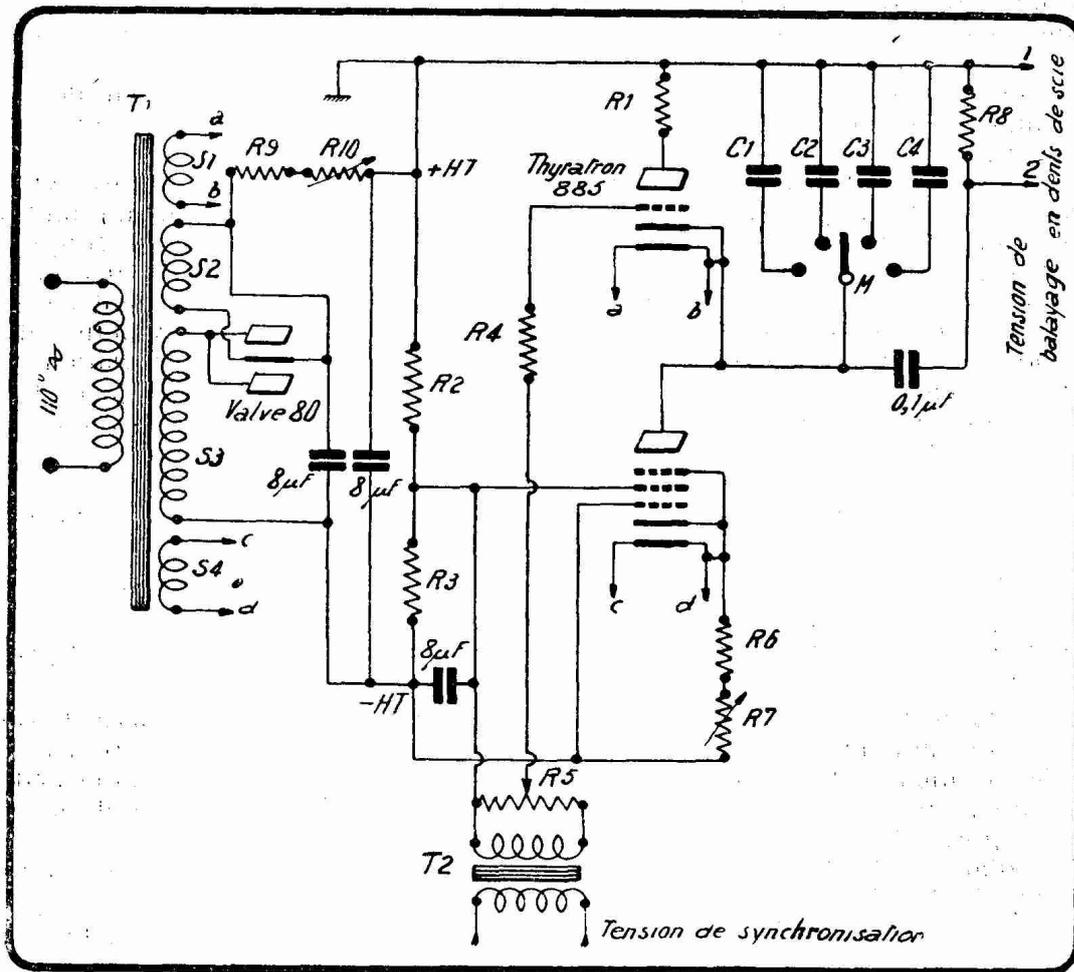


FIG. XIX-6-4. — Montage créant une tension de balayage linéaire en dents de scie par thyatron muni d'un régulateur de charge pentode (montage R.C.A.). Le courant de charge du condensateur passe à travers la pentode, qui le maintient à une valeur constante et réglable.

M met en circuit le condensateur définissant la gamme que peut couvrir la fréquence de la tension en dents de scie. Cette fréquence couvre la gamme 12-60 lorsque C_1 , de $0,1 \mu F$, est en circuit ; la gamme 50-250 lorsque C_2 , de $0,025 \mu F$, est en circuit ; la gamme 240-1200 lorsque C_3 , de $0,005 \mu F$, est en circuit ; la gamme 1000-5000 lorsque C_4 , de $0,001 \mu F$, est en circuit.

Des condensateurs plus faibles et un câblage soigné éliminant les capacités parasites, permettent d'atteindre des tensions de balayage de fréquence plus élevée.

$R_1 = 1.000 \Omega$ limite le courant de décharge à travers le thyatron ; $R_2 = 38.000 \Omega$ produit une chute de tension de 330 volts ; $R_3 = 6.000 \Omega$; $R_4 = 300.000 \Omega$ limite le courant grille du thyatron ; $R_5 =$ potentiomètre de 10.000Ω dose la tension de synchronisation et fixe l'image sur l'écran ; $R_6 = 1.500 \Omega$ (variable) ; $R_7 = 50.000 \Omega$ règle le courant de charge du condensateur, donc la fréquence de la tension en dents de scie dans chaque gamme ; aux bornes de $R_8 = 10 M\Omega$ apparaît la tension en dents de scie ; $R_9 = 7.500 \Omega$; $R_{10} = 50.000 \Omega$ (variable) commande l'amplitude de la tension en dents de scie.

M : manette de passage des gammes de fréquences de balayage en dents de scie.

S_1 et S_4 : secondaires de 2,5 volts pour le chauffage du thyatron et de la pentode ; un côté de chaque élément chauffant est relié à sa cathode.

S_2 : secondaire de 5 volts pour le chauffage de la 80.

S_3 : secondaire de 350 volts efficaces (la tension aux bornes du condensateur d'entrée du filtre est de 425 volts).

Le + HT et, du fait du montage, une des plaques verticales du tube sur lesquelles on applique la tension en dents de scie, sont mis à la masse. La sortie 1 doit donc être reliée à celle des plaques verticales qui est mise à la masse (parce que reliée à l'anode du tube cathodique).

une bande plus grande de tensions. C'est là une conséquence de la forme même (grandes parties horizontales) de la courbe caractéristique tension anode-courant anode d'une pentode.

La figure XIX-6-4 donne le schéma d'une source de tension en dents de scie équipée avec un thyatron 885, munie d'un régulateur de courant à pentode 58 (1) et entièrement alimenté sur secteur alternatif.

La tension en dents de scie obtenue avec le dispositif de la figure XIX-6-4 est de l'ordre de la tension d'anode (300 volts pour 350 volts anode) tant que la fréquence ne dépasse pas 10.000 périodes par seconde. Pour des fréquences plus élevées, que l'on obtient en réduisant la capacité aux capacités propres du thyatron et des circuits annexes, la tension en dents de scie tombe rapidement : 50 volts seulement pour 50.000 périodes ; au delà, on est obligé d'amplifier avant de l'appliquer aux plaques verticales assurant la déviation horizontale du spot : cette amplification est confiée, par exemple, à une pentode HF.

Le temps nécessaire pour charger les condensateurs, C_1 , C_2 , C_3 ou C_4 de cette figure XIX-6-4 à une tension E correspondant à la décharge du condensateur à travers le thyatron, est $\frac{EC}{I}$, I étant le courant constant de charge en

ampères à travers la pentode, courant que l'on règle pratiquement entre 0,5 et 2 mA. Le nombre de dents de scie par seconde est alors $\frac{I}{EC}$, en négligeant

le temps de décharge, lequel n'intervient qu'aux très hautes fréquences. C représente la capacité totale, capacités parasites comprises. Pour ajuster très exactement la fréquence de la tension en dents de scie à une valeur intermédiaire entre celles que donnent les condensateurs C_1 , C_2 , C_3 ou C_4 , on fait varier I , ce qui, figure XIX-6-4, s'obtient par la variation de R_7 .

Le tube 906 RCA peut être remplacé par un tube européen plus moderne, par exemple le C75-S Mazda, qui en est un perfectionnement.

Le schéma de montage est donné par la figure XIX-6-5. Ce schéma est

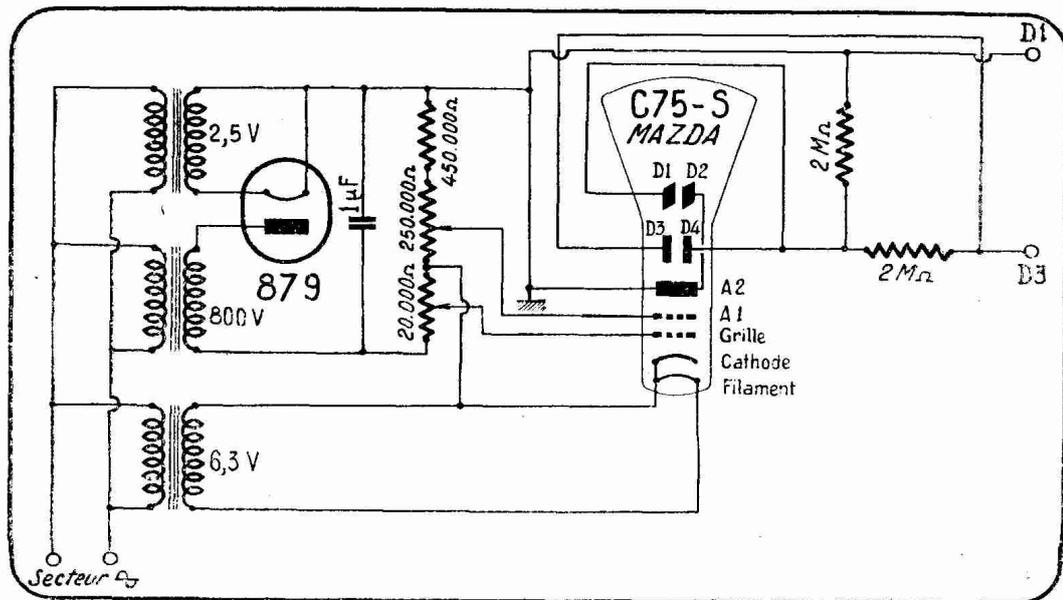


FIG XIX-6-5. — Schéma de montage d'un tube cathodique Mazda C-75-S.

établi de façon à correspondre à celui de la figure XIX-4-3, en vue de le remplacer.

(1) On peut employer une pentode plus moderne, comme la 6M7 ou la 6K7, mais le chauffage doit être effectué alors sous 6,3 volts. De même, on peut remplacer le thyatron 885 par le 884, chauffé sous 6,3 volts.

Les seules différences entre ces deux schémas sont les suivantes :

- 1° Le tube C75-S est chauffé sous 6,3 volts ;
- 2° La plaque D_4 est accessible de l'extérieur et on la relie à l'anode 2, tandis que la plaque D_2 est déjà directement reliée à l'intérieur du tube.

Les valeurs des éléments ne diffèrent que peu de celles de la figure XIX-4-3.

Voici maintenant une réalisation complète d'oscilloscope cathodique de mesures utilisant un tube 913 RCA ou un Mazda C30-S.

II. — Réalisation d'un oscilloscope de mesures

L'appareil comprend :

- 1° Une alimentation complète ;
- 2° Un tube 913 de mesures ;
- 3° Un thyatron 885 pour la base de temps ;
- 4° Un amplificateur de base de temps à lampe EF6 ;
- 5° Un amplificateur de la tension à étudier avec tube EF6 également.

Les possibilités de cet appareil sont les suivantes :

- 1° Utilisation de la base de temps en dents de scie ou d'une base de temps sinusoïdale ;
- 2° Utilisation à volonté des amplificateurs, ceux-ci pouvant être mis hors circuit si on le désire ;
- 4° Bande de fréquences en dents de scie très étendue jusqu'à 50.000 cycles/seconde.

Schéma général

A gauche de la figure XIX-6-6, nous trouvons le transfo d'alimentation à 5 secondaires :

Le premier fournit la H.T. à la valve 1V, qui alimente le cathodique.

Ce dernier a sa deuxième anode au + 450 V et à la masse, ainsi que les deux plaques de déflexion, connectées intérieurement.

L'anode 1 est au curseur de P_5 et la grille (Wehnelt) à celui de P_6 , tandis que la cathode est au point commun à P_5 et P_6 . Le deuxième secondaire alimente en commun, sous 6,3 volts, les filaments de la 1 V déjà citée, de la seconde 1 V et des deux EF6. Le troisième secondaire fournit environ 200 volts alternatifs à la seconde 1V ; après redressement et filtrage ($2 \times 8 \mu\text{F}$ et 30 H), on obtient 200 volts environ pour alimenter en HF le thyatron et les deux EF6.

Le quatrième secondaire xx' donne la tension filament du 913. Le cinquième secondaire zz' alimente sous 2,5 volts le filament du thyatron 885.

Amplificatrice EF6 (1). — Celle-ci est polarisée par la cathode avec une résistance de 2.500 ohms shuntée par $0,05 \mu\text{F}$.

Dans la grille, nous trouvons une résistance de 5 mégohms ; dans le circuit plaque, 200.000 ohms. L'écran est connecté au diviseur de tension D, qui est une résistance bobinée à deux colliers déplaçables.

Amplificatrice EF6 (2). — Cette lampe est montée identiquement à la précédente.

Thyatron 885. — Il est seul utilisé dans la base de temps, qui est donc de la plus grande simplicité.

Le potentiomètre P_2 règle le degré de synchronisation, tandis que P_1 sert au réglage continu de la fréquence, le réglage par gamme des fréquences se faisant par I_6 .

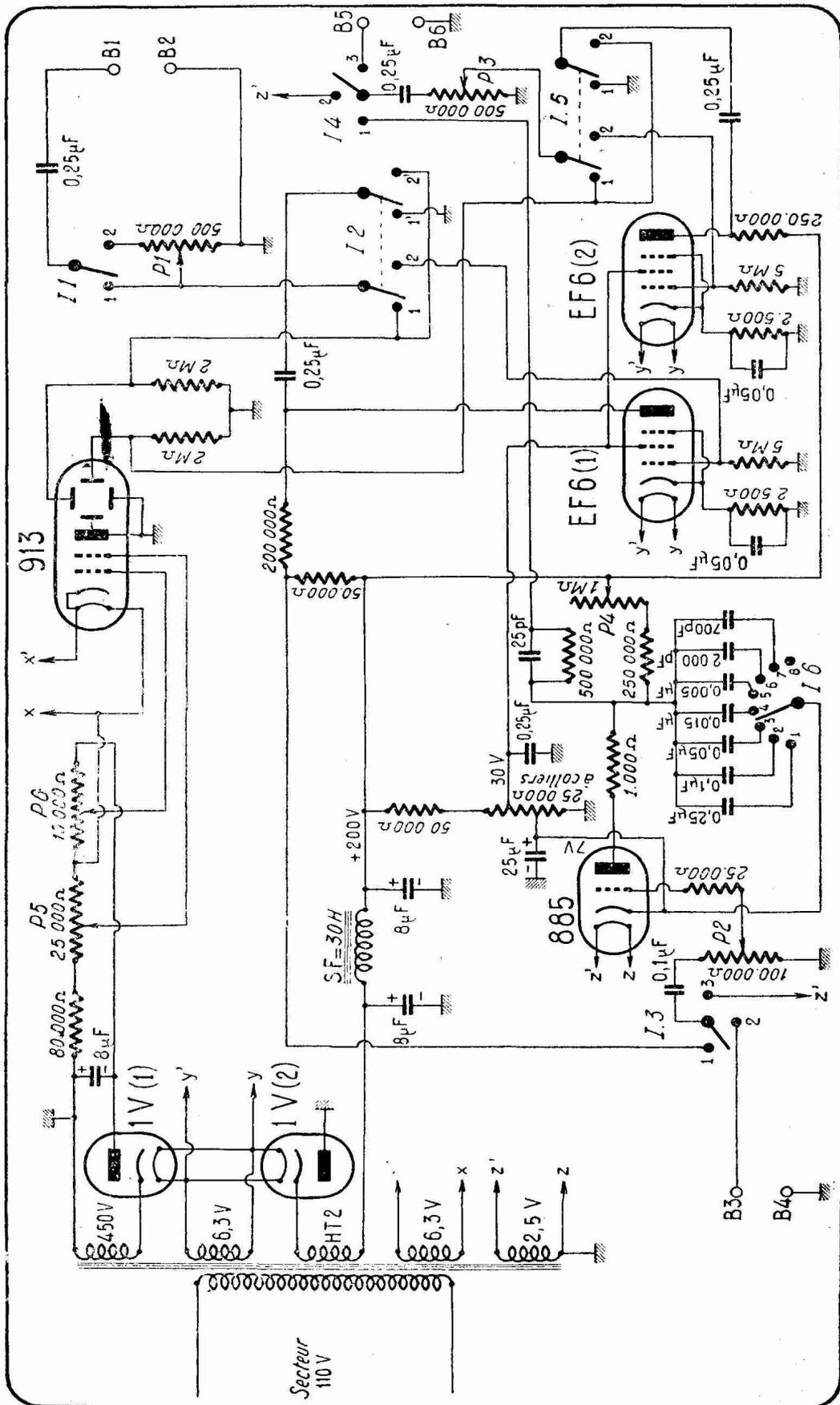


FIG. XIX-6-6. — Montage complet d'un oscilloscope cathodique avec tube 913 R.C.A. ou C-30-S Mazda.

Les inverseurs et les bornes d'entrée

Les bornes B_1 B_2 servent au branchement de la tension à étudier.

Si I_1 est en 1, P_1 règle la résistance en parallèle sur cette tension. Si I_1 est en 2, la tension est branchée sur 500.000 ohms, et le curseur de P_1 en prend la partie voulue.

L'inverseur bipolaire I_2 applique la tension directement au tube cathodique en position 1-1', tandis qu'en 2-2', cette tension va à la grille de la EF6 (1) ; après amplification, on retrouve cette tension au curseur de I_2 , qui l'applique par la borne 2' à la plaque de déflexion du cathodique.

Les bornes B_3 et B_4 servent au branchement de la tension de synchronisation. Celle-ci peut être l'une des trois suivantes :

En 1, la synchronisation intérieure provenant de la tension à étudier amplifiée par la EF6 (1).

En 2, c'est une tension extérieure quelconque.

En 3, c'est la tension du secteur, réduite à 2,5 volts et prise sur le secondaire zz' .

Le potentiomètre P_2 règle le degré de synchronisation.

Enfin, les bornes B_5 et B_6 servent au branchement d'une base de temps extérieure.

L'inverseur I_4 agit de la manière suivante :

En 1, c'est la base de temps de l'appareil qui est dosée par P_2 et appliquée à l'inverseur I_5 , qui permet de l'appliquer directement à la plaque déflectrice du 913 (pos. 1) ou à travers l'amplificatrice EF6 (2).

En position 2 de l'inverseur I_4 , c'est la base de temps qui est en service, amplifiée ou non par la manœuvre de I_5 .

Enfin, en position 3, on branche une base de temps extérieure.

Matériel à utiliser

On prendra des résistances de 1 watt au carbone et des condensateurs d'excellente qualité, tension d'essai 1.500 volts.

Il est d'une importance primordiale que les condensateurs de couplage (de 0,25 et 0,1 μ F) soient à très faibles pertes. Les condensateurs utilisés avec I_6 seront au mica jusqu'à 0,015 μ F.

La construction sera compacte et la présentation analogue à celle de tous les oscilloscopes du commerce : écran du 913 et tous les boutons et bornes sur l'avant du panneau. Ce dernier sera en bakélite, en ébonite, ou même en fer ou en aluminium.

Ce montage doit donner les meilleurs résultats compatibles avec le diamètre du tube, et son intérêt est augmenté par son très faible prix de revient.

Le tube Mazda C30-S peut être utilisé sans aucune modification, à la place du 913 RCA. Il est également possible de remplacer les lampes 1 V par des EZ2 ou par des GX5 RCA ; enfin, les EF6 pourraient être remplacées par des 6J7, 6SJ7, 6CG, 77..., et le 884 pourrait être utilisé à la place du 885, à condition de le chauffer sous 6,3 volts.

§ 7. — Etude de la modulation d'un émetteur radiophonique à l'aide de l'oscillographe cathodique.

L'oscillographe cathodique permet d'étudier de manière commode, rapide et précise les oscillations modulées telles qu'elles sont créées dans un émetteur radiophonique aux fins de rayonnement.

La modulation, rendue disponible par une prise potentiométrique réglable réalisée à la sortie du dernier étage amplificateur de modulation de l'émetteur, est appliquée aux plaques du tube à rayons cathodiques assurant la déviation horizontale. L'ensemble modulateur est attaqué (sur la grille de la

première lampe préamplificatrice, par exemple) par une oscillation BF dont on est maître de la fréquence et de l'amplitude (oscillateur BF à lampe du type de celui de la figure XIX-7-4, par exemple).

Aux plaques assurant la déviation verticale, on applique une partie de la tension HF modulée disponible au dernier circuit oscillant de l'émetteur modulé, captée à l'aide d'une bobine exploratrice couplée à la bobine de ce circuit oscillant, et reliée aux plaques de déviation par un fil double torsadé.

Tant que l'émetteur n'est pas modulé, l'oscillation porteuse est seule appliquée à l'oscillographe, et le spot se déplace suivant une droite verticale, brillante. Si l'on applique la modulation, il se forme sur l'écran une surface brillante ayant la forme d'un trapèze tel que celui que représente la figure XIX-7-1.

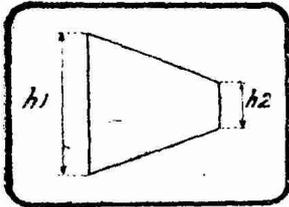


FIG. XIX-7-1. — Figure trapézoïdale obtenue sur l'écran d'un tube cathodique attaqué par la modulation et l'oscillation porteuse modulée.

Le taux de modulation K est donné en pour cent par la relation :

$$K = \frac{h_1 - h_2}{h_1 + h_2} \times 100$$

h_1 et h_2 étant les bases du trapèze.

Dans le cas d'une modulation à 100 %, h_2 s'annule et le trapèze devient un triangle (figure XIX-7-2).

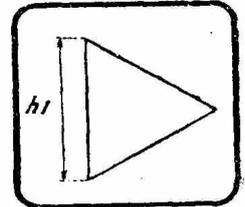


FIG. XIX-7-2. — Figure trapézoïdale obtenue sur l'écran dans le cas d'une modulation à 100 %.

Quel est le mécanisme de formation des trapèzes et des triangles dans les circonstances d'attaque considérées des paires de plaques ?

Lorsque la modulation atteint sa valeur maximum positive, le spot est dévié à une extrémité de sa course horizontale ; et comme, à ce moment, l'oscillation haute fréquence présente son amplitude maximum, c'est la base h_1 qui est tracée par ce spot.

Lorsque la modulation se trouve à sa valeur minimum négative, le spot est dévié à l'autre extrémité de sa trajectoire horizontale ; et comme l'oscillation haute fréquence présente alors son amplitude minimum, c'est la base h_2 qui est tracée sur l'écran.

Dans le cas d'un étage de sortie de l'émetteur de la classe C, l'amplitude de l'oscillation porteuse croît proportionnellement à l'amplitude de la modulation : il en résulte que les côtés du trapèze sont des droites. *Quelle que soit la fréquence ou la forme de l'oscillation modulatrice, la figure produite sur l'écran est la même pour un taux de modulation donné.*

La figure XIX-7-3 montre quelques défauts caractéristiques d'un émetteur révélés par la forme de l'image trapézoïdale donnée par l'oscillographe cathodique.

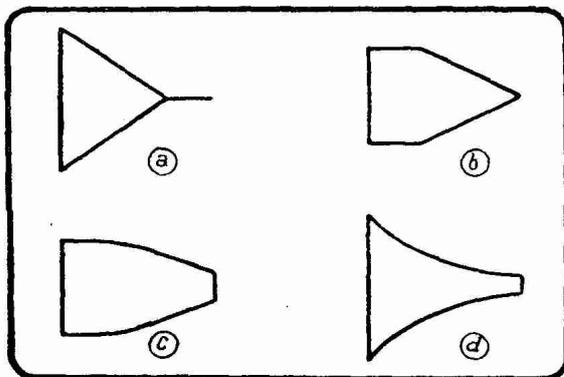


FIG. XIX-7-3. — Signification de quelques figures trapézoïdales anormales :

En a, il y a surmodulation : l'oscillation porteuse est supprimée pendant une notable partie de la modulation.

En b, il y a sous-excitation : la grille de l'étage modulé ne reçoit pas suffisamment d'excitation HF, et l'oscillation porteuse est incapable de suivre les fortes modulations.

En c, il y a mauvaise régulation de l'alimentation : il se produit aux pointes de modulation une chute de tension aux bornes de la source d'alimentation commune à l'étage classe B et à l'étage excitateur de l'étage classe C.

En d, il n'y a plus modulation linéaire : il y a, par exemple, régénération dans l'étage classe C (triode mal neutrodynée).

La méthode du trapèze, dont il vient d'être question, ne donne que très peu de renseignements sur la forme même de l'oscillation HF modulée. En

appliquant aux plaques verticales, produisant la déviation horizontale, une tension en dents de scie, telle que celle donnée par le dispositif de la figure XIX-6-4, et sur les plaques horizontales une portion de l'oscillation HF modulée, on obtient sur l'écran des surfaces brillantes limitées par l'« enveloppe » de modulation, et reproduisant en somme, suivant les circonstances, les figures XIII-13-1 et les suivantes. Une fréquence du balayage en dents de scie de 400 périodes par seconde permet de faire apparaître sur l'écran trois oscillations « enveloppes » d'une porteuse modulée à 1.200 périodes.

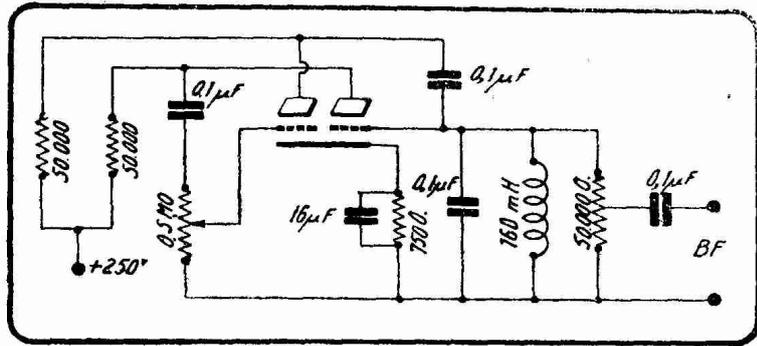


FIG. XIX-7-4. — Double triode (53 ou 6A6) montée en oscillatrice BF pour attaque de la modulation d'un émetteur à « oscilloscope ».

La figure XIX-7-4 donne, d'après la RCA, le schéma d'un oscillateur BF produisant une oscillation d'environ 1.200 périodes par seconde.

§ 8. — Comment faire apparaître sur l'écran d'un tube cathodique la courbe caractéristique d'une lampe de T. S. F.

On peut utiliser l'oscillographe cathodique à la matérialisation de la courbe caractéristique tension grille-courant anode d'une lampe de T.S.F. La résistance interne, la pente, le courant de saturation, la disposition et la longueur des parties ascendantes rectilignes peuvent être ainsi mesurés ou rendus visibles sur l'écran. Cette technique spéciale permet, enfin, de comparer les caractéristiques d'une série de lampes.

Le principe de l'expérience est simple.

On applique entre les plaques verticales une tension alternative (à 50 périodes par exemple). Une partie de cette tension est appliquée, à travers un potentiomètre P, à la grille de la lampe V en étude. Dans le circuit anodique de celle-ci, on monte une résistance R de valeur petite par rapport à celle de la résistance interne. Les oscillations amplifiées par V, apparaissant aux bornes de R, sont appliquées aux plaques horizontales du tube cathodique. La figure XIX-8-1 donne la disposition de principe de l'appareillage.

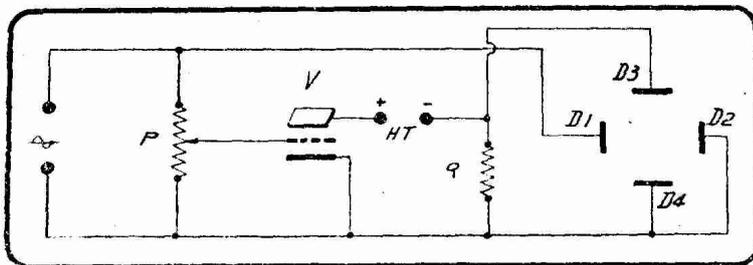


FIG. XIX-8-1. — Disposition employée pour faire apparaître sur l'écran d'un tube cathodique D_1 , D_2 , D_3 , D_4 , la courbe caractéristique tension grille-courant anode d'une lampe de T.S.F. montée en V.

de la lampe considérée.

Les courbes caractéristiques dynamiques s'obtiennent en appliquant une tension à haute fréquence et en disposant les impédances habituelles (self et capacité) dans les circuits grille et plaque.

A chaque valeur instantanée de la tension grille correspond donc une abscisse (réglage par P) et une ordonnée (réglage par R) du spot qui, en fin d'analyse, décrit une courbe correspondant à la caractéristique tension grille-courant anode

§ 9. — Utilisation de l'oscillographe cathodique au réglage des amplificateurs moyenne fréquence.

L'alignement d'un changeur de fréquence ne consiste pas seulement à calculer, puis à ajuster par tâtonnements les éléments (self, trimmers et paddings) de la commande unique. Toute la série des opérations en question suppose que l'on est en présence d'un amplificateur moyenne fréquence convenablement réglé sur la valeur choisie de la MF, et ce réglage convenable exige que la courbe de résonance de l'amplificateur moyenne fréquence présente la forme de la courbe D du groupe II de la figure XIII-22-3, c'est-à-dire un effet de filtre de bande.

Il est impossible de se rendre compte que le réglage de la MF est correct si l'on ne relève pas les courbes de résonance pour différentes valeurs des condensateurs primaires et secondaires et des couplages. C'est un travail fastidieux et si long que la mise en œuvre de la méthode devient rapidement prohibitive lorsque la complexité des étages augmente.

L'oscillographe cathodique permet de faire apparaître sur l'écran la courbe de résonance d'un amplificateur MF, courbe que l'on peut conserver constamment sous les yeux pendant la mise au point et « modeler », par action judicieuse sur les éléments de chaque transformateur, jusqu'à ce qu'elle ait atteint la forme désirée.

C'est là une facilité d'importance capitale. Aussi bien, le réglage de la MF par oscillographe cathodique est-il le seul moyen pratique efficace que le technicien ait à sa disposition. Le matériel mis en œuvre est simple, indifférent aux surcharges, et de coût d'établissement relativement bas.

Le principe est le suivant :

On applique à l'entrée de l'amplificateur MF à régler une oscillation variant régulièrement de part et d'autre (de quelques dizaines de kc/s) de la valeur de la moyenne fréquence adoptée. A la sortie de cet amplificateur MF (dernier circuit plaque), on monte un amplificateur spécial comportant deux étages amplificateurs à résistances 6K7 ou 6M7, une détection diode et un étage d'amplification BF à résistances 6B8 ou 6H8. La sortie de cet amplificateur spécial, qui doit être d'une fidélité absolue, attaque les plaques horizontales d'un tube cathodique, convenablement alimenté par ailleurs.

Entre les plaques verticales, on applique une tension de balayage en dents de scie, obtenue par le courant de charge d'un condensateur qui est déchargé à intervalles réguliers, synchronisés avec la variation de la fréquence d'attaque de l'amplificateur MF.

L'oscillation à fréquence variable est obtenue par une triode oscillatrice dont le circuit oscillant comporte en parallèle sur un condensateur ajustable un condensateur rotatif (de 350 pF de capacité maximum) dont les plaques mobiles sont entraînés d'un mouvement continu (30 tours par seconde) par un moteur électrique d'un vingtième de cheval, tournant à 1.800 tours par minute. Un contact, monté sur l'axe de ce moteur, met périodiquement en court-circuit le condensateur dont la charge assure le balayage horizontal. Ce condensateur se charge linéairement, grâce à une pentode assurant la constance du courant de charge (1), pendant un demi-tour du condensateur rotatif ; pendant le demi-tour suivant, le condensateur est court-circuité, le condensateur rotatif revient à sa position de départ et la suite des opérations se renouvelle. Le balayage ne se produit donc que pendant que la capacité du condensateur rotatif varie de sa valeur minimum à sa valeur maximum, variation que l'on règle, par la constitution du circuit oscillant de la triode oscillatrice, de sorte qu'elle corresponde à une variation d'une soixantaine de kc/s à droite et à gauche de la valeur choisie de la MF.

Le spot est donc actionné par la tension de sortie de l'amplificateur MF (tension amplifiée, détectée et amplifiée en très basse fréquence par l'amplificateur attaquant les plaques verticales) et par le balayage horizontal linéaire

(1) C'est le contact de décharge qui joue le rôle du thyatron de la figure XIX-6-4.

synchronisé. Il décrit sur l'écran une courbe qui reproduit la courbe de résonance de l'amplificateur MF en étude.

Les courbes ainsi obtenues sont d'une parfaite luminosité et rendent possible un réglage rigoureux de l'amplificateur MF, quel que soit le nombre de ses étages.

Le même procédé peut être utilisé pour relever les courbes d'un circuit oscillant simple ou de toute combinaison de circuits oscillants.

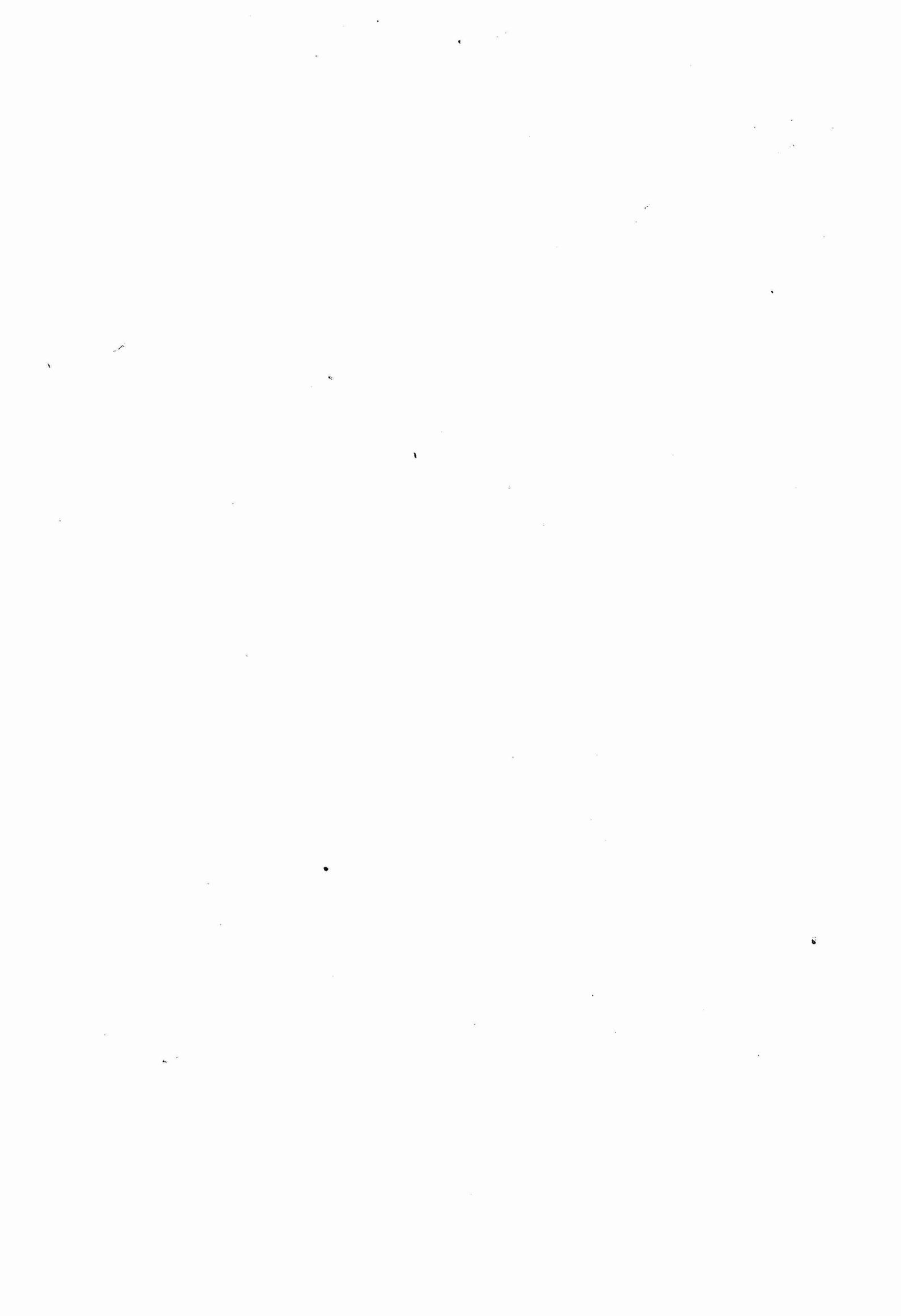
REMARQUE. — Il existe d'autres moyens que celui du texte pour obtenir une fréquence locale variable de part et d'autre de la moyenne fréquence. Trois de ces moyens ont été successivement proposés et adoptés. Nous les citons dans leur ordre chronologique :

1° En utilisant à la constitution du circuit oscillant de l'oscillateur local une bobine à noyau de fer, on peut faire varier la self de cette bobine par un enroulement saturateur dans lequel on lance un courant continu commandé par la tension de balayage en dents de scie.

2° Les lampes ont une capacité d'entrée qui dépend de l'amplification effective, donc de la pente ; on peut, par conséquent, faire varier cette capacité en faisant varier la pente.

3° Nous avons vu au moment où nous avons étudié la correction automatique d'accord (voir page 959) que l'on pouvait réaliser un système résistance-condensateur en série, qui agit comme une self dont la valeur dépend de la pente de la lampe combinée avec le dispositif.

Dans les deux derniers procédés, on fait varier la pente d'une lampe pour obtenir la variation de fréquence. Ces procédés, purement radioélectriques, sont plus séduisants que le procédé mécanique du texte.



LIVRE XX

Compléments de Télévision

§ 1. — Généralités.

Nous avons déjà étudié, parallèlement aux montages de radio, des montages de télévision, comme par exemple les amplificateurs HF ou MF, les antennes, les oscillateurs, les récepteurs à amplification directe et les super-hétérodynes.

Il nous reste, dans ce Livre XX, à compléter ce qui a déjà été dit, de manière que le lecteur puisse avoir un ensemble de connaissances cohérent sur la télévision.

Précisons, toutefois, que nous n'avons pas l'intention de rédiger ici un traité de télévision. Cette nouvelle technique est tellement vaste qu'elle nécessite, pour être connue suffisamment, une étude spéciale.

Notre but est simplement de donner à nos lecteurs assez de notions pour les rendre aptes à connaître superficiellement le fonctionnement des récepteurs de télévision, et aussi à en entreprendre la construction.

Ceux qui désirent pousser cette étude plus à fond, pourront consulter avec fruit le « Cours de télévision » que nous donnons actuellement (1948) dans le journal *Le Haut-Parleur*.

§ 2. — Principe de la télévision.

A) Cellule photoélectrique.

Avant d'exposer le principe de la télévision, il est nécessaire que le lecteur soit au courant du fonctionnement de la cellule photoélectrique.

Celle-ci est, pour la télévision, un tube à vide à deux électrodes : la cathode et l'anode (fig. XX-2-1).

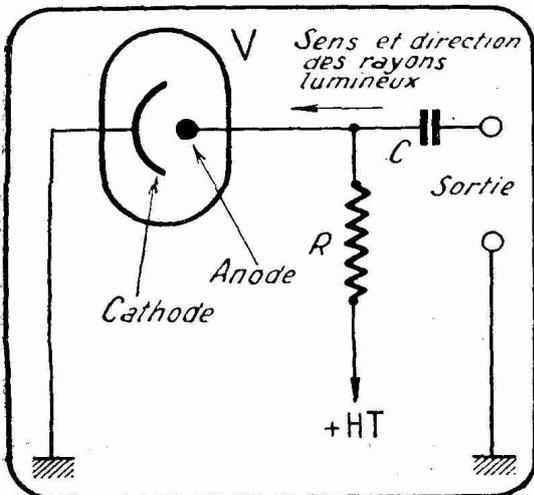


FIG. XX-2-1. — Schéma de montage classique d'une cellule photoélectrique.

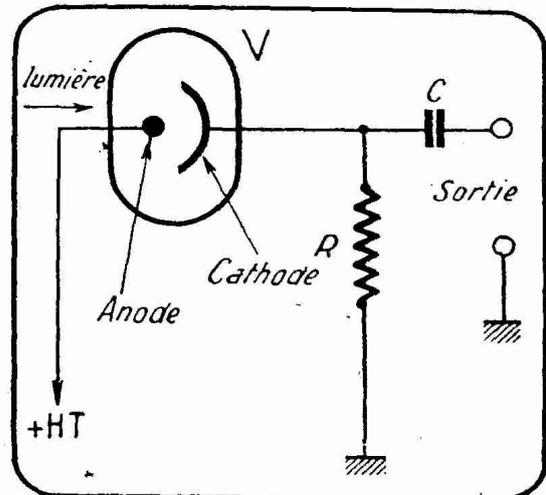


FIG. XX-2-2. — Montage d'une cellule photoélectrique chargée dans la cathode.

La cathode a la forme d'une plaque, elle est recouverte d'une substance photoémissive (sélénium, césium, polassium, etc...). L'anode, plus petite, est placée devant cette électrode, sans qu'elle empêche les rayons lumineux de frapper cette dernière.

Lorsque la cathode est éclairée, il se produit un courant dans R. Si la brillance varie, ce courant varie également, et il peut être transmis, à travers C, à un amplificateur classique.

Un montage absolument équivalent est indiqué sur la figure XX-2-2, dans laquelle les éléments en série : cellule, résistance et dispositif fournissent la haute tension, sont placés d'une autre manière.

B) Iconoscope.

L'iconoscope (fig. XX-2-3) est actuellement un des analyseurs de télévision les plus utilisés. C'est, en tout premier lieu, un tube cathodique comportant un filament, une cathode, une grille ou Wehnelt, une anode 1, une anode 2, un dispositif de déviation qui peut être soit magnétique (bobines de déviation), soit électrostatique (quatre plaques de déviation à l'intérieur du tube).

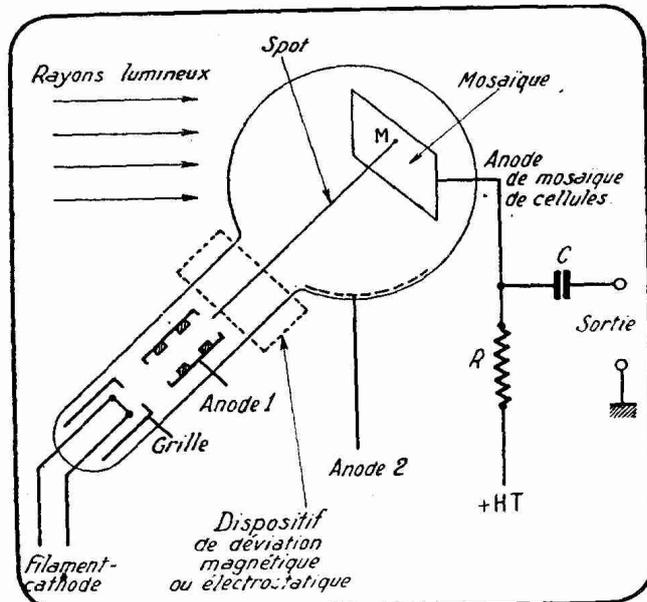


FIG. XX-2-3. — Principe de l'iconoscope utilisé dans les postes émetteurs de télévision.

Au lieu d'un écran ordinaire au fond du tube, l'iconoscope comporte un dispositif récepteur de lumière que l'on appelle *mosaïque*. La mosaïque est une plaque métallique (l'anode) recouverte d'une feuille de mica sur laquelle sont fixées un nombre très grand de cathodes, de cellules photoélectriques, isolées entre elles par un procédé chimique approprié.

La mosaïque est, en somme, constituée par un très grand

nombre de cellules photoélectriques dont les plaques sont communes et accessibles de l'extérieur.

Supposons que les diverses électrodes du tube cathodique soient alimentées convenablement et que l'anode de la mosaïque soit montée comme indiqué sur la figure XX-2-3.

Projetons une image sur le côté « cathodes » de la mosaïque

Lorsque le spot vient en un point quelconque, en M par exemple, la cellule élémentaire qui se trouve en ce point, est excitée, et il se produit un courant dans R. Si le spot passe rapidement en un autre point, il y a excitation d'une autre cellule élémentaire.

Comme le courant varie dans le même sens que l'excitation lumineuse (à peu près proportionnellement), il y a variation de tension aux bornes de R lorsque le spot passe d'un point à un autre, éclairé différemment. Si l'image est explorée suivant une loi quelconque, on obtient ainsi des variations correspondantes de courant dans R, ou encore des variations de tension aux bornes. Ces variations de tension sont transmises par C à un amplificateur, comme dans le cas des deux figures précédentes.

C) Exploration de l'image.

Il s'agit d'explorer une image animée projetée sur la mosaïque de cathodes de l'iconoscope. Conformément au principe du cinéma, on suppose que, pendant un temps très court, l'image est fixe. Actuellement, en France, on a fixé ce temps à $1/50^e$ de seconde, et on l'appelle *période d'image*. La fréquence d'image est, par conséquent, 50 c/s.

Pendant la période $T = 1/50^e$ de seconde, on capte l'image avec le spot de l'icône, suivant le schéma de la figure XX-2-4.

Supposons que, dans le cadre 1-2-27-28, soit projetée l'image à explorer.

Le spot part du point 1 pour aller relativement lentement de 1 à 2, rapidement de 2 à 3, lentement de 3 à 4, et ainsi de suite jusqu'au point 14. De ce point, il va à 15 et explore à nouveau l'image, pour arriver au point 28. L'image est ainsi explorée entièrement en un cinquantième de seconde, et le spot va de 28 à 1, pour recommencer une seconde exploration.

En réalité, il y a plus de 27 lignes : actuellement, on en est à 441 ou 450 en France, et à 500 environ en Amérique. En laboratoire, on a même adopté jusqu'à 1.000 lignes et plus.

Lorsque le nombre des lignes est grand, celles-ci sont très resserrées et elles paraissent, dans ces conditions, horizontales.

Les traits gras comme 1-2 et 15-16 sont dits « allers » et les traits pointillés « retours » de lignes. Les deux courbes 28-1 et 14-15 sont les « retours d'image ».

Les « retours » sont très rapides et ne comptent pas pour l'exploration, qui se fait seulement sur les « allers ».

L'ensemble de l'exploration sur les lignes impaires (1-2, 3-4, etc.) constitue l'exploration d'une demi-image, avec 220 ou 225 lignes et une durée totale de $1/50^e$ de seconde.

L'autre demi-image comporte, à une ligne près, le même nombre de lignes (lignes paires telles que 15-16, 17-18, etc.) et dure également $1/50^e$ de seconde.

Il y a donc environ 225 lignes par cinquantième de seconde. Si l'on néglige les durées des « retours », on voit que la durée d'exploration d'une ligne est de :

$$T_1 = \frac{1}{50.225} = \frac{1}{11.250} \text{ seconde,}$$

ce qui correspond à une fréquence dite de ligne :

$$F_1 = 11.250 \text{ c/s.}$$

Plus il y a de lignes, plus elles sont rapprochées et mieux l'image projetée sur la mosaïque est explorée.

D) Reproduction de l'image.

La tension « basse fréquence » produite par l'icône — que l'on désigne en télévision sous le nom de tension *vidéo fréquence* — est amplifiée, puis module un émetteur, qui transmet les ondes dans l'espace. La vidéo fréquence varie de 25 c/s à 3,5 Mc/s dans l'émission actuelle qui s'effectue, pour l'image, sur 46 Mc/s.

L'émission de son s'effectue sur 42 Mc/s.

À la réception, l'émission d'image est reçue par un récepteur à amplification directe ou superhétérodyne, comme ceux que nous avons décrits dans le livre XVIII.

La vidéo fréquence obtenue à la sortie de ces récepteurs (point W) est appliquée au Wehnelt du tube cathodique. Si le rayon cathodique explore l'écran suivant la même loi que le rayon cathodique de l'icône, on obtient sur l'écran du tube une image qui reproduit celle projetée sur la mosaïque, et cela d'autant mieux que le nombre de lignes est plus grand et que les diverses distorsions des appareils d'émission ou de réception auront été réduites.

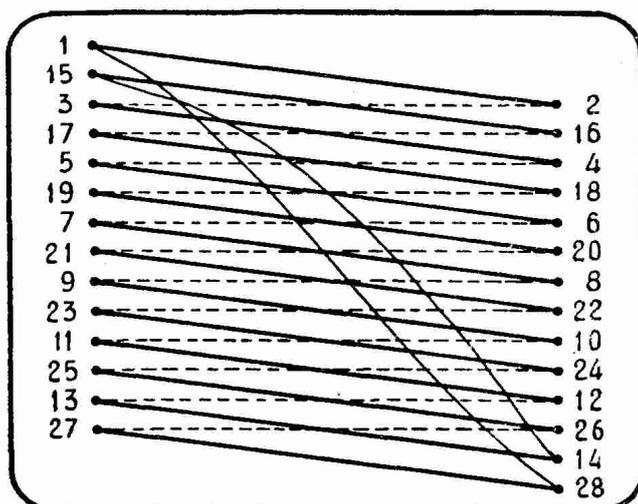


FIG. XX-2-4. — Comment se pratique l'exploration interlignée d'une image.

§ 3. — Exploration et balayage.

Pour obtenir le genre d'exploration sus-indiqué, on utilise des tensions en dents de scie que l'on applique aux plaques de déviation soit du tube iconoscope, soit du tube cathodique. Si ces tubes sont à déviation magnétique, ce sont des courants en dents de scie qui traversent les bobines de déviation.

La figure XX-2-4 représente, en effet, pour les lignes 1, 3, ...13, les retours 2, 4, 6, ...14 et le retour d'image 14-15, l'oscillogramme que l'on obtient si l'on applique une tension en dents de scie de 11.250 c/s aux plaques de déviation horizontale, et une tension en dents de scie de 50 c/s aux plaques de déviation verticale. L'interlignage (alternance des lignes impaires avec les lignes paires) est obtenu par un procédé spécial, dont la description est hors du cadre de cet ouvrage.

On voit donc qu'à la réception, il est nécessaire d'incorporer deux bases de temps à l'ensemble :

1° La base de temps d'image, fournissant une tension ou un courant en dents de scie, pouvant être réglé autour de 50 c/s ;

2° La base de temps de lignes, fournissant une tension ou un courant en dents de scie à 11.250 c/s environ, pouvant également être réglée autour de cette fréquence.

§ 4. — Synchronisation.

Pour que l'image explorée sur la mosaïque de l'inoscope soit reproduite correctement sur l'écran du tube cathodique, il est indispensable que le balayage de l'écran se fasse suivant la même loi que celle de l'exploration de la mosaïque. Cela revient à rendre synchrones les instants de déclenchement des bases de temps de l'émetteur et du récepteur.

Pour obtenir ce résultat, des signaux de synchronisation sont intercalés dans la modulation de l'émetteur.

Ces signaux, à la réception, sont séparés de la modulation vidéo fréquence à la sortie détectrice ou à la sortie d'un étage V.F. Le montage destiné à ne laisser passer que les signaux de synchronisation est connu sous le nom de séparateur, ou lampe séparatrice, ou encore lampe de synchronisation. Dans ce montage, on sépare aussi le signal de synchronisation de lignes de celui d'image, et chaque signal est ainsi appliqué à la base de temps qui lui correspond.

§ 5. — Bases de temps pour télévision.

Les deux systèmes de bases de temps les plus utilisés actuellement sont :

- 1° Le système à thyatron ;
- 2° Le système à tubes à vides.

La figure XX-5-1 donne le schéma d'une base de temps à thyatron. La charge s'effectue par une résistance. Le thyatron est suivi d'un amplificateur dont la nature varie suivant le tube cathodique à attaquer.

Les valeurs des éléments sont données par le tableau ci-dessous :

	Base lignes	Base image
R_g	50.000 Ω	50.000 Ω
R_k	Pot. 10.000 Ω	Pot. 10.000 Ω
R_p	300 Ω	300 Ω
R_n	300.000 Ω	300.000 Ω
C_c	1.000 à 5.000 pF	0,1 à 0,5 μ F
C_k	0,1 μ F	50 μ F
C_s	10.000 pF	0,1 à 0,5 μ F

Ces données correspondent à un des nombreux montages possibles. Le thyatron est un 84 ou un EC50.

Comme exemple de base de temps avec tubes à vide, nous donnons, sur la figure XX-5-2, le schéma d'un montage à couplage cathodique.

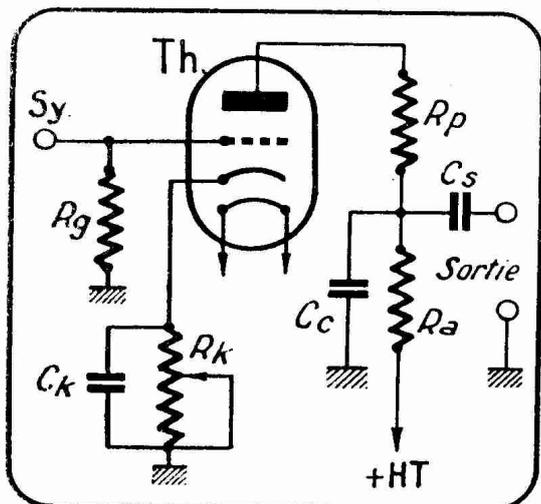


FIG. XX-5-1. — Montage d'une base de temps à thyatron.

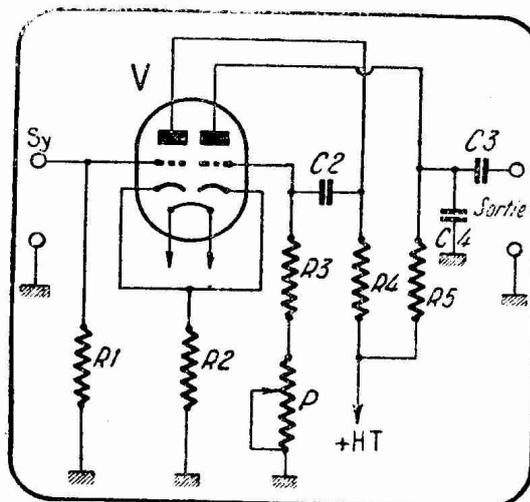


FIG. XX-5-2. — Base temps à multi-vibrateur par couplage cathodique.

Les valeurs des éléments sont les suivantes :

Base de temps lignes :

$V = \text{ECC40 Dario ou Miniwatt}$, $R_1 = 0,5 \text{ M}\Omega$, $R_2 = 850 \text{ }\Omega$, $R_3 = 50.000 \text{ }\Omega$, $R_4 = 115.000 \text{ }\Omega$, $R_5 = 60.000 \text{ }\Omega$, $C_1 = 25 \text{ à } 100 \text{ pF}$, $C_2 = 80 \text{ pF}$, $C_3 = 1.200 \text{ pF}$, $C_4 = 10.000 \text{ pF}$, $P = 300.000 \text{ }\Omega$.

Base de temps image :

$C_1 = C_3 = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$, $C_2 = 5.000 \text{ pF}$, $C_4 = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$.

Le reste sans changement.

Le potentiomètre P règle la fréquence.

Dans toutes ces bases de temps, on connecte à l'entrée « Sy » la sortie du dispositif de synchronisation ; et à la sortie, l'entrée de l'amplificateur convenant au tube cathodique à utiliser.

§ 6. — Amplificateurs pour bases de temps.

A) *Cas des tubes à déviation électrostatique.*

On choisit de préférence un tube ayant ses quatre plaques accessibles, comme, par exemple, le C125-S Mazda.

Dans ce cas, chaque base de temps est suivie d'un amplificateur à résistances comportant éventuellement une amplificatrice, suivie d'une déphaseuse et de deux lampes finales (non obligatoirement de puissance) en push-pull.

La figure XX-6-1 donne un schéma utilisant une ECC40 Miniwatt suivie de deux pentodes finales EL41.

L'élément I de la ECC40 est l'élément préamplificateur : l'élément II est le déphaseur. Les plaques sont reliées aux grilles des lampes finales EL41, par l'intermédiaire des condensateurs de liaison C_2 et C_3 .

P_1 règle l'amplitude et P_2 l'équilibrage du push-pull, de façon que les grilles des lampes finales reçoivent la même tension.

Les deux triodes sont soumises à une contre-réaction d'intensité obtenue en ne shuntant pas les résistances de cathode, R_1 et R_2 .

Les valeurs des éléments fixes sont les suivantes :

$$\begin{aligned} V_1 &= \text{ECC40}, V_2 = V_3 = \text{EL41}; \\ R_1 &= R_2 = 2.000 \ \Omega; \\ R_3 &= R_5 = 100.000 \ \Omega; \\ R_4 &= 50.000 \ \Omega; \\ R_6 &= R_{10} = 2.000 \ \Omega; \\ R_7 &= R_8 = 700.000 \ \Omega; \\ R_9 &= 100 \ \Omega; \\ R_{11} &= R_{13} = 50.000 \ \Omega; \\ R_{12} &= R_{14} = 3.000 \ \Omega; \\ R_{15} &= 2.000 \ \Omega. \end{aligned}$$

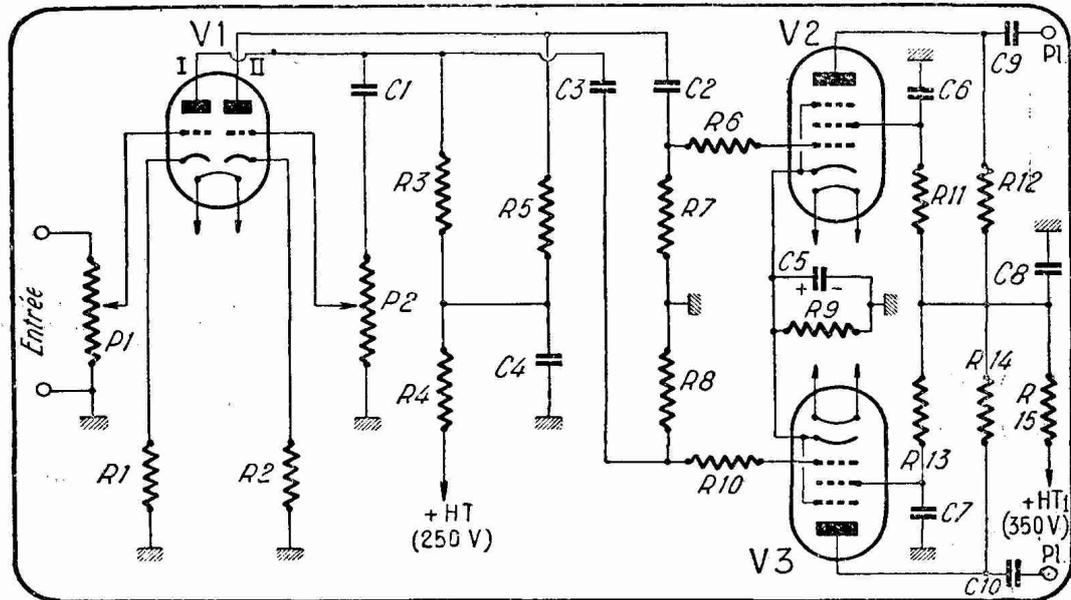


FIG. XX-6-1. — Amplificateur push-pull pour bases de temps. Attaque d'un tube à déviation électrostatique.

Les valeurs des condensateurs varient suivant qu'il s'agit d'une base de temps lignes ou image.

Pour l'amplificateur de lignes, on prend :

$$C_1 = 20.000 \text{ pF mica}, C_2 = C_3 = 10.000 \text{ pF mica}, C_4 = 0,1 \ \mu\text{F}, C_5 = 25 \ \mu\text{F} - 25 \text{ V}, C_6 = C_7 = 0,5 \ \mu\text{F}, C_8 = 0,5 \ \mu\text{F}, C_9 = C_{10} = 10.000 \text{ pF mica}.$$

Pour l'image, les valeurs sont les suivantes :

$$C_1 = 0,25 \ \mu\text{F}, C_2 = C_3 = 0,1 \ \mu\text{F}, C_4 = 8 \ \mu\text{F} \text{ shunté par } 0,1 \ \mu\text{F}, C_5 = 3 \text{ condensateurs de } 50 \ \mu\text{F} - 25 \text{ V en parallèle}, C_6 = C_7 = 8 \ \mu\text{F}, C_8 = 32 \ \mu\text{F}, C_9 = C_{10} = 0,25 \ \mu\text{F}.$$

Dans le cas de l'amplificateur lignes, on peut aussi modifier les résistances comme suit :

$$R_3 = R_5 = 20.000 \ \Omega;$$

$$R_1 = R_2 = 1.500 \ \Omega;$$

les autres valeurs restant inchangées.

Les sorties « P1 » attaquent les plaques de déviation du tube cathodique.

B) Cas des tubes à déviation magnétique.

Pour obtenir le courant en dents de scie qui doit parcourir les bobines de déviation, il est nécessaire de prévoir une lampe de puissance entre la base de temps et chaque paire de bobines. La figure XX-6-2 donne le schéma d'un tel amplificateur. Nous n'indiquons pas les valeurs, qui diffèrent suivant le tube à attaquer, la lampe de puissance (6V6, EL3, 6L6, 4654, 4Y25, etc.) utilisée et la base de temps qui précède l'amplificatrice.

Un schéma avec valeurs est donné dans la description complète d'un téléviseur, que l'on trouvera plus loin.

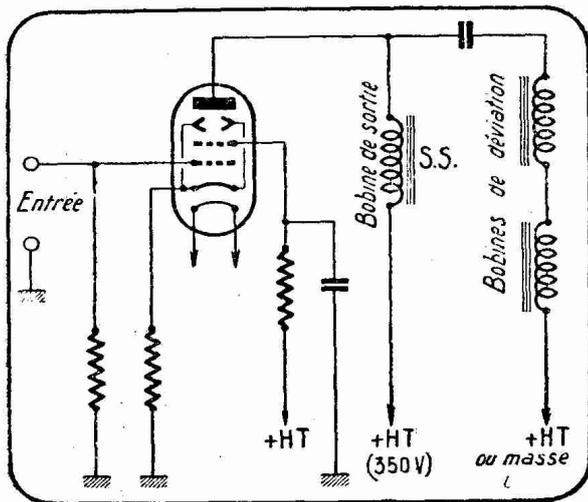


FIG. XX-6-2. — Montage d'une lampe amplificatrice de puissance pour l'attaque d'un tube cathodique à déviation électromagnétique.

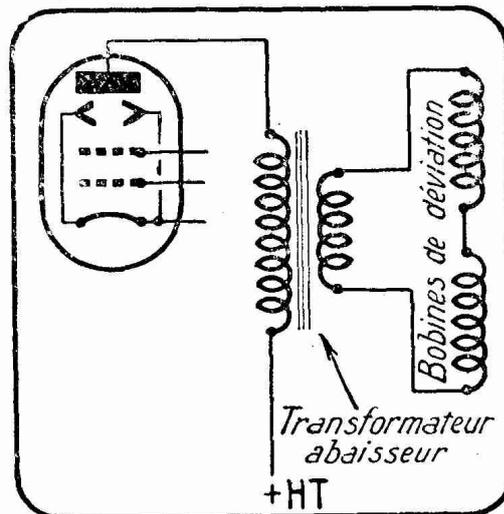


FIG. XX-6-3. — Remplacement de la bobine de sortie S.S. par un transformateur abaisseur.

Dans certaines réalisations, la bobine de sortie S.S. est remplacée par un transformateur, en général abaisseur, comme indiqué sur la figure XX-6-3.

§ 7. — Un ensemble de réception de télévision avec tube à déviation électrostatique.

Cet appareil est destiné à fonctionner avec un tube à déviation électrostatique de 125 mm de diamètre d'écran.

A) Composition de l'ensemble.

Les différentes parties dont se compose l'ensemble sont les suivantes :

- Le tube cathodique Mazda C-125-S à écran blanc, type W1 ;
- Le récepteur d'images ;
- Les deux bases de temps ;
- Le récepteur de son ;
- L'alimentation de l'ensemble.

B) Le tube cathodique et ses commandes.

Celui-ci possède ses quatre plaques de déviation accessibles, ce qui permet d'attaquer en push-pull chaque paire. Nous adopterons une tension de 2.000 volts environ, entre la cathode et l'anode 2.

La sensibilité des plaques de déviation 1 et 2 est de 0,29 mm/V en courant continu.

Pour balayer 10 centimètres, il faut une tension de base de temps de 350 volts environ.

De même, la sensibilité des plaques de déviation 3 et 4 est de 0,31 mm/V. Pour balayer 8 cm environ (balayage vertical), il est nécessaire que la base de temps d'image fournisse 320 volts.

Les circuits d'alimentation et des commandes du tube cathodique sont donnés par la figure XX-7-1, et le brochage du tube par la figure XX-7-2. Nous avons indiqué aussi sur le schéma de principe de la figure XX-7-1 les numéros des broches correspondant à chaque électrode du tube Mazda C-125-S. Les quatre commandes sont les suivantes :

P_1 : commande de lumière par réglage de la tension de la grille Wehnelt ;

P_2 : commande de concentration par réglage de la tension de la première anode :

P_3 : commande du centrage dans le sens vertical ;

P_4 : commande du centrage dans le sens horizontal.

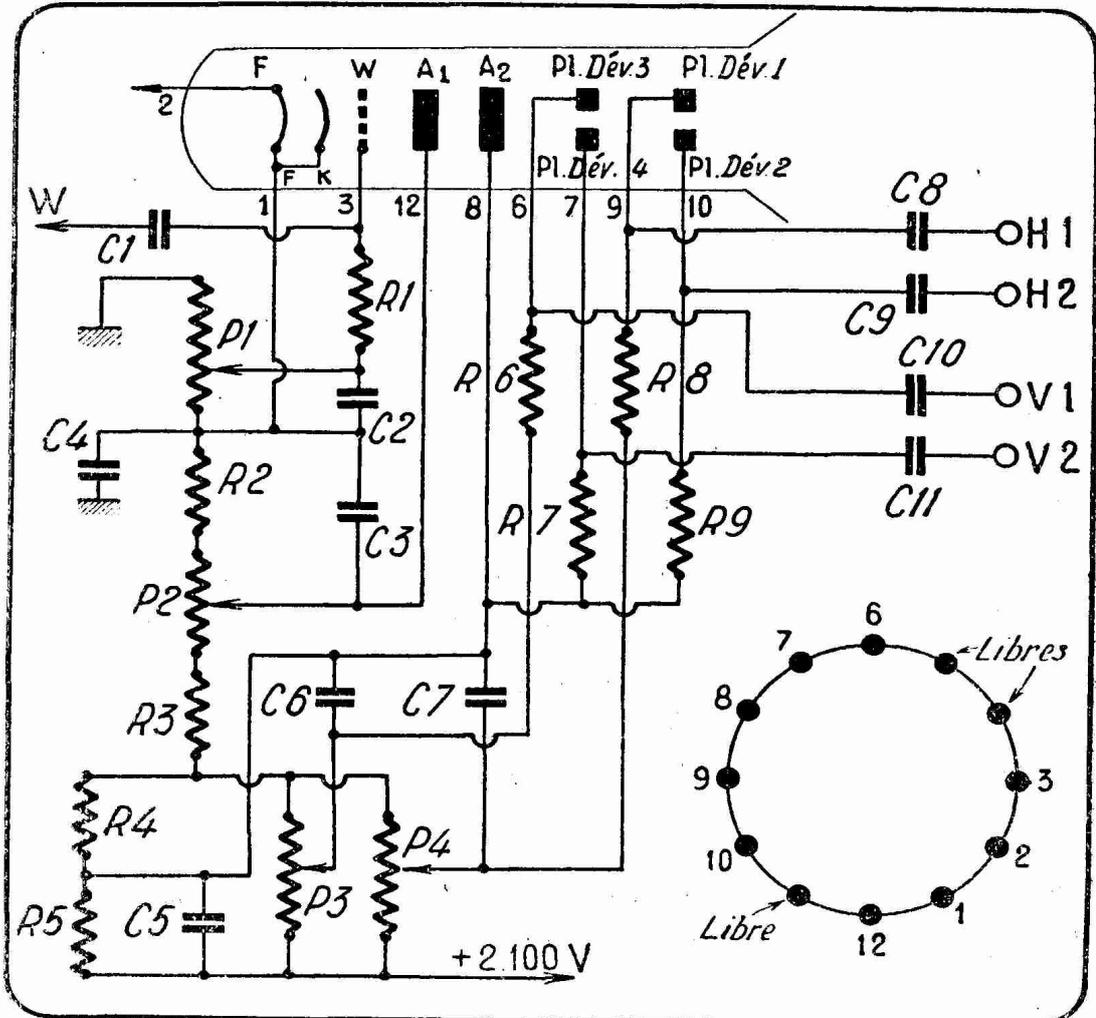


FIG. XX-7-1 et XX-7-2. — Les différentes commandes et le brochage du tube Mazda C-125-S.

Ces potentiomètres règlent la tension d'une plaque de déviation de chaque paire par rapport à la tension de l'anode 2.

Voici les valeurs des éléments de cette partie :

$P_1 = 20.000 \Omega$; $P_2 = 200.000 \Omega$; $P_3 = P_4 = 1 \text{ M}\Omega$.

$R_1 = 500.000 \Omega$; $R_2 = 500.000 \Omega$; $R_3 = 1,2 \text{ M}\Omega$; $R_4 = 200.000 \Omega$;
 $R_5 = 200.000 \Omega$; $R_6 = 2 \text{ M}\Omega$; $R_7 = 2 \text{ M}\Omega$; $R_8 = 2 \text{ M}\Omega$; $R_9 = 2 \text{ M}\Omega$.

$C_1 = 0,1 \mu\text{F}$, $C_2 = 0,5 \mu\text{F}$, $C_3 = C_4 = 0,05 \mu\text{F}$, $C_5 = C_6 = C_7 = 0,1 \mu\text{F}$,
 $C_8 = C_9 = 10.000 \text{ pF}$ 2.000 volts service, $C_{10} = C_{11} = 0,1 \mu\text{F}$ 2.000 volts service.
 Pour les autres condensateurs : 1.500 V essai en alternatif.

Les quatre derniers condensateurs C_8 à C_{11} seront de la meilleure qualité possible.

Les connexions de cette partie aux autres éléments de l'ensemble sont :

W à la sortie du récepteur d'image.

H_1 et H_2 à la sortie de la base de temps lignes.

V_1 et V_2 à la sortie de la base de temps image.

C) Base de temps image.

Le schéma de la figure XX-7-3 est commun aux deux bases de temps ; seules, quelques valeurs diffèrent.

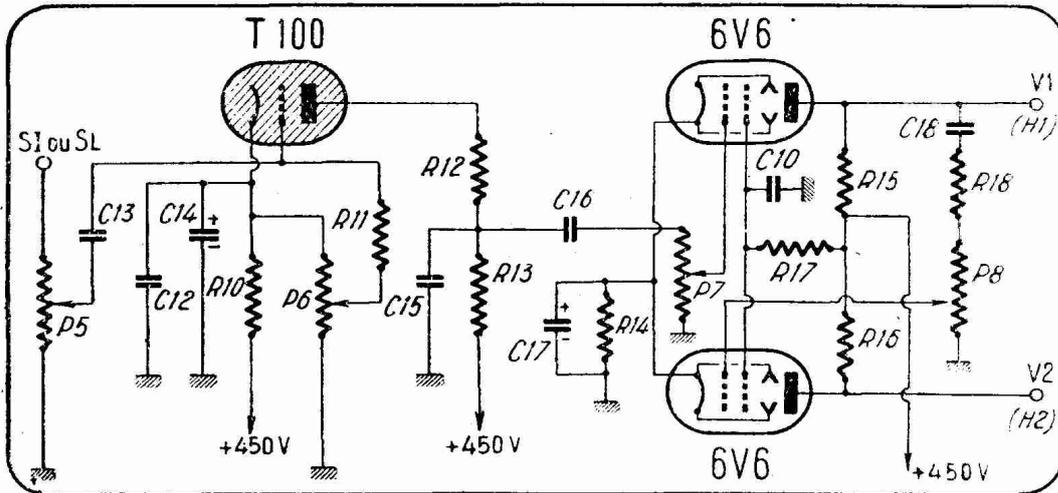


FIG. XX-7-3. — Schéma général des bases de temps lignes et image.

Le générateur de tensions de relaxation est un thyatron type T 100 Mazda.

La polarisation de grille de ce tube est déterminée par la position du curseur de P_6 , qui règle l'amplitude et la fréquence simultanément. Ayant obtenu la fréquence voulue avec P_6 , on règle définitivement l'amplitude avec P_7 .

La tension de sortie du thyatron est appliquée à la grille de l'une des 6V6. Une tension en opposition de phase est prise au curseur de P_8 , qui règle exactement la valeur de la tension appliquée à la grille de l'autre 6V6. Les deux tensions en opposition de phase sont prises aux plaques de déviation du tube cathodique pour la déviation verticale ou en H_1 et H_2 pour la déviation horizontale (lignes).

Voici les valeurs des éléments pour la base de temps images :

$C_{12} = C_{13} = C_{15} = C_{16} = 0,5 \mu\text{F}$, $C_{14} = 50 \mu\text{F} - 50 \text{ V}$, $C_{17} = 50 \mu\text{F} - 25 \text{ V}$,
 $C_{18} = 0,5 \mu\text{F}$, $C_{19} = 8 \mu\text{F} - 500 \text{ V}$ électrolytique.

$P_5 = 500.000 \Omega$; $P_6 = 10.000 \Omega$ bobiné ; $P_7 = 200.000 \Omega$; $P_8 = 200.000 \Omega$.

$R_{10} = 100.000 \Omega$ 1 W,

$R_1 = 50.000 \Omega$ 1/2 W,

$R_{12} = 300 \Omega$ 1/2 W,

$R_{13} = 400.000 \Omega$ 1 W,

$R_{14} = 125 \Omega$ 2 W,

$R_{15} = 5.000 \Omega$ 6 W bobinée,

$R_{16} = 5.000 \Omega$ 6 W bobinée,

$R_{17} = 20.000 \Omega$ 2 W,

$R_{18} = 500.000 \Omega$ 1/2 W.

La linéarité peut, dans une certaine mesure, être corrigée avec P_8 . La valeur de R_{17} est approximative. L'ajuster de manière que les tensions aux plaques et aux écrans soient identiques.

D) Base de temps lignes.

Comme nous l'avons dit plus haut, elle est réalisée suivant le même schéma que la précédente (fig. XX-7-3).

Les valeurs des éléments sont les suivantes :

$$\begin{aligned}
 C_{13} &= 100 \text{ pF mica ;} \\
 C_{14} &= 0,5 \text{ } \mu\text{F ;} \\
 C_{15} &= 500 \text{ pF mica ;} \\
 C_{16} &= 0,1 \text{ } \mu\text{F ;} \\
 C_{17} &= 0,5 \text{ } \mu\text{F ;} \\
 C_{18} &= 0,05 \text{ } \mu\text{F ;} \\
 C_{19} &= 0,5 \mu\text{F.} \\
 P_3 &= 100.000 \text{ } \Omega \text{ ;} \\
 P_6 &= 10.000 \Omega \text{ ;} \\
 P_7 &= 200.000 \text{ } \Omega \\
 P_8 &= 200.000 \text{ } \Omega \text{ ;} \\
 R_9 &= 100.000 \text{ } \Omega \text{ 1 W ;} \\
 R_{11} &= 50.000 \text{ } \Omega \text{ 1/2 W ;} \\
 R_{12} &= 500 \text{ } \Omega \text{ 1/2 W ;} \\
 R_{13} &= 400.000 \text{ } \Omega \text{ 1 W ;} \\
 R_{14} &= 125 \text{ } \Omega \text{ ;} \\
 R_{15} &= 5.000 \text{ } \Omega \text{ 6 W, bobinée ;} \\
 R_{16} &= 5.000 \text{ } \Omega \text{ 6 W, bobinée ;} \\
 R_{17} &= 20.000 \text{ } \Omega \text{ 2 W ;} \\
 R_{18} &= 500.000 \text{ } \Omega \text{ 1/2 W.}
 \end{aligned}$$

Même observation que plus haut en ce qui concerne R_{17} .

E) Récepteur d'image :

Pour réaliser un récepteur d'image de télévision, on a le choix entre un très grand nombre de montages. Il en existe autant que dans le cas des récepteurs de radio.

Deux conditions, toutefois, servent de guide dans le choix du schéma à adopter :

- 1° La sensibilité requise ;
- 2° La nature du tube cathodique adopté.

En ce qui concerne la première condition, nous nous en tiendrons au cas d'une bonne réception dans la région parisienne, soit dans un rayon de 30 km autour de la Tour Eiffel. Pour étendre la réception à une région plus vaste, soit un cercle de 100 km de rayon, nous donnerons en supplément le schéma d'un préamplificateur HF spécial. Le choix du tube détermine, dans une certaine mesure, la largeur de la bande passante des circuits HF et MF.

Avec un tube de 31 cm, « passer » 3,5 Mc/s ne sera pas de trop ; par contre, nous estimons que 2,5 Mc/s constituent une bande passante suffisante dans le cas d'un tube de 12,5 cm.

En réduisant la bande passante, on peut gagner en sensibilité, ce qui permet de réaliser le récepteur avec un nombre de tubes plus réduit.

F) Caractéristiques du récepteur image :

Cette partie de l'ensemble est du type superhétérodyne (fig. XX-7-4).

Le récepteur se compose des lampes suivantes :

- a) Une changeuse de fréquence 6E8 ;
- b) Deux moyennes fréquences 6M7 ;
- c) Une détectrice 6H6 ;
- d) Une basse fréquence 6M7.

Une plus grande sensibilité serait obtenue avec des 1852 (ou 1851 ou R219) à la place des 6M7 ; toutefois, une excellente réception est possible avec ces dernières, qui sont faciles à trouver et beaucoup moins chères. Le schéma du récepteur est donné par la figure XX-7-4. L'antenne est réalisée suivant la figure XX-7-5 et connectée en A_1 et A_2 , tandis que la prise médiane du primaire du bobinage d'accord est connectée à la masse.

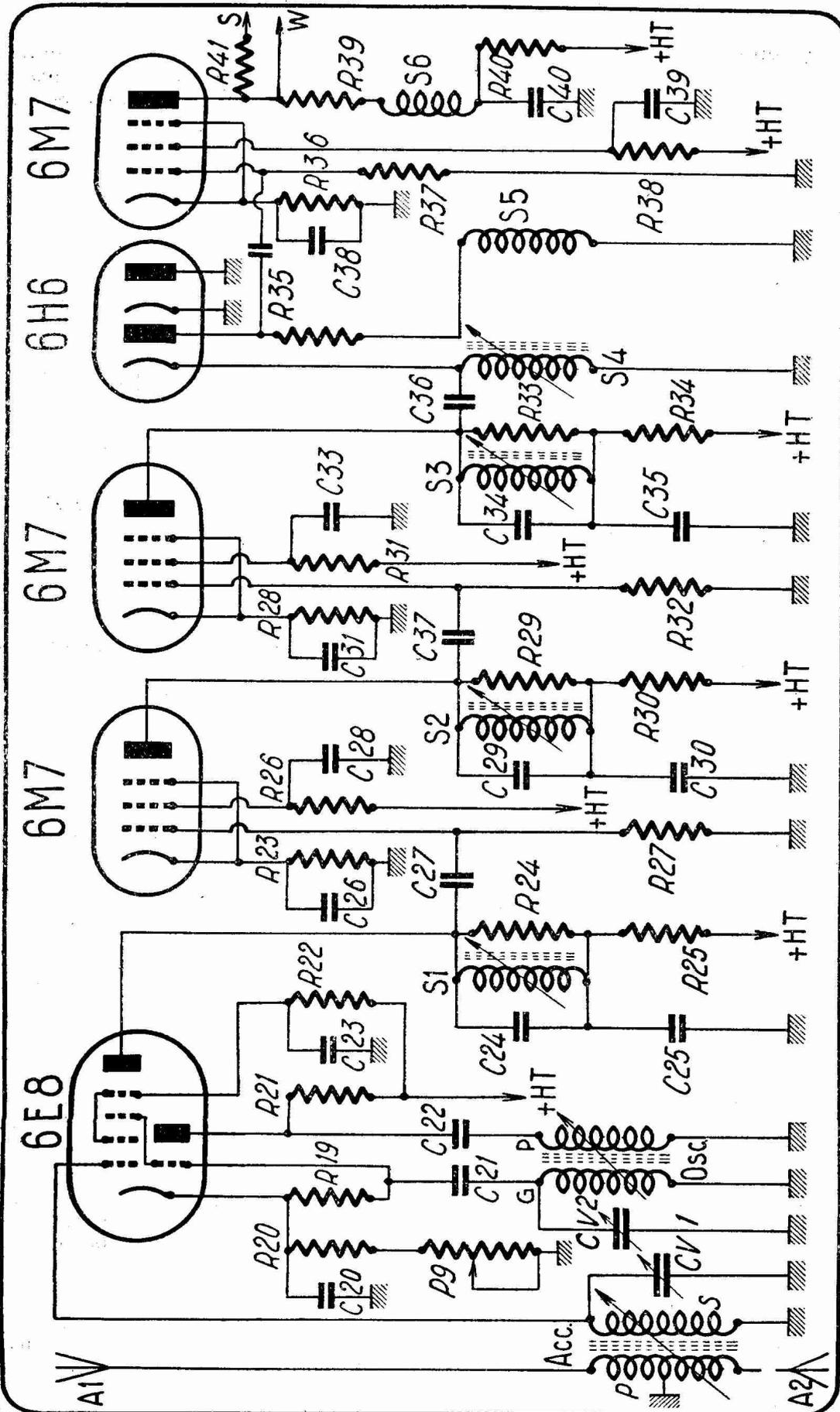


FIG. XX-7-4. — Schéma complet d'un récepteur d'image.

La figure XX-7-6 indique la connexion d'une antenne verticale unifilaire. Dans ce cas, l'antenne doit être connectée à la prise médiane, A_2 à la masse.

Le bobinage d'accord « Acc » est réalisé suivant les données de la figure XX-7-7.

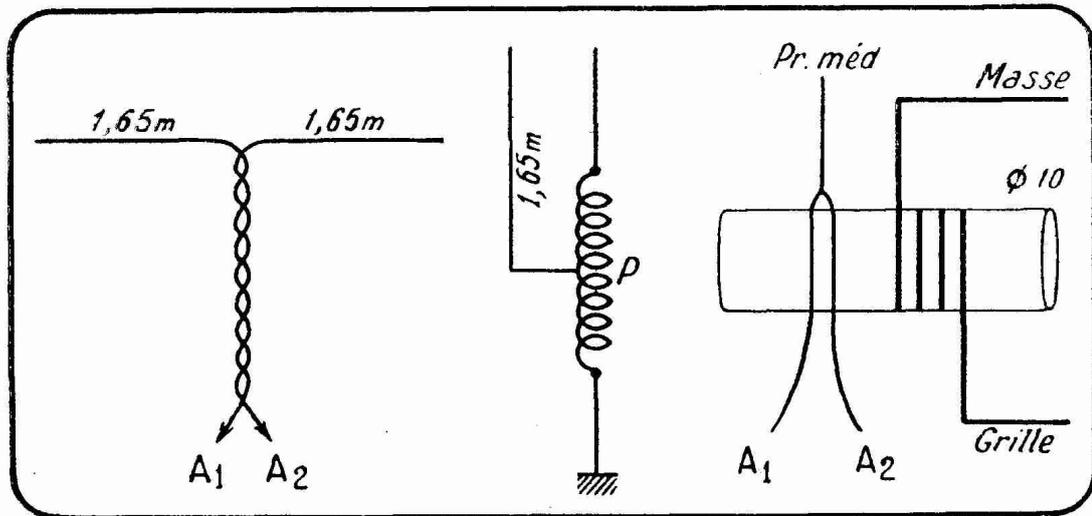


FIG. XX-7-5, XX-7-6 et XX-7-7. — Réalisation de l'antenne, attaque du circuit d'entrée et détails de confection du bobinage d'accord.

L'enroulement secondaire comprend 4 spires de fil 20/100 émaillé, écartement entre spires égal au diamètre du fil.

Le primaire comprend deux spires de même fil, même écartement. La distance entre les deux enroulements est de 1 mm.

L'oscillateur est réalisé de la manière suivante :

Sur un tube de 10 mm de diamètre, on bobine l'enroulement de grille, identique à celui d'accord.

L'enroulement de plaque se compose de 7 spires entrelacées avec celles de la grille, de manière que deux spires dépassent du côté grille et une du côté masse. Le condensateur situé à l'extrémité de l'enroulement se trouve du côté masse de l'autre enroulement.

G) Partie moyenne fréquence :

L'amplificateur moyenne fréquence est accordé sur 30 mètres, soit 10 Mc/s, avec une bande passante s'étendant de 7,5 à 12,5 Mc/s. Nous avons adopté la méthode de réception des deux bandes latérales.

Les éléments de couplage se composent d'une bobine S shuntée par une résistance d'amortissement et par un condensateur ajustable d'accord. La liaison avec la lampe suivante s'effectue par un condensateur. Pour obtenir une amplification à peu près uniforme en fonction de la fréquence sur toute l'étendue de la bande passante, on accorde S_1 sur 10 Mc/s, S_2 sur 7,5 Mc/s et S_3 sur 12,5 Mc/s.

H) Détection :

Pour obtenir des images correctes, c'est la cathode qui est attaquée par le dernier élément de couplage, composé de S_3 , C_{36} et la bobine d'arrêt S_4 .

La vidéo fréquence est obtenue aux bornes de R_{35} et S_5 , cette dernière étant la self de correction.

I) Bobinages moyenne fréquence :

Les bobines S_1 , S_2 , S_3 sont identiques. En nous basant sur des capacités d'accord de 50 pF, la self-induction de ces bobines est de 5 μ H environ.

On les réalise de la manière suivante :

Sur un tube de 10 mm de diamètre, on bobine 27 spires de fil émaillé 3/10 mm en enroulement jointif. La longueur de la bobine est, compte tenu de

l'émail, de 10 mm environ. Les capacités d'accord (C_{24} , C_{29} et C_{34}) sont des ajustables de 50 pF. En estimant les capacités parasites à 25 pF, il faut régler les ajustables à 25 pF environ.

Les résistances d'amortissement sont R_{24} , R_{29} et R_{33} .

La bobine d'arrêt S_4 est obtenue en bobinant 100 spires jointives de fil 20/100 sur un tube de 10 mm de diamètre.

J) *Amplificateur vidéo fréquence :*

En supposant que les capacités parasites soient de l'ordre de 30 pF, on prend :

$$R_{35} = R_{39} = 2.200 \ \Omega,$$

$$\text{et } S_2 = S_6 = 70 \ \mu\text{H}.$$

On réalise S_5 et S_6 en bobinant sur un tube de 20 mm de diamètre, 70 spires jointives de fil 25/100 émaillé. On peut aussi réaliser ces bobines en nid d'abeille, en utilisant des bobines d'accord PO auxquelles on a enlevé un certain nombre de spires, pour que la self-induction soit de 70 μH .

Le bobinage S comprend un primaire P identique à celui de S et un secondaire S, bobiné par dessus le primaire et de même nombre de spires, en fil 15/100 émaillé, spires jointives.

K) *Circuits de synchronisation :*

Les circuits de synchronisation correspondent à la figure XX-7-8. A la sortie de la 6M7, nous trouvons des circuits séparateurs de chaque signal de synchronisation; on les connecte respectivement à la base de temps lignes (S.L) et à celle d'image (S.I).

Voici les valeurs des éléments pour les schémas des figures XX-7-4 et XX-7-8 :

- $C_{20} = 2.000 \text{ pF mica ;}$
- $C_{21} = 25 \text{ pF mica ;}$
- $C_{22} = 50 \text{ pF mica ;}$
- $C_{23} = 2.000 \text{ pF mica ;}$
- $C_{24} = C_{29} = C_{34} = \text{ajustables au mica de } 50 \text{ pF ;}$
- $C_{25} = C_{30} = C_{35} = 10.000 \text{ pF mica ;}$
- $C_{27} = C_{32} = C_{36} = 150 \text{ pF mica ;}$

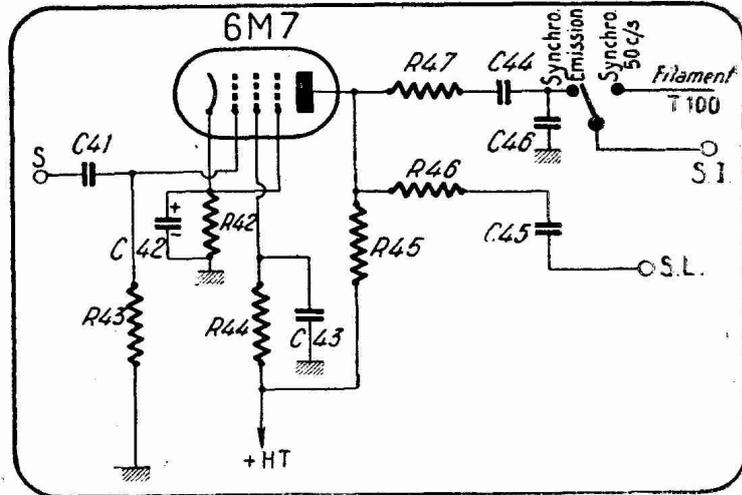


FIG. XX-7-8. — Circuits séparateurs et synchronisateurs.

- $C_{26} = C_{31} = C_{28} = C_{38} = 20.000 \text{ pF mica ;}$
- $C_{37} = 0,5 \ \mu\text{F ;}$
- $C_{38} = 2 \times 50 \ \mu\text{F} - 25 \text{ V ;}$
- $C_{39} = 8 \ \mu\text{F} - 500 \text{ V ;}$
- $C_{40} = C_{41} = 0,5 \ \mu\text{F ;}$
- $C_{42} = 100 \text{ pF mica ;}$
- $C_{43} = C_{44} = 0,5 \ \mu\text{F ;}$
- $C_{45} = C_{46} = 1.000 \text{ pF mica ;}$
- $P_9 = 10.000 \ \Omega \text{ bobiné ;}$
- $R_{19} = R_{21} = 30.000 \ \Omega - 0,5 \text{ W ;}$
- $R_{20} = R_{23} = R_{36} = 300 \ \Omega - 0,5 \text{ W ;}$
- $R_{22} = 60.000 \ \Omega - 0,5 \text{ W ;}$
- $R_{24} = 2.500 \ \Omega - 0,25 \text{ W ;}$
- $R_{25} = 1.000 \ \Omega - 0,5 \text{ W ;}$
- $R_{26} = 60.000 \ \Omega - 0,5 \text{ W ;}$
- $R_{27} = R_{32} = 100.000 \ \Omega - 0,5 \text{ W ;}$
- $R_{28} = 300 \ \Omega - 0,5 \text{ W ;}$
- $R_{29} = 2.500 \ \Omega - 0,25 \text{ W ;}$

$$\begin{aligned}
 R_{30} &= 1.000 \ \Omega - 0,5 \text{ W} ; \\
 R_{31} &= 60.000 \ \Omega - 0,5 \text{ W} ; \\
 R_{33} &= 4.000 \ \Omega - 0,25 \text{ W} ; \\
 R_{34} &= 1.000 \ \Omega - 0,5 \text{ W} ; \\
 R_{35} &= R_{36} = 2.200 \ \Omega - 0,5 \text{ W} ; \\
 R_{37} &= 500.000 \ \Omega - 0,25 \text{ W} ; \\
 R_{38} &= 70.000 \ \Omega - 0,5 \text{ W} ; \\
 R_{40} &= 5.000 \ \Omega - 0,5 \text{ W} ; \\
 R_{41} &= R_{43} = 200.000 \ \Omega - 0,25 \text{ W} ; \\
 R_{42} &= 1.000 \ \Omega - 0,5 \text{ W} ; \\
 R_{44} &= 200.000 \ \Omega - 0,5 \text{ W} ; \\
 R_{45} &= R_{46} = R_{47} = 50.000 \ \Omega - 0,25 \text{ W} ;
 \end{aligned}$$

L) *Utilisation de lampes 1852, 1851 et R219 :*

Si l'on veut remplacer les 6M7 par ces lampes, qui ont une pente trois fois plus élevée, il suffit de modifier les valeurs des résistances cathodiques, qui seront de $160 \ \Omega - 0,5 \text{ W}$ en HF et MF, sans changement en VF.

M) *Récepteur de son :*

Celui-ci est à amplification directe et comprend deux étages HF, une détectrice et première BF, et une seconde BF finale. La partie HF est conforme à la figure XX-7-9. Les valeurs des éléments sont les suivantes :

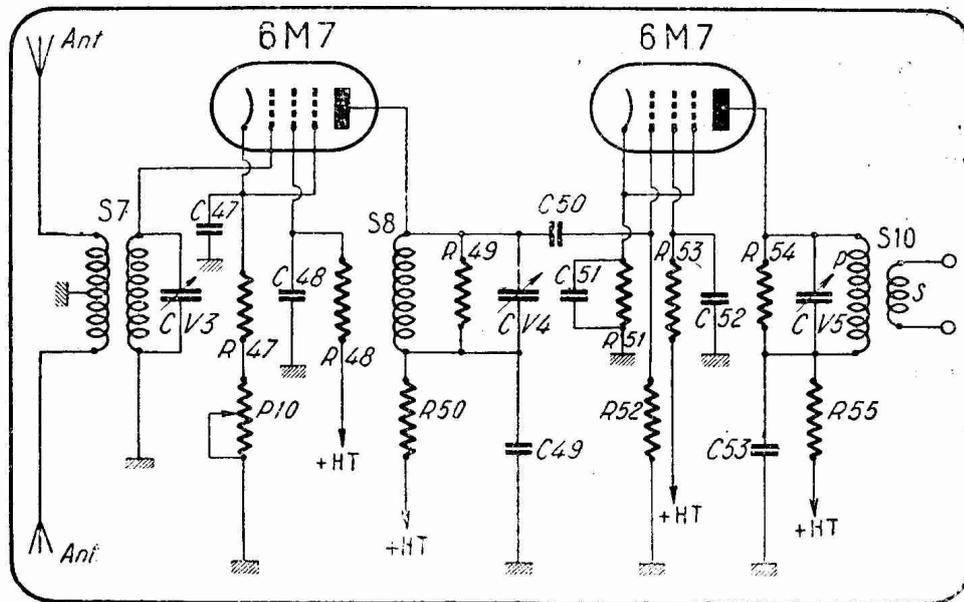


FIG. XX-7-9. — *Partie haute fréquence du récepteur de son.*

$$\begin{aligned}
 CV_3 \text{ à } CV_5 &= 50 \text{ pF au mica, ajustables} ; \\
 C_{47} &= C_{48} = C_{53} = 2.000 \text{ pF au mica} ; \\
 C_{49} &= C_{51} = C_{52} = C_{53} = 2.000 \text{ pF au mica} ; \\
 C_{50} &= 150 \text{ pF au mica} ; \\
 R_{47} &= R_{51} = 300 \ \Omega - 0,5 \text{ W} ; \\
 R_{48} &= R_{53} = 60.000 \ \Omega - 0,5 \text{ W} ; \\
 R_{49} &= R_{54} = 200.000 \ \Omega - 0,5 \text{ W} ; \\
 R_{50} &= R_{56} = 1.000 \ \Omega - 0,5 \text{ W} ; \\
 R_{52} &= 100.000 \ \Omega - 0,5 \text{ W} ; \\
 P_{10} &= 1.000 \ \Omega \text{ bobiné.}
 \end{aligned}$$

L'accord se fait sur 42 Mc/s, fréquence de l'émetteur de son de la Tour Eiffel.

La partie détection et BF est donnée sur la figure XX-7-10, qui reproduit à sa gauche le secondaire S du transformateur S10 de la figure XX-7-9.

Les valeurs des éléments sont :

- $C_{55} = C_{56} = 100 \text{ pF mica ;}$
- $C_{57} = C_{60} = 20.000 \text{ pF mica ou papier ;}$
- $C_{58} = 300 \text{ pF ;}$
- $C_{59} = C_{61} = 25 \text{ } \mu\text{F} - 25 \text{ V ;}$
- $C_{62} = 0,5 \text{ } \mu\text{F} ;$
- $C_{63} = 3.000 \text{ pF ;}$
- $R_{57} = 50.000 \text{ } \Omega - 0,25 \text{ W ;}$
- $R_{58} = R_{61} = 500.000 \text{ } \Omega - 0,25 \text{ W ;}$
- $R_{59} = 2.500 \text{ } \Omega - 0,25 \text{ W ;}$
- $R_{60} = 100.000 \text{ } \Omega - 0,5 \text{ W ;}$
- $R_{62} = 250 \text{ } \Omega - 1 \text{ W ;}$
- $R_{63} = 250.000 \text{ } \Omega - 0,25 \text{ W ;}$
- $P_{11} = 500.000 \text{ } \Omega - 0,25 \text{ W ;}$

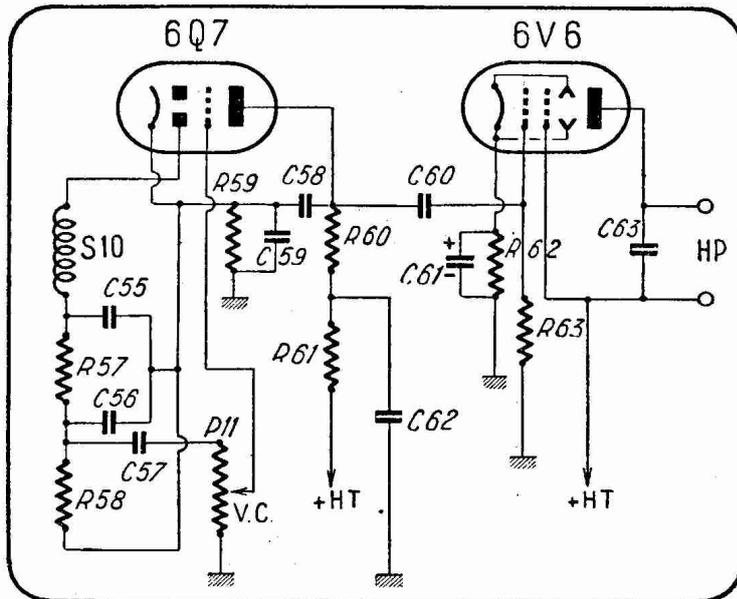


FIG. XX-7-10. — Partie détection et basse fréquence du récepteur de son.

N) Alimentation :

Pour cette dernière partie de l'ensemble, il est prévu deux blocs indépendants.

Le premier alimente le tube cathodique et fournit une HT de 2.100 volts environ.

Le second bloc alimente les autres parties de l'ensemble.

O) Bloc HT pour le tube cathodique :

Il comprend un transformateur à 3 secondaires, le premier fournissant 6,3 V sous 0,8 A pour le filament du tube (F et FK), le second fournissant 2,5 V sous 1,75 A pour le filament de la valve 879, et le troisième 1.700 V sous 5 mA, pour alimenter la plaque de la valve. Le système de filtrage à résistance-capacités est indiqué sur la figure XX-7-11.

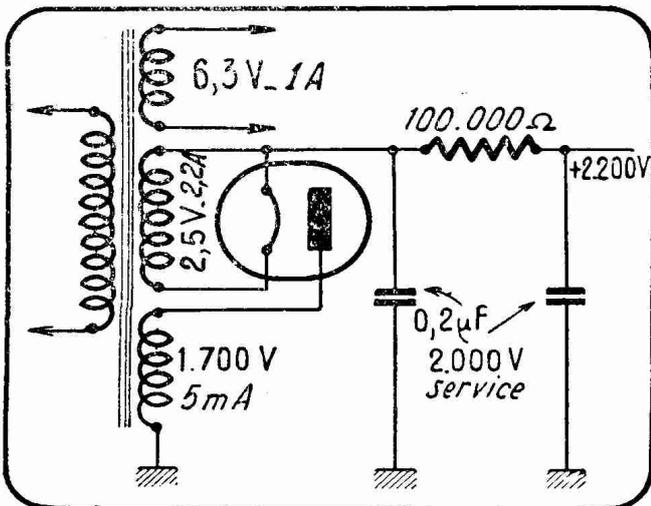


FIG. XX-7-11. — Montage de l'alimentation du tube cathodique.

récepteur image ; 1,6 A pour le récepteur de son. Si l'on utilise des 1852 à la place des 6M7, il faut augmenter ces valeurs en conséquence.

Il est, d'ailleurs, possible de prévoir des secondaires séparés à plus faible débit, si on le désire. Pour le secondaire 2, il faudrait 3 A sous 5 V.

P) Bloc d'alimentation générale de l'ensemble :

Celui-ci est réalisé suivant le schéma classique de la figure XX-7-12. Le secondaire 6.3 volts doit fournir un courant déterminé par le choix des lampes utilisées. Avec les 6M7, ce courant est la somme de :

2,6 A pour les deux bases de temps ; 0,3 A pour la lampe de synchronisation ; 1,5 A pour le

Enfin, la HT est de 2×450 V sous 200 mA environ. Les selfs L_1 et L_2 ont

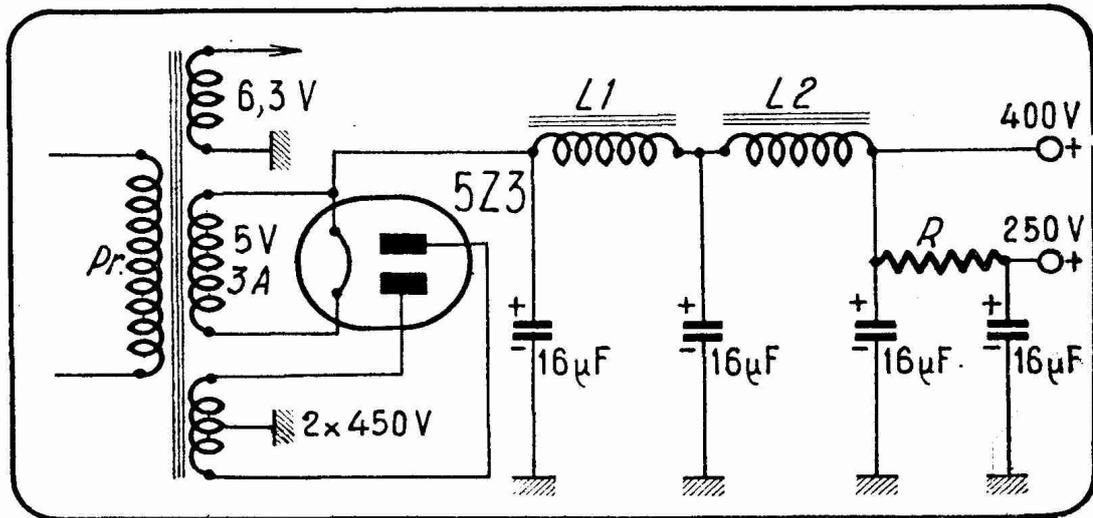


FIG. XX-7-12. — Alimentation de l'ensemble du récepteur, non compris le tube cathodique.

un coefficient de self-induction de 15 H chacune (valeur non critique) et une résistance en continu très faible, inférieure à 200 Ω .

Les condensateurs de filtrage doivent pouvoir supporter une pointe de 700 V, et il vaut mieux utiliser à leur place des condensateurs de 32 μ F en série, comme indiqué sur la figure XX-7-13.

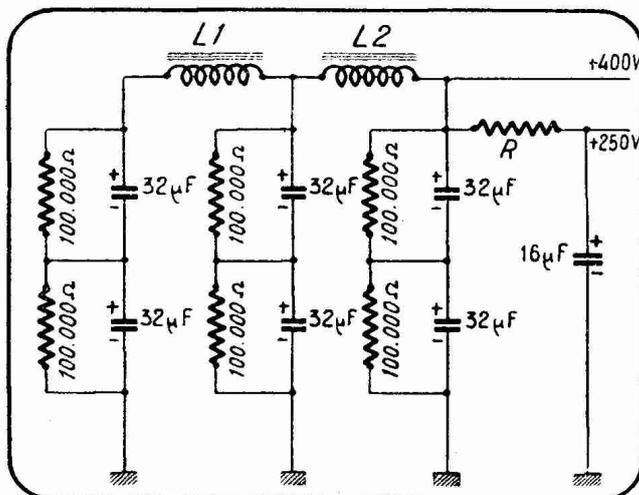


FIG. XX-7-13. — Utilisation de condensateurs de 32 μ F dans le filtre; les résistances de 100.000 Ω équilibrent les tensions aux bornes des différentes capacités.

Q) Réglages :

Voici la liste des potentiomètres et l'indication de leurs fonctions :

- P_1 : Réglage de brillance (lumière) ;
- P_2 : Réglage de concentration (nettelé) ;
- P_3 et P_4 : Cadrage de l'image au milieu de l'écran ;
- P_5 : Synchronisation (lignes ou image) ;

- P_6 : Fréquence (lignes ou image) ;
- P_7 : Grandeur de l'image ;
- P_8 : Equilibrage du push-pull 6V6 ;
- P_9 : Sensibilité du récepteur image (contraste de l'image) ;
- P_{10} : Sensibilité du récepteur son ;
- P_{11} : Puissance son.

§ 8. — Réalisation d'un téléviseur avec tube à déviation magnétique.

Composition de l'ensemble

Le montage se compose des parties suivantes :

- 1° Le tube cathodique avec ses commandes ;
- 2° La base de temps image ;

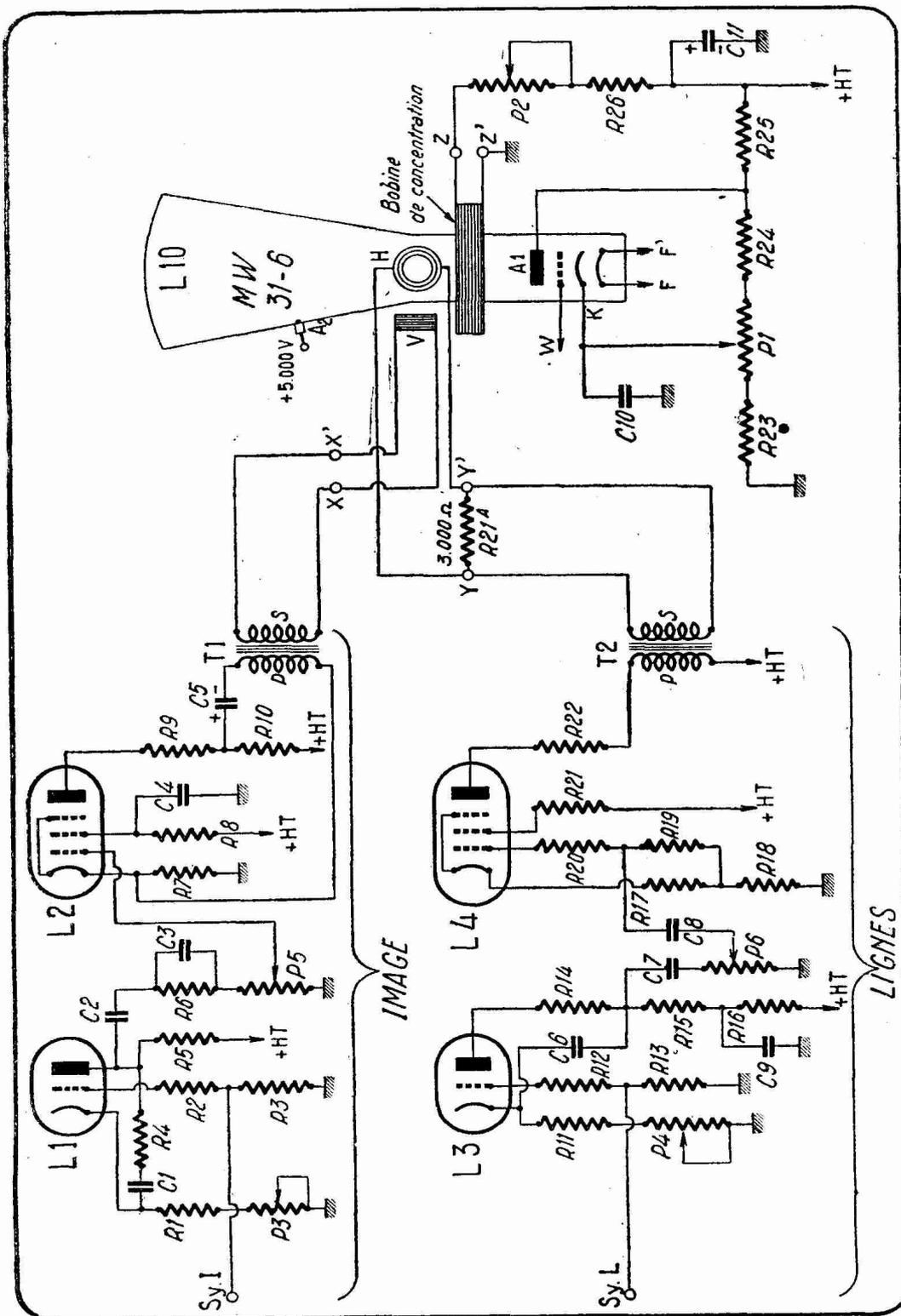


FIG. XX-8-1. — Bases de temps lignes et image ; tube cathodique et ses commandes. Les valeurs des différents éléments sont données dans le texte. Le tube est un Miniwatt à déviation magnétique. Sy.I = Synchronisation image ; Sy.L = Synchronisation lignes.

- 3° La base de temps lignes ;
- 4° Le récepteur d'image ;
- 5° L'alimentation.

1° *Le tube cathodique et ses commandes :*

En examinant la figure XX-8-1, nous constatons que le tube comporte :

Un filament chauffé sous 6,3 volts (F, F') ;

Une cathode, une grille (Wehnelt) à connecter au récepteur au point w, une anode 1, enfin une anode 2.

La concentration est obtenue par une bobine circulaire entourant le col du tube.

La déviation verticale est obtenue par deux bobines V et V' placées de part et d'autre du tube.

De même, la déviation horizontale est réalisée par l'action de deux bobines opposées H et H', l'axe de ces deux dernières étant perpendiculaire à celui des deux premières.

Luminosité. — Celle-ci est réglée par le potentiomètre P₁, qui rend la cathode plus ou moins positive par rapport au Wehnelt. Le condensateur C₁₀ effectue le découplage.

Concentration. — L'intensité du champ magnétique produit par la bobine de concentration peut être modifiée en faisant varier le courant qui passe dans son enroulement, au moyen du potentiomètre P₂, monté en résistance.

Cette partie est montée sur le groupe d'alimentation de la figure XX-8-2.

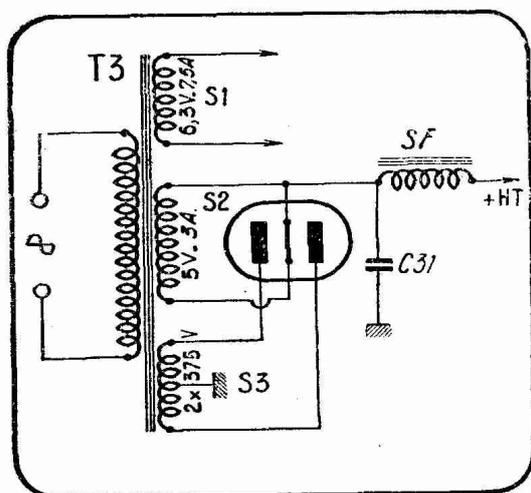


FIG. XX-8-2. — Alimentation du récepteur et des bases de temps.

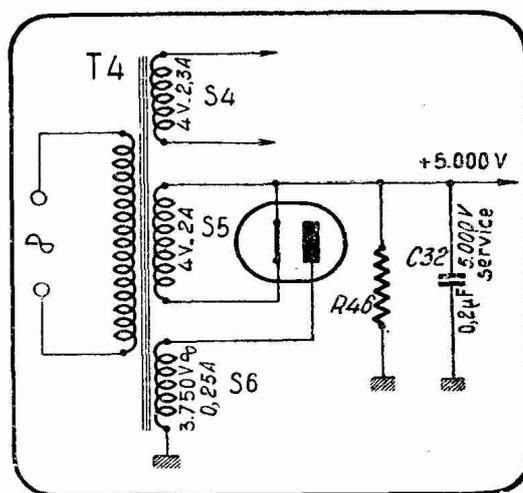


FIG. XX-8-3. — Alimentation 5.000 volts du tube cathodique.

L'anode 2 est portée à 5.000 volts, fournis par l'alimentation de la figure XX-8-3.

Contrairement aux montages des oscilloscopes de mesure, la masse et le châssis sont connectés au —HT, et non au +HT.

Grâce à cette disposition, un seul condensateur à très haute tension est nécessaire (C₃₂).

Les branchements au tube sont les suivants :

- a) les contacts filament FF', cathode et anode 1 ;
- b) le fil de liaison du Wehnelt provenant du récepteur d'image ;
- c) la haute tension +5.000 V venant de son alimentation spéciale ;
- d) les deux fils ZZ' pour la bobine de concentration ;
- e) les quatre connexions XX' YY' des bobines de déviation.

On peut réaliser les branchements FF'K et A avec un bouchon à broches type américain ; les branchements ZZ' avec une prise de courant mâle ; ceux des bases de temps avec un bouchon type européen à 4 broches (XX', YY').

Des fils spéciaux réalisent les connexions au Wehnelt et au +5.000 volts (anode 2).

2° Base de temps d'image (fig. XX-8-1) :

Des dispositifs de contre-réaction ont été prévus, de manière à donner la linéarité nécessaire. Dans ce schéma, la base de temps comporte un thyatron L_1 et une pentode amplificatrice de 8 watts modulés, L_2 .

On remarque, en outre, les particularités suivantes :

- a) Le potentiomètre P_5 permettant de régler l'amplitude ;
- b) La contre-réaction obtenue en ne shuntant pas R_7 ;
- c) Le couplage au transfo T_1 par un condensateur C_5 de très forte capacité (32 μ F) électrolytique ;
- d) La résistance d'amortissement R_9 ;
- e) Le dispositif relevant les fréquences élevées R_6C_3 .

Le réglage de fréquence s'effectue au moyen de la manœuvre du potentiomètre P_3 . La synchronisation provenant du récepteur se branche en SI.

3° Base de temps lignes (fig. XX-8-1) :

Le schéma est analogue à celui de la base de temps « image ». On remarque plus particulièrement :

- a) Le potentiomètre d'amplitude P_6 ;
- b) Celui de fréquence P_4 .

La synchronisation se branche en S.L.

4° Bobinages de déviation :

Ceux-ci sont décrits complètement, avec tous les détails de réalisation, à la fin de cette étude.

5° Le récepteur d'images (fig. XX-8-4) :

Il comprend :

- a) Deux hautes fréquences ;
- b) Une détectrice diode ;
- c) Deux basses fréquences.

L'appareil est à amplification directe, ce qui, en l'état actuel des choses, ne présente aucun désavantage, puisque nous n'avons à notre disposition qu'une seule émission.

De cette façon, les circuits accordés le sont une fois pour toutes, ce qui permet de les régler par des dispositifs ajustables et de réaliser ainsi des connexions très courtes, ce qui est très avantageux dans le cas de l'amplification sur 6,5 mètres.

a) *Partie haute fréquence.* — Les lampes utilisées (L_5 et L_6) sont des pentodes à pente élevée : 1852 ou 1851 ou R219, ces trois lampes ayant une pente de 9 mA/V. La première a l'avantage d'avoir la grille au culot, tandis que les deux dernières sont disposées comme la 6K7. Ces trois lampes donnent sensiblement les mêmes résultats.

Les circuits accordés (B_1 , B_2 et B_4) comportent un noyau de fer réglable, servant à ajuster l'accord. La capacité est définie par le câblage et les capacités internes de grilles ou plaques. Comme elle est très faible (de l'ordre de 25 pF), on arrive à obtenir un coefficient de surtension relativement élevé, et l'amplification est encore augmentée par l'usage de lampes à forte pente. B_2 est une bobine d'arrêt, dite « self de choc ». La sensibilité est réglable par l'action du potentiomètre P_7 , qui fait varier la polarisation de L_5 . C'est ce réglage qui agit sur le contraste de l'image et, en même temps, sur l'efficacité de la synchronisation.

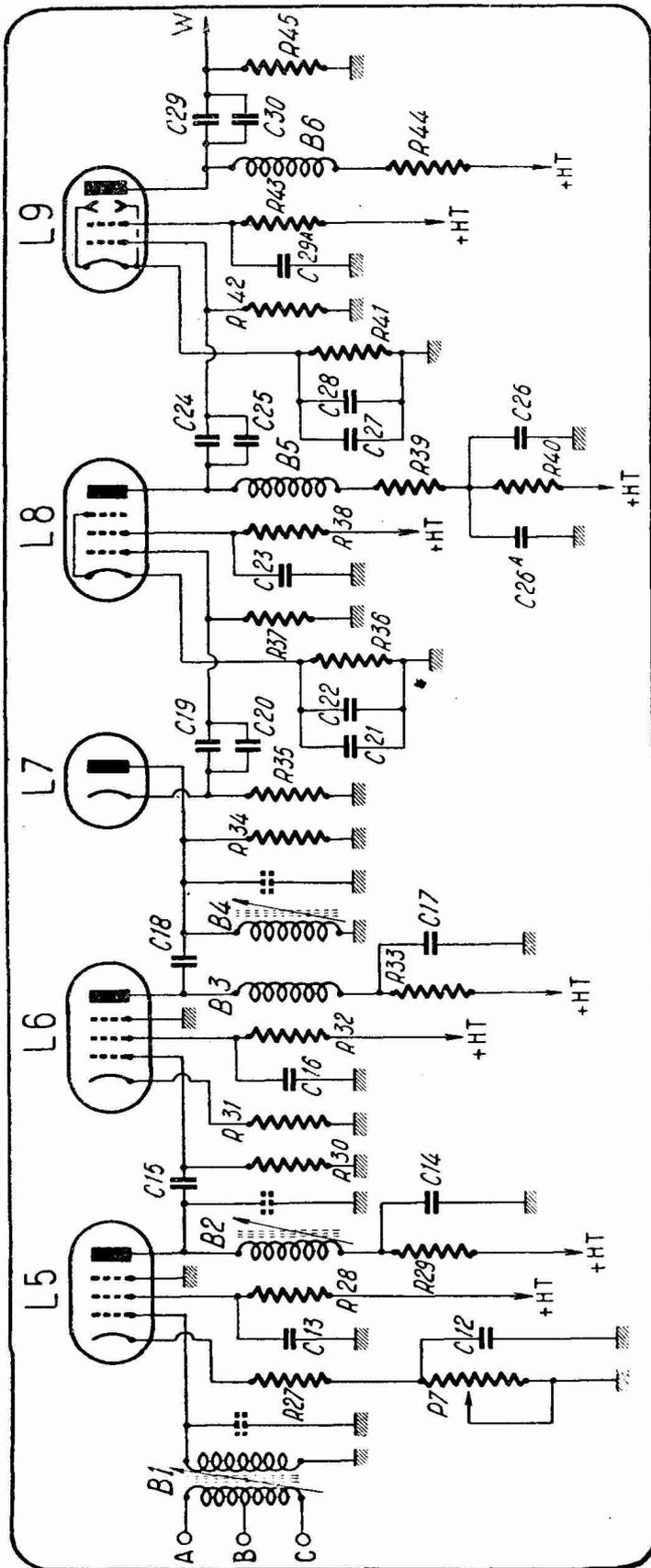


FIG. XX-8-4. — Récepteur d'image à amplification directe.

b) *Détection.* — Afin d'obtenir une image positive, étant donné que nous avons deux étages BF, la sortie de la tension BF provenant de la détectrice a été prise sur la cathode de L₉.

c) *Basse fréquence (ou vidéo fréquence).* — Étant donné la grandeur de l'écran du tube utilisé (22 ou 31 cm), on peut faire passer le maximum de bande, afin de profiter de toutes les finesses de l'image transmise par l'émetteur.

L'amplificateur BF doit donc être aussi linéaire que possible jusqu'à 3,7 ou même 4 Mc/s.

Le mode d'amplification adopté pour obtenir la linéarité voulue est le couplage à résistances-capacité et correction par bobinages (B₅ et B₆).

Bien entendu, on ne saurait calculer les circuits qu'en faisant des estimations plus ou moins justes des capacités parasites, qui dépendent du soin apporté au câblage. Les valeurs mêmes de B₅ et B₆ en dépendent.

En tout cas, le constructeur devra, au cours de la mise au point, retoucher les valeurs de ces inductances, s'il désire atteindre les 4 Mc/s. L'image est d'ailleurs très bonne même si l'on n'atteint que les 3 Mc/s ; mais, nous le répétons, avec un tube cathodique de 31 cm, on se doit de réaliser le maximum. On remarquera, dans cet amplificateur, les condensateurs au mica doublant ceux au papier, afin d'améliorer la qualité de l'ensemble aux fréquences élevées.

Valeurs des éléments

Potentiomètres :

- P₁ = 10.000 Ω bobiné (10 mA) ;
- P₂ = 10.000 Ω bobiné (20 mA max.) ;
- P₃, P₄ = 2.500 Ω bobiné (10 mA)
- P₅, P₆ = 500.000 Ω linéaire ;
- P₇ = 2.000 Ω bobiné (10 mA max.).

Résistances (1/2 watt, sauf indication contraire) :

- $R_1 = R_{11} = 800 \Omega$;
- $R_2 = R_{12} = 2.000 \Omega$;
- $R_3 = R_{13} = 50.000 \Omega$;
- $R_4 = 250 \Omega$;
- $R_5 = 250.000 \Omega$ 1 W ;
- $R_6 = 500.000 \Omega$;
- $R_7 = 250 \Omega$ 4 W non bobinée ;
- $R_8 = 25.000 \Omega$ 1W ;
- $R_9 = 100 \Omega$;
- $R_{10} = 2.000 \Omega$ 4 W non bobinée ;
- $R_{14} = 500 \Omega$ 1 W ;
- $R_{15} = 150.000 \Omega$ 2 W ;
- $R_{16} = 10.000 \Omega$;
- $R_{17} = 300 \Omega$ 4 W ;
- $R_{18} = 75 \Omega$ 2 W ;
- $R_{19} = 500.000 \Omega$;
- $R_{20} = 100 \Omega$;
- $R_{21} = 5.000 \Omega$;
- $R_{22} = 100 \Omega$;
- $R_{21A} = 3.000 \Omega$;
- $R_{23} = 5.000 \Omega$;
- $R_{24} = 10.000 \Omega$;
- $R_{25} = 40.000 \Omega$ 2 W ;
- $R_{26} = 10.000 \Omega$ 1 W ;
- $R_{27} = 180 \Omega$;
- $R_{28} = 60.000 \Omega$;
- $R_{29} = 1.000 \Omega$;
- $R_{30} = 10.000 \Omega$;
- $R_{31} = 180 \Omega$;
- $R_{32} = 60.000 \Omega$;
- $R_{33} = 1.000 \Omega$;
- $R_{34} = 5.000 \Omega$;
- $R_{35} = 5.000 \Omega$;
- $R_{36} = 225 \Omega$;
- $R_{37} = 200.000 \Omega$;
- $R_{38} = 60.000 \Omega$;
- $R_{39} = 1.000 \Omega$;
- $R_{40} = 500 \Omega$;
- $R_{41} = 300 \Omega$;
- $R_{42} = 200.000 \Omega$;
- $R_{43} = 10.000 \Omega$;
- $R_{44} = 1.000 \Omega$ 4 W ;
- $R_{45} = 2 M\Omega$;
- $R_{46} = 15$ résistances de $1 M\Omega$ 1 W en série.

Condensateurs fixes :

- $C_1 = 0,5 \mu F$ 600 V service, papier.
- $C_2 = 0,5 \mu F$ 600 V service, papier.
- $C_3 = 200 pF$ mica.
- $C_4 = 0,5 \mu F$.
- $C_5 = 32 \mu F$ électrolytique 600 V service.
- $C_6 = 2.000 pF$ mica.
- $C_7 = 10.000 pF$ mica.
- $C_8 = 10.000 pF$ mica.
- $C_9 = 2 \mu F$.
- $C_{10} = 0,5 \mu F$ 600 V service.
- $C_{11} = 32 \mu F$ électrolytique 600 V service.
- $C_{12} = 2.000 pF$ mica.
- $C_{13} = 2.000 pF$ mica.

$C_{14} = 2.000 \text{ pF mica.}$
 $C_{15} = 300 \text{ pF mica.}$
 $C_{16} = 2.000 \text{ pF mica.}$
 $C_{17} = 2.000 \text{ pF mica.}$
 $C_{18} = 300 \text{ pF mica.}$
 $C_{19} = 0,5 \text{ } \mu\text{F.}$
 $C_{20} = 10.000 \text{ pF mica.}$
 $C_{21} = 25 \text{ } \mu\text{F 25 V } \text{électrolytique.}$
 $C_{22} = 10.000 \text{ pF mica.}$
 $C_{23} = 0,5 \text{ } \mu\text{F.}$
 $C_{24} = 0,5 \text{ } \mu\text{F.}$
 $C_{25} = 10.000 \text{ pF mica.}$
 $C_{26} = 16 \text{ } \mu\text{F } \text{électrolytique 600 V service.}$
 $C_{27} = 50 \text{ } \mu\text{F 25 V } \text{électrolytique}$
 $C_{28} = 10.000 \text{ pF mica.}$
 $C_{29} = 0,5 \text{ } \mu\text{F.}$
 $C_{29A} = 8 \text{ } \mu\text{F 600 V service.}$
 $C_{30} = 10.000 \text{ pF mica.}$
 $C_{31} = 16 \text{ } \mu\text{F } \text{électrolytique 600 V service.}$
 $C_{32} = 0,2 \text{ } \mu\text{F 5.000 V service.}$

Lampes :

$L_1 = L_3 = \text{EC50 Miniwatt.}$ — $L_2 = L_4 = 4654.$ — $L_5 = L_6 = L_8 = 1852$
 ou 1851 ou R219. — $L_7 = 6H6$ ou EB4. — $L_9 = 6V6.$ — $L_{10} = \text{MW 31-6,}$
 MW 31-7, ou MW 22-7 Miniwatt.

1° Couplages bases de temps-tube :

La déviation magnétique s'obtenant au moyen de bobines, l'adaptation entre les lampes finales des bases de temps et ces bobines se fait au moyen de transformateurs spéciaux.

Nous allons donner la description complète des bobines et des transformateurs convenant aux tubes ci-dessus.

2° Bobines de déviation :

Elles sont au nombre de 4, deux par deux identiques entre elles.

Chaque bobine comporte 255 spires, fil 3/10 émaillé pour les lignes, et 248 spires pour les images.

La confection de ces bobines est assez compliquée. Nous allons cependant essayer de l'indiquer à nos lecteurs.

3° Bobine de lignes :

On commence par fabriquer un mandrin en bois à section circulaire, diamètre 35,5 mm et longueur 150 mm, qui reproduit une partie du col du tube cathodique (fig. XX-8-5). On réalise ensuite un deuxième mandrin en bois ayant une section reproduisant la courbe fermée ABCDE de la figure XX-8-6.

On monte sur ce mandrin deux joues en bois ou en métal très rigides, de manière que l'espace entre elles soit de 5 mm (fig. XX-8-7).

Dans cette forme, on effectue un bobinage à spires jointives et couches régulières de 255 spires, fil 3/10 émail. Chaque couche est badigeonnée de paraffine en fusion.

On confectionne ainsi deux bobines identiques, ayant à peu près la forme du croquis de la figure XX-8-6.

Deux pliages sont ensuite exécutés :

En premier lieu, la bobine étant réchauffée au four, de manière qu'elle puisse se plier facilement, on l'applique sur le mandrin de la figure XX-8-5 dans le sens de la longueur (de haut en bas de la figure XX-8-5) et on lui fait épouser la forme cylindrique de ce mandrin.

On pratique de même pour la seconde bobine.

On doit arriver au résultat suivant : les enroulements des deux bobines viennent se placer côte à côte, de manière à couvrir le cylindre d'un peu

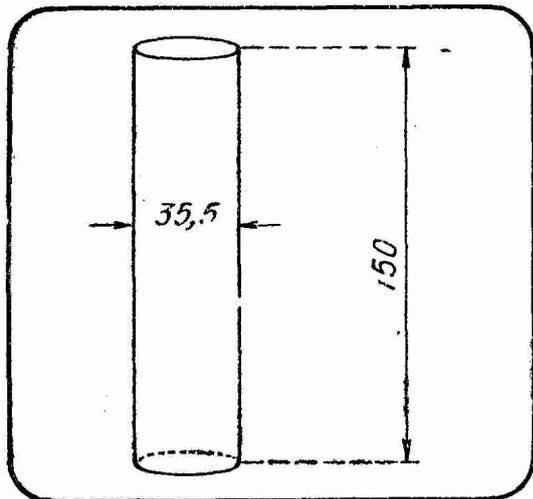


FIG. XX-8-5. — Cotes du mandrin en bois.

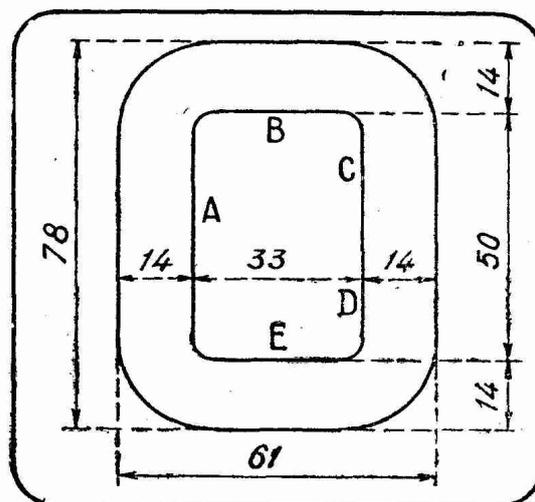


FIG. XX-8-6. — Comment se présente la bobine, ligne non pliée.

moins de la moitié de sa circonférence, en laissant deux espaces libres chacun un peu plus large d'un quart de circonférence.

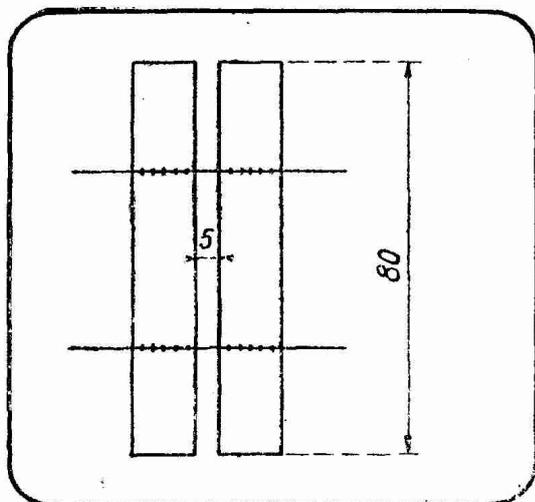


FIG. XX-8-7. — Montage des joues sur le mandrin.

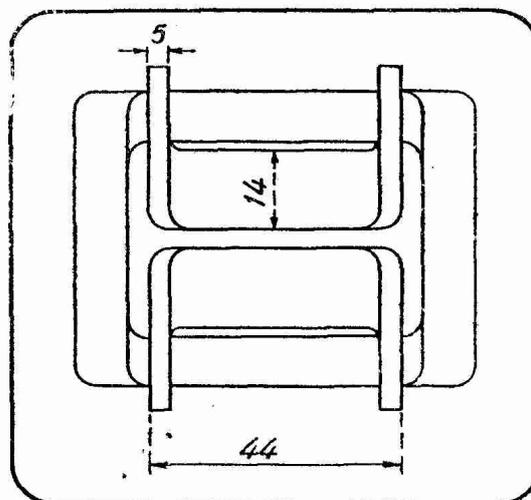


FIG. XX-8-8. — Ensemble des deux paires de bobines.

Il sera peut-être nécessaire de modeler légèrement les bobines en tassant les spires, de manière à avoir la forme sus-indiquée.

Cela obtenu, les bobines étant ficelées sur le tube, on plie vers l'extérieur le haut et le bas de chacune d'entre elles, pour obtenir la forme indiquée par les figures XX-8-8, XX-8-9 et XX-8-10 (parties non ombrées).

Avant cette deuxième opération de pliage, il est possible qu'il soit à nouveau nécessaire de chauffer les bobines. Vues de dessus ou de dessous, les parties pliées auront l'aspect de la figure XX-8-10.

4° Bobines d'image :

Le mode de fabrication est le même. On se sert, toutefois, d'un mandrin analogue à celui de la figure XX-8-6, la section ayant la forme de la courbe EFGHIJ de la figure XX-8-11.

On effectue d'abord le pliage cylindrique de la figure XX-8-5, puis le pliage vers l'extérieur des parties supérieures et inférieures de chaque bobine. Cela

étant terminé, l'ensemble des quatre bobines doit se placer tout autour du mandrin cylindrique en obtenant, dans le sens de la circonférence, alternati-

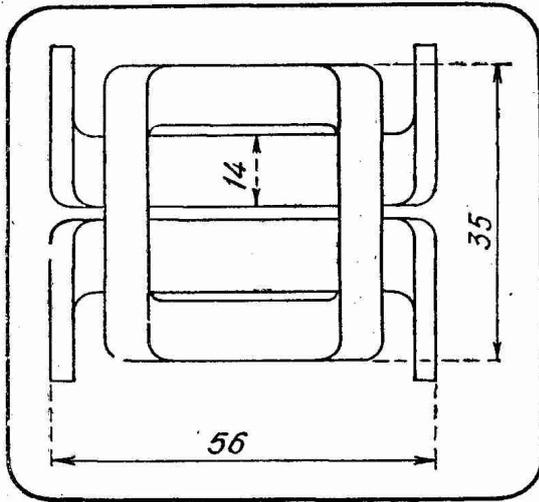


FIG. XX-8-9. — Autre vue de l'ensemble des deux paires de bobines.

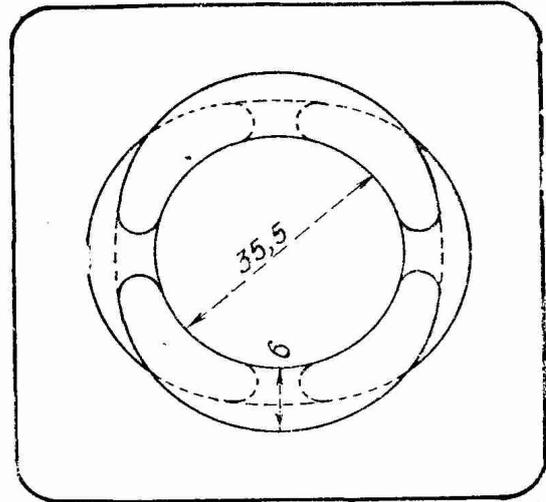


FIG. XX-8-10. — Ensemble des quatre bobines.

vement un enroulement ligne, un enroulement image, etc., tandis que les parties repliées supérieures des bobines image doivent se trouver à l'intérieur des parties repliées des bobines lignes, comme le montrent les figures XX-8-8, XX-8-9 et XX-8-10.

Une symétrie aussi parfaite que possible sera recherchée en modelant les bobines après les avoir préalablement réchauffées.

Si le résultat paraît satisfaisant, on enduira les bobines, bien refroidies, de trolitul ou de gomme laque incolore, de manière à les rendre bien rigides.

On n'oubliera pas, bien entendu, avant d'effectuer toutes ces opérations, de laisser une bonne longueur de fil à chaque entrée ou sortie de bobine. On peut d'ailleurs trouver de telles bobines dans le commerce.

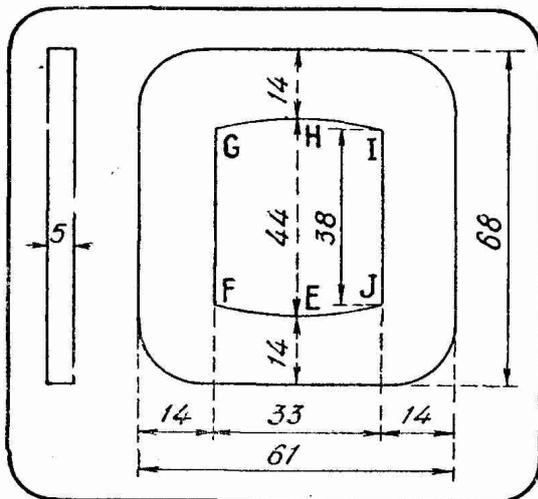


FIG. XX-8-11. — Cotes de la bobine d'image non pliée.

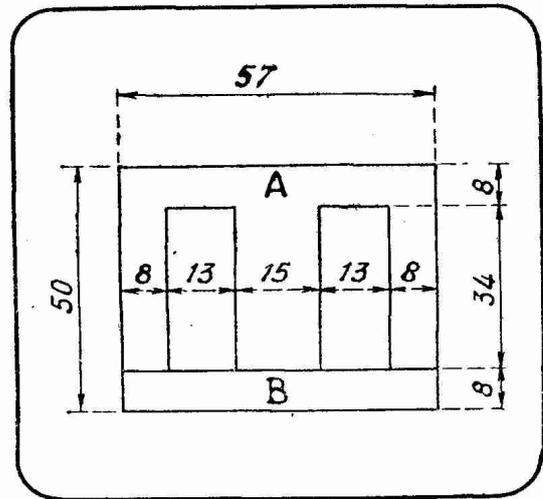


FIG. XX-8-12. — Cotes des tôles à utiliser pour la réalisation des transformateurs de sortie.

5° Transformateurs de sortie :

Voici maintenant les données de fabrication des deux transformateurs couplant les circuits plaque des deux 4654 aux bobines de déviation que nous venons de décrire.

Tout le secret de la réussite de ces transfos consiste dans la détermination précise du nombre de tours de chaque enroulement primaire ou secondaire, dans l'utilisation de tôles spéciales et dans la manière de bobiner ces enroulements.

La figure XX-8-12 indique la forme des tôles à utiliser. Chaque tôle se compose d'une partie A et d'une partie B. Il est permis, d'ailleurs, de séparer la feuille en deux parties d'une autre manière.

Pour les lignes, on utilise un nombre tel de tôles que l'on ait une épaisseur de 18 mm environ.

Pour l'image, une épaisseur de 11 mm convient. Les carcasses en carton bien rigide ont les dimensions correspondant à celles des tôles et de la section magnétique indiquée pour chaque transfo. Le mode de bobinage est le suivant : chaque carcasse comporte deux compartiments égaux obtenus par une joue supplémentaire placée à égale distance des deux joues latérales.

Le bobinage s'effectue de la manière ci-dessous :

6° Transformateur de lignes :

On bobine dans chaque compartiment en spires jointives et couches rangées, chaque couche étant séparée de la précédente par deux couches de papier paraffiné ou huilé. Dans *chaque* compartiment, on enroule ainsi 450 spires de fil émaillé de 0,2 mm de diamètre.

Ces enroulements sont connectés en série, l'entrée de l'un à la sortie de l'autre.

On dispose dans chaque compartiment quatre couches de papier, et on bobine ensuite les deux moitiés de secondaire, soit 150 spires de fil 0,2 mm émaillé par compartiment, et on relie ces deux moitiés de la même manière que le primaire.

La figure XX-8-13 schématise le mode de bobinage. La joue médiane a 2,5 mm d'épaisseur.

7° Transformateur image :

La carcasse en carton comporte également une joue médiane, et le bobinage se fait de la même façon que le précédent.

Le primaire comporte 2×1500 spires, fil 12/100 émaillé. Le secondaire se compose de 2×150 spires, fil 3/10 mm émaillé ou sous une couche carton.

Pour les deux transfos, il est obligatoire d'utiliser des tôles en anhyster ou en mumétal. Des tôles ordinaires pour transfos BF quelconque ne donnent aucun résultat avec les données ci-dessus.

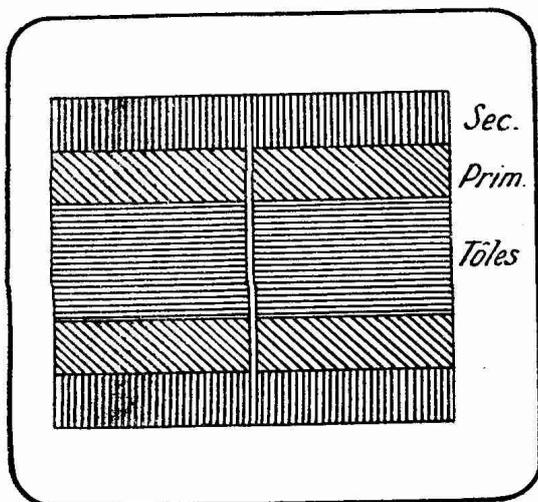


FIG. XX-8-13. — Mode d'enroulement des bobinages.

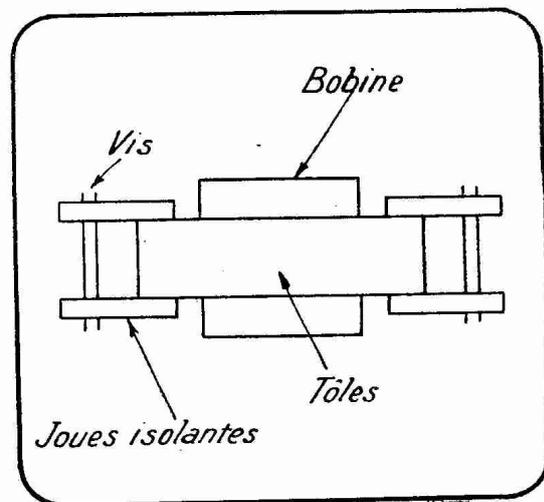


FIG. XX-8-14. — Montage de la bobine et des joues isolantes.

Si l'on possède des tôles de dimensions légèrement différentes, on s'arrange pour que les sections de fer soient à peu près les mêmes que celles des carcasses que nous indiquons ici, soit 270 mm² pour les lignes et 150 à 170 mm² pour le transfo image.

Les transfos étant terminés, les tôles ne devront pas être serrées par des vis les traversant, mais entre deux joues en matière isolante, ces dernières pouvant être serrées par quatre vis ne touchant pas les tôles (fig. XX-8-14).

En aucun cas, il ne faut percer de trous dans ces tôles, qui perdent toutes leurs qualités par ce traitement. Il ne faut pas non plus les marteler ou les chauffer.

Rappelons également que la bobine de concentration comporte environ 30.000 spires de fil 9/100, sa largeur étant de 25 mm.

Sur le col du tube, on monte, vers l'écran, d'abord l'ensemble des 4 bobines de déviation, puis la bobine de concentration. Le tout est ensuite poussé à fond vers l'écran.

8° Réalisation :

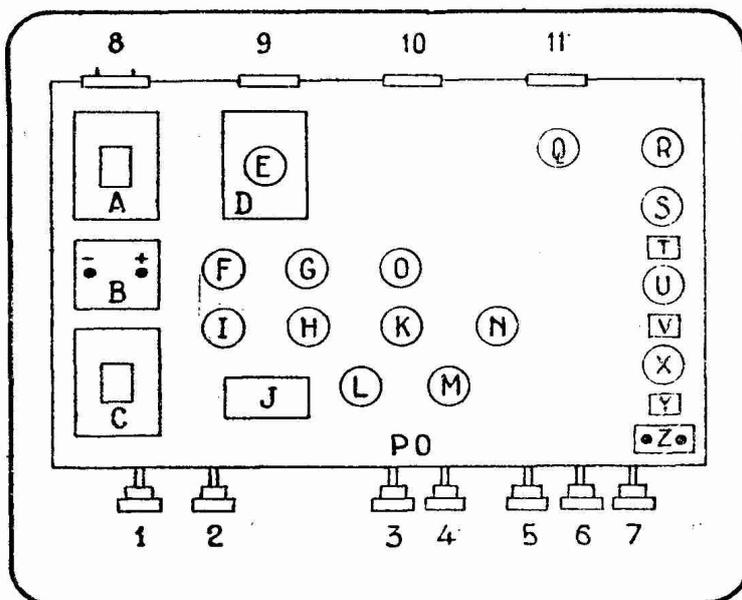


FIG. XX-8-15. — Disposition de l'ensemble des organes sur le châssis.

La figure XX-8-15 montre la disposition des éléments sur le châssis unique sur lequel nous avons monté l'ensemble de l'installation, sauf le tube, qui est relié au récepteur par des câbles de 80 cm de longueur, celui du Wehnelt étant séparé des autres et celui portant la haute tension (+ 5.000 V.) étant isolé très soigneusement avec un revêtement prévu pour cette tension.

Voici les éléments correspondant aux indications de la figure XX-8-15 :

A = transfo HT pour tube cathodique.

B = condensateur 5000 V service.

C = transfo d'alimentation.

D = plaque bakélite.

E = tube redresseur 5000 V.

F, G, H = électrolytiques.

I = valve 83 ou 5Z3.

J = bobine de filtrage.

K = 4654 (lignes).

L = 4654 (image).

M = EC50 (image).

N = EC50 (lignes).

O = potentiomètre amplitude lignes.

P = potentiomètre amplitude image.

Q = lampe finale récepteur image.

R = 1^{re} BF.

S = détectrice.

T = transfo 3.

U = 2^e MF.

V = transfo 2.

X = 1^{re} MF.

Y = transfo 1.

Z = plaquette antennes.

1 = potentiomètre concentration. — 2 = potentiomètre lumière. — 3 = synchro image. — 4 = fréquence image. — 5 = synchro lignes. — 6 = fréquence lignes. — 7 = sensibilité récepteur. — 8 = branchement secteur. — 9 = sortie excitation bobine de concentration. — 10 = sortie bases de temps. — 11 = sortie fils : Wehnelt, anode 1, cathodique.

9° Circuit de synchronisation :

Celui-ci est relié d'une part au récepteur d'images et, d'autre part, aux deux bases de temps, aux points marqués « Sy I » et « Sy L ».

Deux dispositifs peuvent être adoptés, l'un très simple indiqué par la figure XX-8-16, le deuxième plus compliqué, mais plus efficace (fig. XX-8-17).

Le dispositif de la figure XX-8-16 convient très bien dans les endroits où l'émission est reçue confortablement. Aucun filtre n'est prévu dans ce montage.

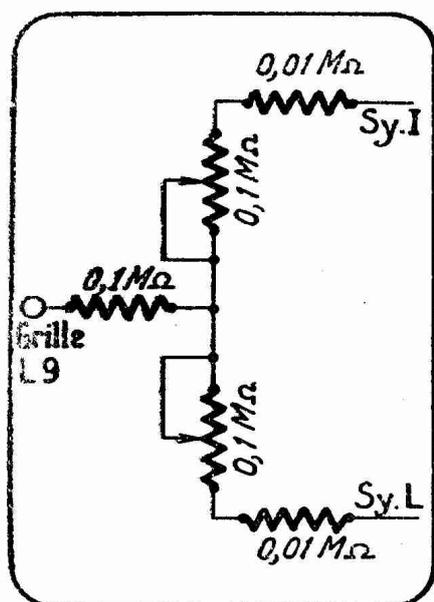


FIG. XX-8-16. — Dispositif de synchronisation simple.

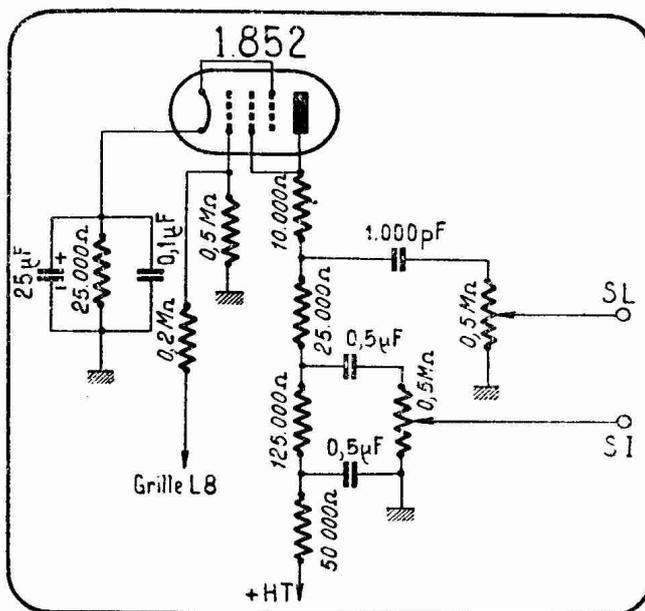


FIG. XX-8-17. — Montage d'une synchronisation avec tube 1852.

Celui de la figure XX-8-17 présente l'avantage d'une lampe séparatrice et d'une discrimination des signaux à appliquer à chaque base de temps. La lampe utilisée est une 1852 (ou 1851, R219, 6J7, 6SJ7).

C'est ce montage que nous recommandons.

10° Bobinages du récepteur d'image :

Les enroulements : secondaires B_1 , B_2 et B_3 sont identiques et peuvent être réalisés sur un tube de 10 mm de diamètre en bobinant 5 tours de fil 4/10 espacement 4/10. Chaque enroulement est accordé par un ajustable au mica de 30 pF.

Le primaire de B_1 se compose d'une spire bobinée à 1 mm du secondaire, côté masse, avec prise médiane.

En ce qui concerne B_3 , on le réalise en bobinant 20 spires jointives de fil 4/10 sur un tube de 15 mm de diamètre. Enfin, B_5 et B_6 sont exécutés en nid d'abeille et mesurent chacun environ 120 μ H. La bobine B_6 doit pouvoir laisser passer un courant de 30 mA environ.

11° Récepteur de son :

Pour un tel ensemble, il est indiqué d'avoir à sa disposition un récepteur de son de haute qualité et de puissance importante.

On pourra utiliser, par exemple, le montage décrit au § 7.

12° Emplacement du tube cathodique :

Celui-ci sera avantageusement disposé juste au-dessus du récepteur.

Avant la mise au point, on connecte le tube à l'ensemble par des cordons de 1,50 m de longueur, afin d'avoir toute facilité pour travailler avec le châssis renversé.

Lorsque l'appareil semble bien mis au point, on place définitivement le tube dans sa position normale et on raccourcit tous les fils de branchement. A ce moment, grâce aux fils de connexion plus courts, la qualité de l'image est grandement améliorée.

13° Mise au point du récepteur d'image :

On peut, pour commencer, brancher un H.P. à aimant permanent entre la borne W et la masse.

Pendant ce travail, il est inutile de faire fonctionner le reste de l'ensemble et, encore moins, de sortir le tube de son cartonnage, où il est à l'abri d'un accident.

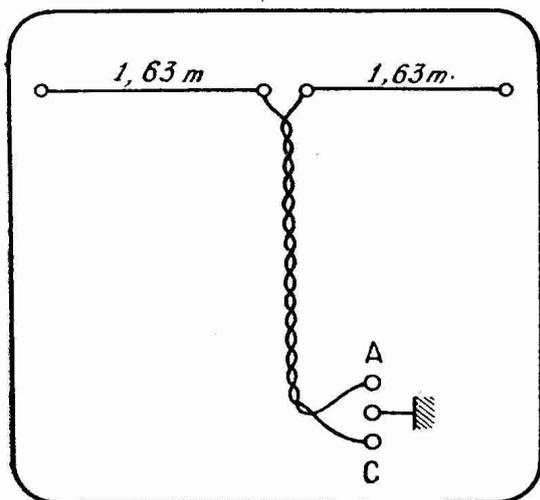


FIG. XX-8-18. — Réalisation de l'antenne dipôle.

L'antenne sera de préférence du type dipôle (fig. XX-8-18). Dans la région parisienne, il arrive souvent que l'on ait d'excellents résultats avec n'importe quelle antenne. Nous avons obtenu un bon rendement avec un fil vertical de 1,60 m connecté directement en B.

La mise au point consiste, tout d'abord, dans l'accord des bobines B_1 , B_2 et B_4 , de manière que le maximum d'audition soit possible.

La qualité de l'image sera obtenue après avoir mis au point le reste de l'ensemble, en tenant compte de l'image en elle-même. Nous indiquons plus loin le travail à effectuer.

14° Mise au point de la base de temps image :

L'ensemble tout entier sera en service. Pour commencer, on enlèvera la lampe finale du récepteur et le thyatron de lignes.

On débranchera C_7 , du côté de R_{14} et on le branchera à une des bornes du secteur.

On obtiendra ainsi, dans le sens horizontal, un déplacement sinusoïdal du spot qui permettra de se rendre compte de la qualité de la base de temps d'image, faisant mouvoir le spot dans le sens vertical. La sinusoïde obtenue sera à une seule branche si la base de temps est réglée sur 50 c/s.

On réglera la fréquence avec P_3 et l'amplitude avec P_5 . Au cas où l'amplitude ne serait pas suffisante, on pourrait procéder dans l'ordre suivant :

- a) Court-circuiter C_3 ;
- b) Connecter un électrochimique de 25 μF entre la cathode de L_1 et la masse ;
- c) Connecter un électrochimique de 50 μF entre la cathode de L_2 et la masse.

Pour synchroniser provisoirement la base de temps image, on pourra brancher le point S.I., à travers un condensateur de 0,5 μF , au curseur d'un potentiomètre de 100.000 Ω , connecté d'une part au secteur, à travers un second 0,5 μF , d'autre part à la masse.

Ce genre de synchronisation pourrait d'ailleurs être conservé par la suite pour la réception normale, au cas où la « synchro » obtenue à partir du récepteur se montrerait insuffisante (cas des endroits de mauvaise réception ou troublés par des parasites intermittents).

Au cas où la fréquence 50 de base de temps ne pourrait être obtenue, on diminuerait ou supprimerait R_7 . En cas de manque de linéarité, remplacer R_7 par un potentiomètre et rechercher la meilleure valeur (plus grande que R_7).

En tout cas, le « top » de synchronisation a tendance à améliorer la linéarité de la base de temps, ainsi que nous avons pu le constater au cours de nos essais.

D'autre part, ne pas perdre de vue que le 50 périodes du secteur est souvent très différent d'une tension sinusoïdale.

Signalons enfin qu'une mauvaise linéarité peut provenir d'une défectuosité de L_1 ou L_2 , d'un transfo T_1 mal exécuté, de bobines de déviation ayant trop de capacité répartie.

15° Base de temps lignes :

Si l'on possède un générateur BF donnant à 11.000 c/s environ une tension de 10 volts au moins, on procédera comme pour la base de temps image, en se servant de L_2 comme amplificatrice de la tension sinusoïdale à 11.000 c/s, qui remplacera le 50 c/s utilisé précédemment.

Tout ce qui a été dit à l'alinéa 14 s'applique à ce travail de mise au point.

A défaut du générateur BF, on peut simplement, en laissant en fonction la base de temps image, constater le fonctionnement de la base de temps de lignes. La mise au point définitive se fait alors au cours de la réception d'image.

16° Circuit correcteur de linéarité :

Nous donnons sur la figure XX-8-19 le schéma d'un circuit de correction de linéarité indiqué dans une revue anglaise récente.

17° Mise au point au cours de l'émission :

L'image étant obtenue tant bien que mal, on améliorera les résultats obtenus aux divers points de vue qui nous intéressent :

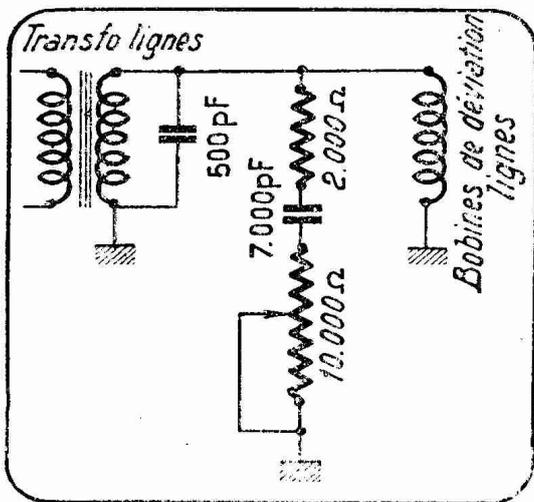


FIG. XX-8-19. — Circuit de correction.

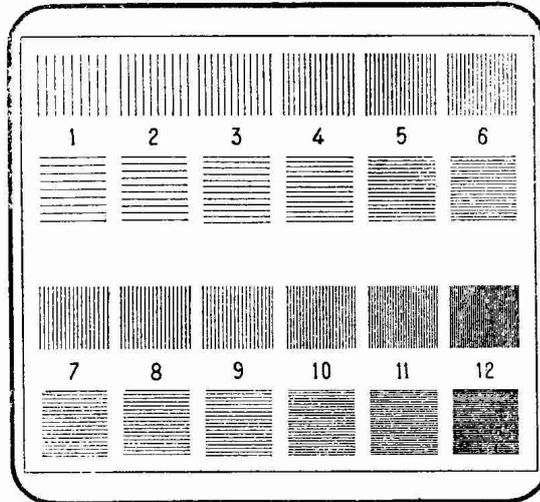


FIG. XX-8-20. — Mire de réglage française.

Tout d'abord, on réglera les fréquences des bases de temps (P_3 et P_4), de manière à obtenir une image ; ensuite, on ajustera les deux potentiomètres de synchronisation, afin que l'image soit immobile. Le contraste sera réglé avec le potentiomètre P_7 .

On remarquera que ce réglage aura une certaine influence sur la synchronisation, qui sera à retoucher.

18° Amélioration de la qualité de l'image :

L'émission de la Tour Eiffel commence par la transmission d'une mire dont nous donnons la reproduction sur la figure XX-8-20.

Elle comporte une série de 12 carrés à traits verticaux et une autre série de 12 carrés à traits horizontaux.

Les premiers indiquent la bande passante, tandis que les seconds montrent si la concentration du spot lumineux est suffisante et l'entrelaçage correct. Ces traits sont d'autant plus denses que la fréquence correspondante est élevée.

Voici la correspondance entre le numéro de chaque carré et la fréquence qui lui correspond :

1 : 1,54 Mc/s	}	7 : 2,25 Mc/s
2 : 1,63		8 : 2,44
3 : 1,72		9 : 2,66
4 : 1,83		10 : 2,93
5 : 1,95		11 : 3,26
6 : 2,09		12 : 3,66

Si, par exemple, on distingue très nettement les traits verticaux du numéro 10, cela prouve que l'appareil reproduit nettement les signaux de fréquence 2,93 Mc/s. L'amélioration de la qualité d'image se fait, par conséquent, en observant la mire de réglage.

Pour agir sur le récepteur d'image, il convient, tout d'abord, de se rendre compte si sa sensibilité est suffisante. Le contraste étant normal, il faut que le potentiomètre P_7 ne soit pas poussé à fond.

Dans ce cas, on commence par désaccorder les circuits oscillants correspondant aux bobines B_1 , B_2 , B_4 , afin de laisser passer une bande plus large.

En effectuant ce travail, le potentiomètre P_7 doit être poussé de plus en plus, l'appareil devenant forcément moins sensible en désaccordant ses circuits d'accord.

Si l'appareil finit par ne plus avoir assez de sensibilité avant que la qualité requise ait été obtenue, il ne reste qu'une seule solution : ajouter encore un ou deux étages amplificateurs H.F., ceux-ci étant réalisés suivant le schéma du circuit de liaison des lampes L_5 et L_6 . Signalons que certains récepteurs d'image de réalisation anglaise ou américaine comportent jusqu'à 5 étages d'amplification directe H.F.

19° Montage différent du tube cathodique :

Il est possible d'attaquer la cathode à la place du Wehnelt toutes les fois que cette cathode n'est pas reliée au filament, comme c'est le cas dans les tubes MW.

Une élévation de tension sur la cathode correspond à une diminution de tension à la grille (Wehnelt). Le récepteur doit, par conséquent, dans le cas d'une attaque de la cathode, fournir une tension VF en opposition de phase. Pour utiliser le récepteur d'image décrit, il suffirait simplement de permuter la plaque avec la cathode de la lampe diode marquée L_7 .

Dans ce cas, la synchronisation devrait être prise également non plus à la grille de L_9 , mais à sa plaque.

D'autre part, nous avons trouvé que la seconde lampe à vidéo fréquence L_6 n'était pas indispensable, une amplification largement suffisante étant obtenue avec notre récepteur limité à la seule V.F., L_5 .

En supprimant L_6 , la phase convenable pour l'attaque de la cathode se retrouve automatiquement sans toucher aux connexions de L_7 telles qu'elles sont figurées dans le schéma de la figure XX-8-2.

Par cette suppression, on obtient des avantages évidents : meilleure linéarité et moins de distorsion, donc image de meilleure qualité. C'est bien ce que nous avons constaté expérimentalement. De plus, on réduit la consommation.

Nous donnons sur la figure XX-8-22 le schéma complet de la partie du récepteur qui suit la détectrice, avec la synchronisation et le tube cathodique modulé en lumière par la cathode. Les valeurs des éléments sont celles qui ont été indiquées précédemment.

On remarque sur ce schéma :

a) Un réglage de la tension de l'anode 1 au moyen d'un potentiomètre de 25.000 Ω , permettant d'ajuster cette tension.

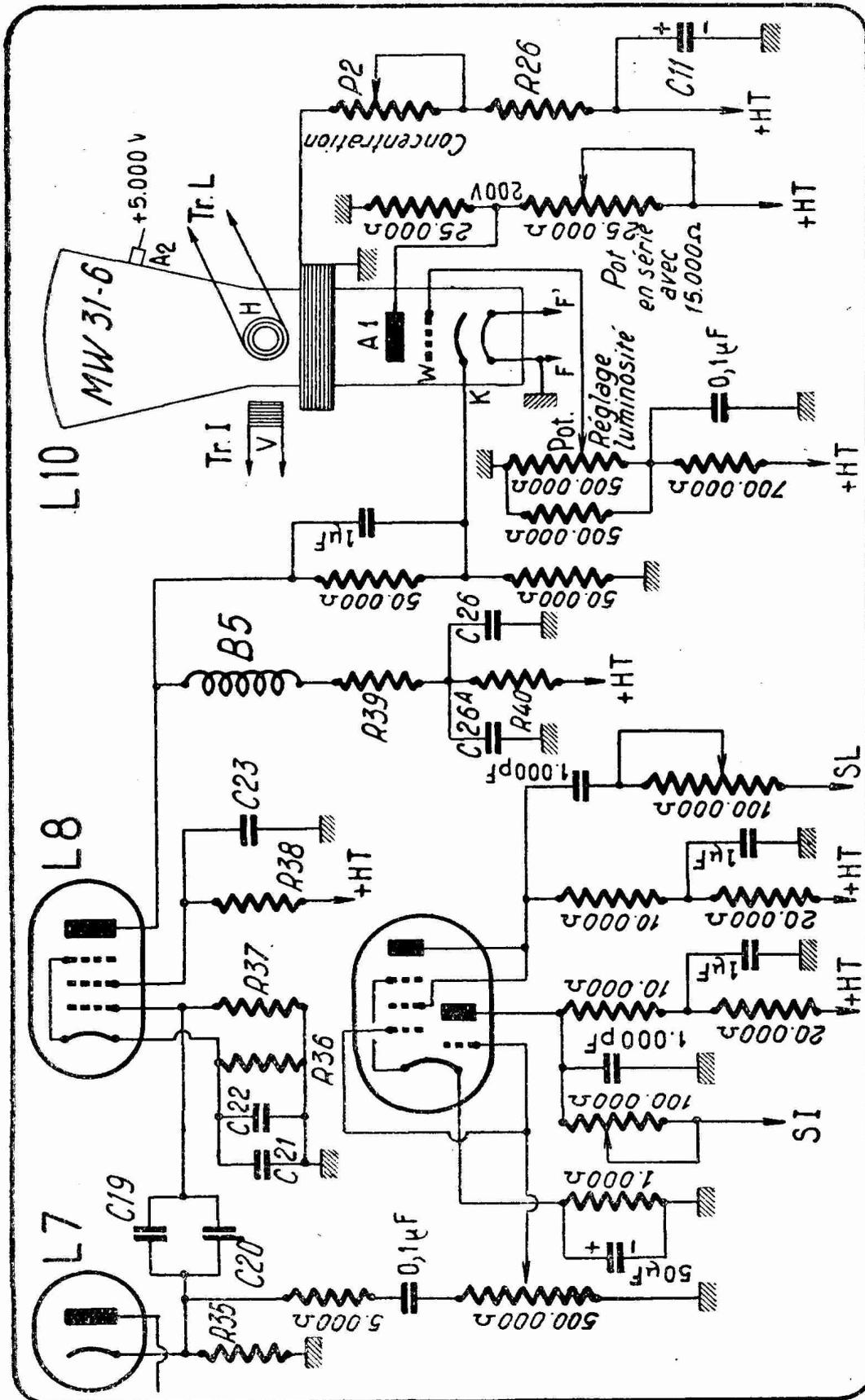


FIG. XX-8-21. — Attaque d'un tube cathodique MW 31-6.

b) Un diviseur de tension composé d'une résistance de 500.000 Ω en série avec un potentiomètre de 500.000 Ω et une résistance de même valeur. Le Wehnelt, relié au curseur du potentiomètre, ne sert que d'électrode de polarisation, et non plus de modulation.

c) Un autre diviseur de tension de $2 \times 50.000 \Omega$ connecté entre la plaque de L_s et la masse. Au point de réunion de ces deux résistances est connectée la cathode, à laquelle un condensateur de 1 μF transmet la modulation provenant de la plaque de L_s .

Ne pas utiliser un condensateur type P.T.T., dont le blindage apporterait des capacités nuisibles. Se servir plutôt de 2 modèles 0.5 μF tubulaires en parallèle.

Veiller à ce que la grille (Wehnelt) ne soit jamais positive à l'état de repos par rapport à la cathode. Brancher un microampèremètre entre la grille et la cathode et retoucher la résistance de 700.000 Ω jusqu'à ce qu'aucun courant ne circule dans la microampèremètre, le curseur du potentiomètre de réglage lumière étant du côté opposé à la masse.

20° Synchronisation :

Avec le montage de la figure XX-8-2, la synchronisation pourrait être prise à la plaque de L_s pour que la position de phase soit respectée.

Nous avons toutefois, à la suite de nos essais, préféré utiliser un chemin d'amplification séparé pour la synchronisation, afin que cette dernière ne soit pas dérégulée chaque fois que les conditions de réception nécessitent une retouche du potentiomètre de sensibilité du récepteur.

A partir de la plaque de la L_7 , nous attaquons, à travers une résistance de 5.000 Ω , une capacité de 0,1 μF et un potentiomètre de 500.000 Ω , les deux grilles de commande réunies d'une double triode, en l'espèce une ECF1 dont l'élément pentode est monté en triode.

A la sortie de chaque élément, nous prélevons les signaux de synchronisation, chacun pouvant être dosé par un potentiomètre séparé de 100.000 Ω .

Si, par conséquent, on est amené, en cours de « spectacle », à retoucher le réglage du potentiomètre de sensibilité, il suffit d'effectuer la compensation en retouchant le potentiomètre de 500.000 Ω commun aux deux grilles ECF1. Les deux potentiomètres individuels de sortie pourront donc être placés à l'intérieur du châssis, non accessibles aux usagers, et réglés une fois pour toutes.

A ce sujet, nous précisons qu'en dehors de ce potentiomètre de synchronisation de 500.000 Ω , il n'est nécessaire de rendre accessible que celui du Wehnelt et celui destiné au réglage de la sensibilité, soit en tout trois boulons.

A la place de la ECF1, on peut utiliser également une 6N7 ou une ECC40 Rimlock, qui sont toutes deux des doubles triodes.

Avant de terminer, insistons sur la nécessité absolue de disposer d'une haute tension de 400 à 425 volts. Avec une tension plus faible, l'image n'est pas assez grande, ce qui est évidemment déplorable, étant donné la grandeur de l'écran du tube cathodique adopté.

LIVRE XXI

La Modulation de Fréquence

§ 1. — Principes généraux.

Considérons une tension haute fréquence pure :

$$e = A \sin \omega t$$

dans laquelle, comme on le sait :

A = amplitude

ω = pulsation

t = temps.

La figure XXI-1-1 montre la variation de cette fonction sinusoïdale e et indique les éléments t , T , A qui la caractérisent.

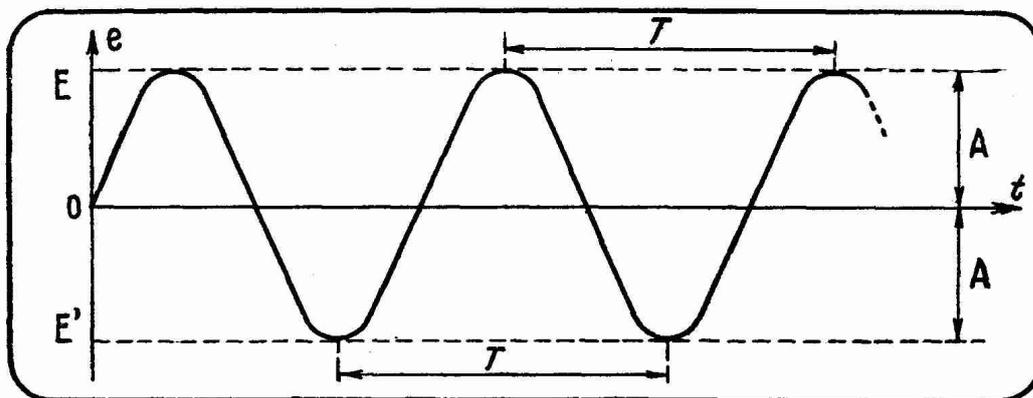


FIG. XXI-1-1. — Représentation classique d'une onde entretenue pure (tension sinusoïdale).

Sur cette figure, on remarque que, dans une tension haute fréquence non modulée, on a une amplitude constante et des écartements égaux à T entre les branches consécutives de la courbe qui, de ce fait, est une sinusoïde pure.

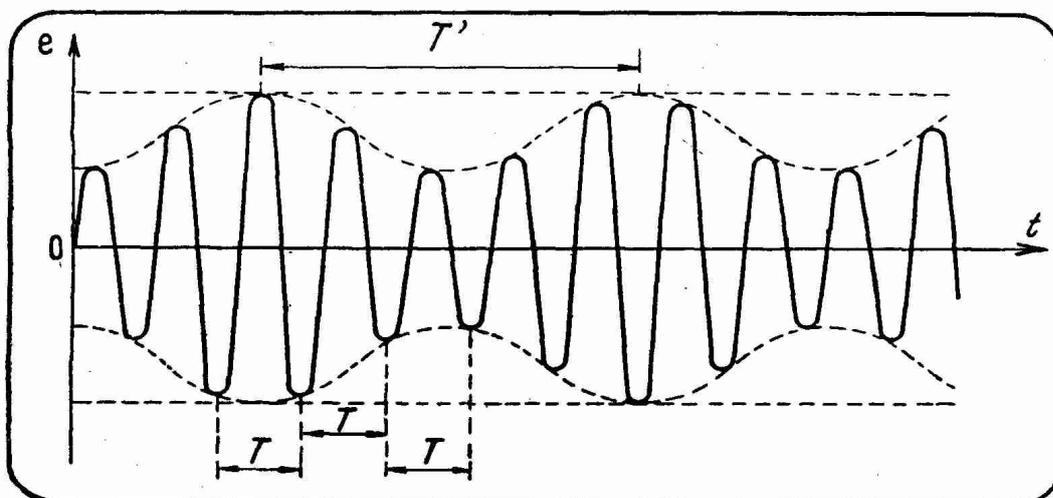


FIG. XXI-1-2. — Onde modulée en amplitude ; la distance qui sépare deux maxima de même sens est constante, mais l'amplitude est variable.

Dans le cas de la modulation d'amplitude, l'amplitude varie périodiquement à une fréquence f' . C'est cette basse fréquence f' qui module en amplitude la haute fréquence f . On obtient alors une courbe analogue à celle de la figure XXI-1-2. Cette courbe n'est plus une sinusoïde. Les écartements entre les branches restent toujours égaux à la période T . La fréquence qui sépare deux maxima consécutifs de même sens est toujours f ; l'amplitude est variable, et croît tous les T' secondes (la seconde étant prise comme unité de temps).

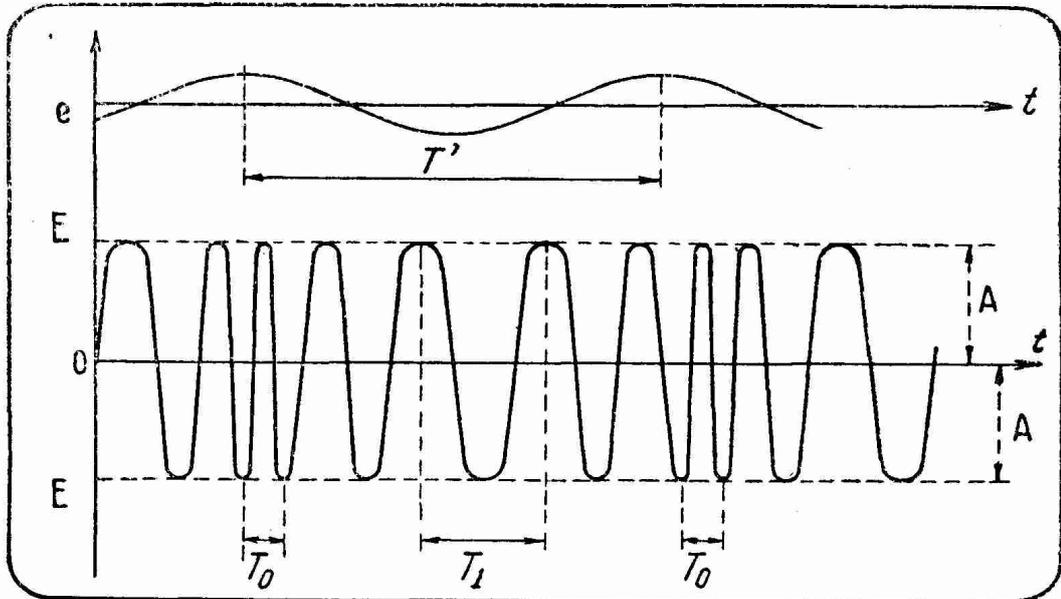


FIG. XXI-1-3. — Onde modulée en fréquence; l'amplitude est constante, mais la distance qui sépare deux maxima de même sens est variable.

Considérons enfin la courbe de la figure XXI-1-3. Cette courbe sinueuse diffère de la sinusoïde par le fait que les écarts entre les branches consécutives vont périodiquement en croissant, puis en décroissant. On voit ainsi que les périodes T varient entre deux valeurs T_0 et T_1

$$T_0 < T < T_1$$

Cette variation se répète au bout d'une période T' .

En considérant les inverses de ces périodes

$$f = 1/T, \quad f_0 = 1/T_0, \quad f_1 = 1/T_1$$

$$\text{et } f' = 1/T',$$

on peut dire que la fréquence f varie à une fréquence f' , entre f_0 et f_1 .

La fréquence f est modulée en fréquence par la basse fréquence f' .

§ 2. — Obtention expérimentale de la modulation de fréquence.

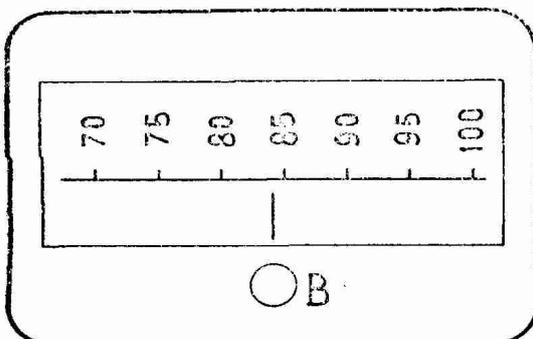


FIG. XXI-2-1. — Partie de graduation d'un générateur H.F. muni d'un condensateur à variation linéaire de fréquence.

Supposons que nous disposions d'un générateur HF possédant un cadran gradué en fréquences comme celui de la figure XXI-2-1. Réglons le générateur de façon que l'on puisse obtenir à la sortie une tension HF non modulée à la fréquence 80 Mc/s, par exemple. Tournons maintenant le bouton B alternativement dans un sens et dans l'autre, de façon que l'aiguille se déplace entre 70 Mc/s et 90 Mc/s, ce déplacement se répétant vingt-cinq fois par seconde.

Il est évident qu'à la sortie, nous obtenons une tension HF dont la fréquence varie vingt-cinq fois par seconde, entre 70 Mc/s et 90 Mc/s.

On obtient ainsi un générateur de haute fréquence à la fréquence 80 Mc/s, *modulée en fréquence* à la fréquence 25 c/s, et dont l'*excursion* se fait entre 70 et 90 Mc/s.

Ce dispositif expérimental est évidemment assez compliqué, et on réalise pratiquement les émetteurs modulés en fréquence au moyen de dispositifs excluant tout procédé mécanique. Il existe toutefois des appareils de mesure dits wobbulateurs (ou encore modulateurs de fréquence) qui fonctionnent, comme dans l'expérience que nous venons d'indiquer, en utilisant un condensateur oscillant mécaniquement ou tournant autour de son axe, le mouvement étant obtenu avec un vibreur ou un moteur.

§ 3. — Formules relatives à la modulation de fréquence.

Une tension haute fréquence non modulée peut être représentée, comme indiqué au paragraphe 1, par :

$$e = A \sin 2 \pi f t \quad (1)$$

S'il y a modulation de fréquence à la seule fréquence f' , la formule ci-dessus devient :

$$e = A \sin (2 \pi f t + m_p \sin 2 \pi f' t) \quad (2)$$

Dans cette expression :

$$m_p = \frac{\text{variation totale de } f}{f}$$

où m_p est l'indice de modulation.

Dans le cas de notre exemple expérimental, on aurait :

$$m_p = \frac{90 - 70}{80} = 0,25$$

La formule (2) peut être développée en série (suite de termes en nombre infini). On obtient l'expression suivante :

$$E = A [J_0(m_p) \sin 2 \pi f t + A J_1(m_p) [\sin 2 \pi (f + f') t - \sin 2 \pi (f - f') t] + A J_2(m_p) [\sin 2 \pi (f + 2 f') t - \sin 2 \pi (f - 2 f') t]$$

.....

$$+ A J_n(m_p) [\sin 2 \pi (f + n f') t - \sin 2 \pi (f - n f') t]$$

.....

Les coefficients J sont des termes mathématiques délicats à calculer, et connus sous le nom de *fonctions de Bessel*. Des tables donnent leur valeur numérique en fonction de m_p et de leur rang n.

La formule (3) montre que chacun des termes se compose de la somme de deux tensions sinusoïdales telles que :

$$AJ_2(m_p) \sin 2 \pi (f + 2 f') t + AJ_2(m_p) \sin 2 \pi (f - 2 f') t$$

On trouve donc, tout comme dans le cas de la modulation d'amplitude, les bandes latérales (ou, plus rigoureusement, les fréquences latérales), cette fois en nombre infini, pour une seule fréquence de modulation.

En réalité, les fonctions J diminuent assez rapidement ; toutefois, il y a toujours une certaine quantité de fréquences latérales dont il faut tenir compte.

§ 4. — Récepteurs à modulation de fréquence.

Le principe général du fonctionnement d'un récepteur à modulation de fréquence est, à peu de choses près, le même que celui d'un récepteur à modulation d'amplitude, sauf en ce qui concerne l'*étage démodulateur*. Celui-ci s'appelle détecteur, dans le cas de la modulation d'amplitude, et *discriminateur* dans le cas de la modulation de fréquence.

Pour recevoir une émission modulée en fréquence, un récepteur doit se composer des parties suivantes :

- 1° Un changeur de fréquence ;
- 2° Un amplificateur moyenne fréquence ;
- 3° Un limiteur ;
- 4° Un discriminateur ;
- 5° Un amplificateur BF.

A ces parties constituant le récepteur proprement dit, on adjoint naturellement un dispositif d'alimentation, l'antenne, le haut-parleur et, éventuellement, un pick-up.

L'étage changeur de fréquence n'est pas obligatoire, mais il est toutefois préférable d'adopter le superhétérodyne, d'abord pour les mêmes raisons que celles invoquées dans le cas des récepteurs classiques, ensuite parce que les émissions à modulation de fréquence s'effectuent sur ondes très courtes, de l'ordre de 5 m, ondes qu'il est difficile d'amplifier convenablement.

L'étage changeur de fréquence ne présente rien de spécial en ce qui concerne l'oscillateur. Le circuit d'accord doit, toutefois, être apte à recevoir une bande de fréquences beaucoup plus large que celle exigée dans les récepteurs à modulation d'amplitude.

La bande passante doit être de l'ordre de ± 60 kc/s, au lieu de ± 5 kc/s ou ± 10 kc/s, comme dans les récepteurs normaux.

Remarquons, d'ailleurs, qu'un circuit d'accord sur 5 m est souvent amorti par la présence des résistances d'entrée des lampes, résistances qui peuvent être de l'ordre de 5.000Ω à ces fréquences.

La moyenne fréquence.

S'il s'agit de recevoir une bande de ± 60 kc/s, c'est-à-dire de 120 kc/s, on comprend aisément qu'une MF de 472 kc/s convient assez mal, car elle devrait s'étendre de 412 kc/s à 532 kc/s. Une dissymétrie de la courbe de réponse serait inévitable. De plus, à 532 kc/s, on se trouverait dans la gamme des émissions PO.

On choisit donc une MF plus élevée, située sur 1.500 à 2.000 kc/s.

L'amortissement des circuits est toujours indispensable, et le nombre des étages doit être augmenté en conséquence, car plus on amortit un étage, moins il amplifie.

En général, une sensibilité suffisante est obtenue avec trois étages MF à lampes à très forte pente : 1853, 1852, EF51, EF42, etc... La technique des amplificateurs MF et des étages changeurs de fréquence et, éventuellement, des étages HF, est en tous points la même que celle qui est adoptée en télévision : large bande, amortissement, lampes à forte pente. Toutefois, la bande passante des récepteurs à modulation de fréquence est considérablement moins large, ce qui facilite l'établissement des amplificateurs HF ou MF.

Discriminateurs.

Ces discriminateurs sont exactement les mêmes que ceux qui ont été étudiés dans les paragraphes consacrés à la commande automatique de fréquence (pages 957 et suivantes). Deux systèmes sont universellement adoptés : ce sont ceux des figures XXI-4-1 et XXI-4-2.

Dans ces deux dispositifs, on obtient, entre les points N et M, la tension BF *démodulée*, que l'on amplifie ensuite par les procédés ordinaires. Dans le dispositif de la figure XXI-4-1, P est le primaire du transformateur MF placé à la suite de la dernière lampe MF. S_1 et S_2 sont deux secondaires disposés symétriquement par rapport à P.

Soit f_m la fréquence moyenne de la bande sur laquelle doit travailler l'amplificateur MF.

On accorde P sur f_m , S_1 sur $f_m - \Delta f_m$ et S_2 sur $f_m + \Delta f_m$.

Δf_m est la moitié de la bande passante de l'amplificateur MF.

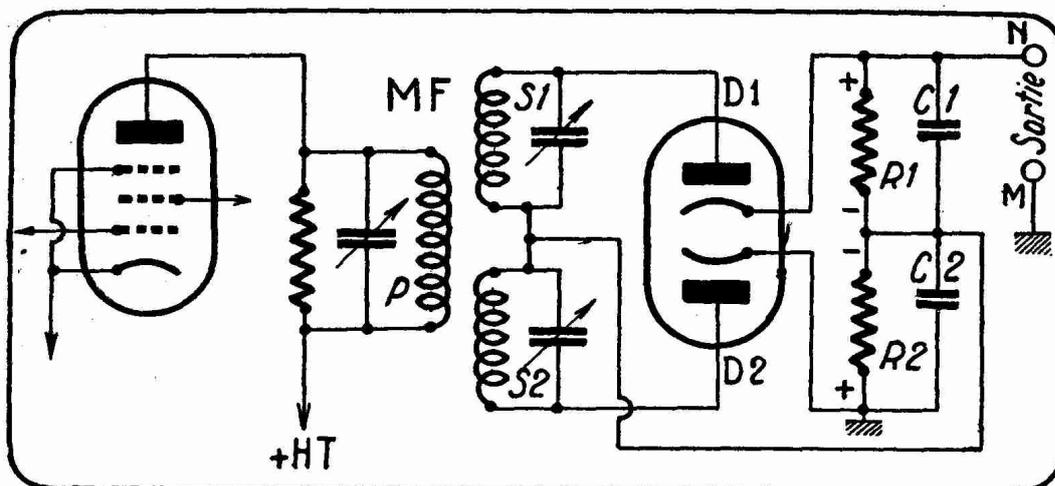


FIG. XXI-4-1. — Discriminateur utilisant un transformateur M.F. spécial à deux secondaires séparés.

Lorsque le récepteur amplifie une fréquence variable due à la modulation de fréquence de l'émission, il est évident que, lorsque la MF est égale à f_m , les deux diodes D_1 et D_2 redressent des tensions sensiblement égales, puisque les accords de S_1 et S_2 sont également décalés par rapport à celui de P. Si la MF est comprise entre f_m et $f_m + \Delta f_m$, la diode D_1 redresse une tension plus élevée que D_2 . La tension du point N est positive, car les tensions le long de R_1 et R_2 sont en opposition, grâce à la disposition du montage, et leur différence est positive.

Par contre, si la MF est comprise entre f_m et $f_m - \Delta f_m$, pour les mêmes raisons, la tension redressée aux bornes de R_2 est plus grande en valeur absolue que celle existant aux bornes de R_1 ; le point N est donc négatif par rapport à M. On voit que la variation de fréquence de la MF donne lieu à une variation de tension entre les points M et N.

Comme la variation de fréquence MF se fait au rythme de la BF qui module l'émetteur, la tension variable recueillie entre les points M et N reproduit justement cette BF.

Il ne reste donc plus qu'à connecter un bon amplificateur BF classique aux points de sortie.

Le fonctionnement du second dispositif discriminateur (fig. XXI-4-2) a été expliqué plus haut pages 957 et suivantes.

On obtient la même variation de tension entre les points M et N.

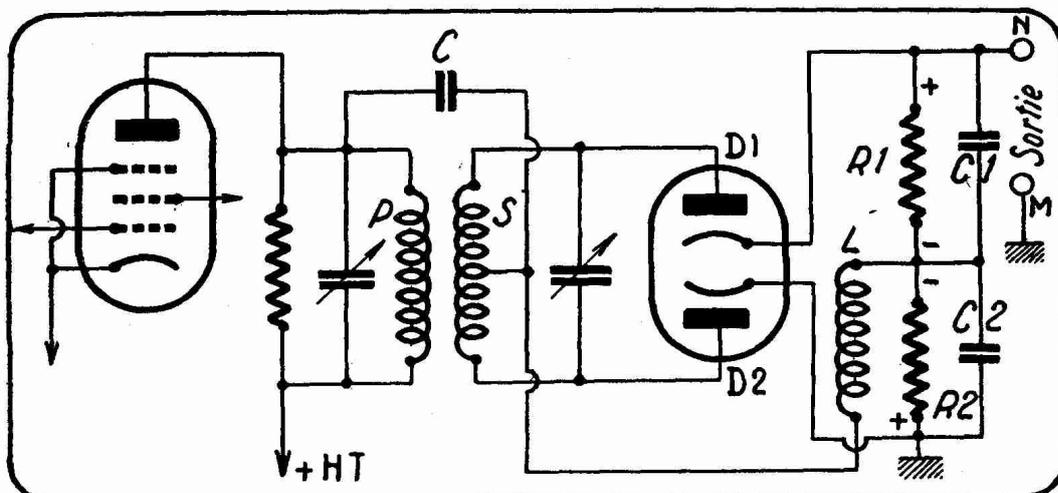


FIG. XXI-4-2. — Discriminateur utilisant un transformateur M.F. à prise médiane au secondaire (système Seeley et Foster).

C'est ce second type de discriminateur qui est le plus souvent adopté dans les montages à modulation de fréquence.

Le limiteur.

Pour profiter de l'un des principaux avantages qu'offre la modulation de fréquence (l'atténuation considérable des parasites), il est indispensable de prévoir, dans le récepteur, un étage dit « limiteur ».

Le limiteur se place entre le dernier étage MF normal et le discriminateur.

Un des schémas les plus courants de limiteur est celui de la figure XXI-4-3. A part le fait que le condensateur shunté $C_1 R_1$ est placé du côté masse du secondaire de T_1 , au lieu d'être du côté grille, nous nous trouvons en présence

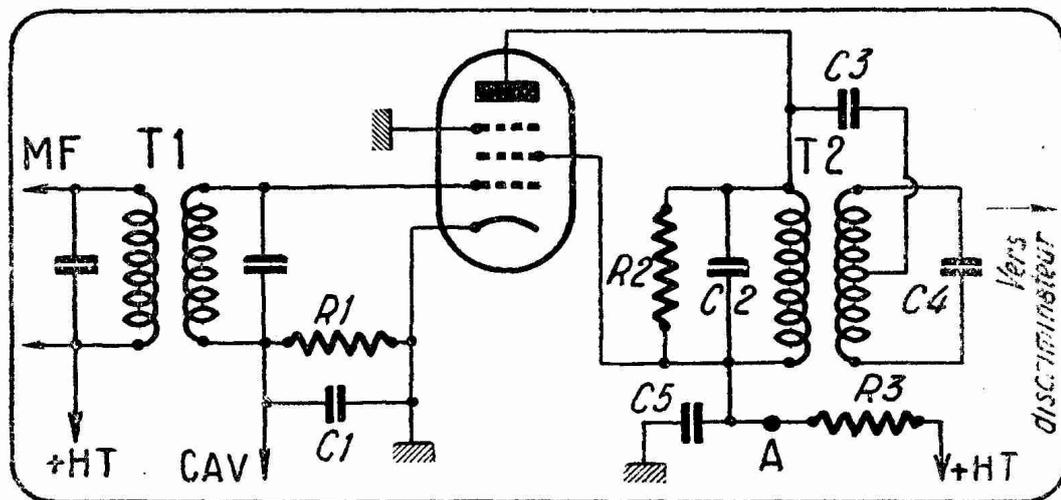


FIG. XXI-4-3. — Montage d'un limiteur à pentode travaillant avec une tension d'écran élevée.

du schéma d'une détectrice dite « pour la grille ». La tension plaque doit être réduite, ce que l'on obtient en donnant une valeur convenable à R_3 . L'écran est connecté à un point dont le potentiel est sensiblement le même que celui de la plaque, au repos.

T_1 est un transformateur MF et T_2 le transformateur MF qui précède le montage de la figure XXI-4-2. La valeur de R_1 est de l'ordre de quelques centaines de mille ohms, C_5 a une capacité de 100 pF environ.

Pour les tensions HF faibles appliquées à la grille, le dispositif fonctionne comme une détectrice par la grille, c'est-à-dire comme un détecteur diode. Le point CAV se trouve, d'ailleurs, à une tension négative par rapport à la masse, et on peut le connecter à travers une résistance aux retours de grille des lampes amplificatrices, pour obtenir un effet de régulation automatique de sensibilité.

Pour les tensions HF élevées, la lampe fonctionne comme détectrice par la plaque. La grille devient de plus en plus négative, et le point de fonctionnement se déplace vers le « cut-off », c'est-à-dire vers le point correspondant à une annulation du courant plaque.

Un dosage judicieux de la CAV ou de tout autre dispositif réglant la tension HF appliquée à la grille du limiteur, permet de faire fonctionner le tube de façon que le point de fonctionnement se trouve à distance à peu près égale des deux coudes, inférieur et supérieur.

Il est possible, d'ailleurs, de régler le limiteur en fonction de la HF reçue, en variant la tension plaque. Cela s'obtient en agissant sur la valeur de R_3 . Dans ce cas, R_3 est un potentiomètre dont une extrémité est reliée à la masse, l'autre au + HT, et le curseur au point A de la figure XX-4-3.

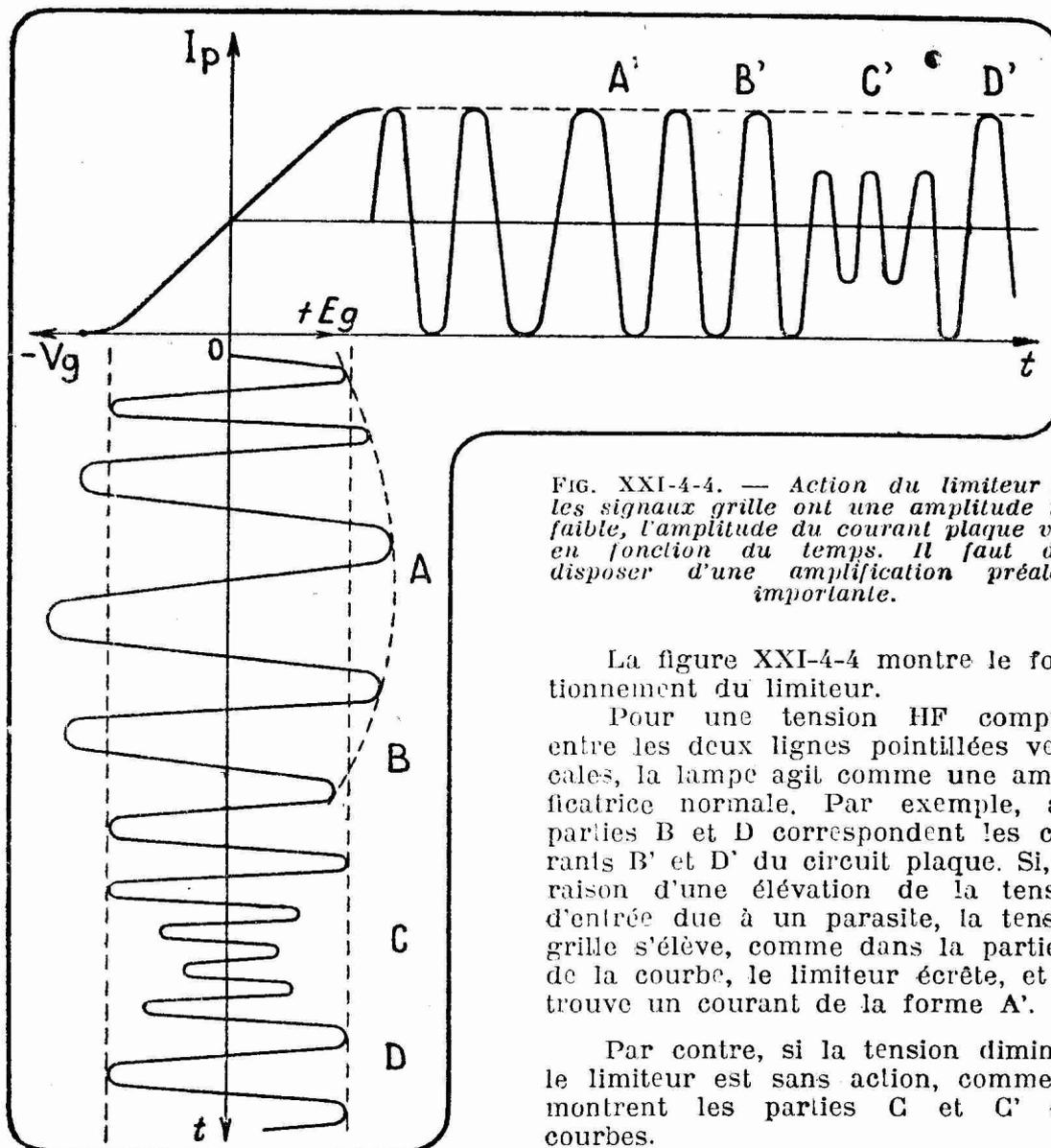


FIG. XXI-4-4. — Action du limiteur : si les signaux grille ont une amplitude trop faible, l'amplitude du courant plaque varie en fonction du temps. Il faut donc disposer d'une amplification préalable importante.

La figure XXI-4-4 montre le fonctionnement du limiteur.

Pour une tension HF comprise entre les deux lignes pointillées verticales, la lampe agit comme une amplificatrice normale. Par exemple, aux parties B et D correspondent les courants B' et D' du circuit plaque. Si, en raison d'une élévation de la tension d'entrée due à un parasite, la tension grille s'élève, comme dans la partie A de la courbe, le limiteur écrête, et on trouve un courant de la forme A'.

Par contre, si la tension diminue, le limiteur est sans action, comme le montrent les parties C et C' des courbes.

Il en résulte qu'un parasite de courte durée n'est pas transmis, ce qui constitue peut-être le plus grand avantage à l'actif de la modulation de fréquence.

§ 5. — Réalisation d'un récepteur d'émissions modulées en fréquence.

Après l'étude des différentes parties d'un récepteur pour ondes modulées en fréquence, il ne nous reste plus qu'à examiner les schémas pratiques d'un ensemble complet.

Les figures XXI-5-1 et suivantes correspondent à un appareil classique comprenant les parties suivantes :

- 1° L'étage HF et le changeur de fréquence (fig. XXI-5-1) ;
- 2° L'amplificateur MF et les deux étages limiteurs (fig. XXI-5-2) ;
- 3° L'étage détecteur ou discriminateur et l'indicateur d'accord (fig. XXI-5-3) ;
- 4° L'amplificateur BF à haute fidélité (fig. XXI-5-4).

a) *Changeur de fréquence et haute fréquence.*

Cette partie est réalisée suivant les mêmes méthodes que dans les récepteurs à modulation d'amplitude.

L'étage HF utilise une 1853, pentode à pente variable, de pente maximum égale à 5 mA/V.

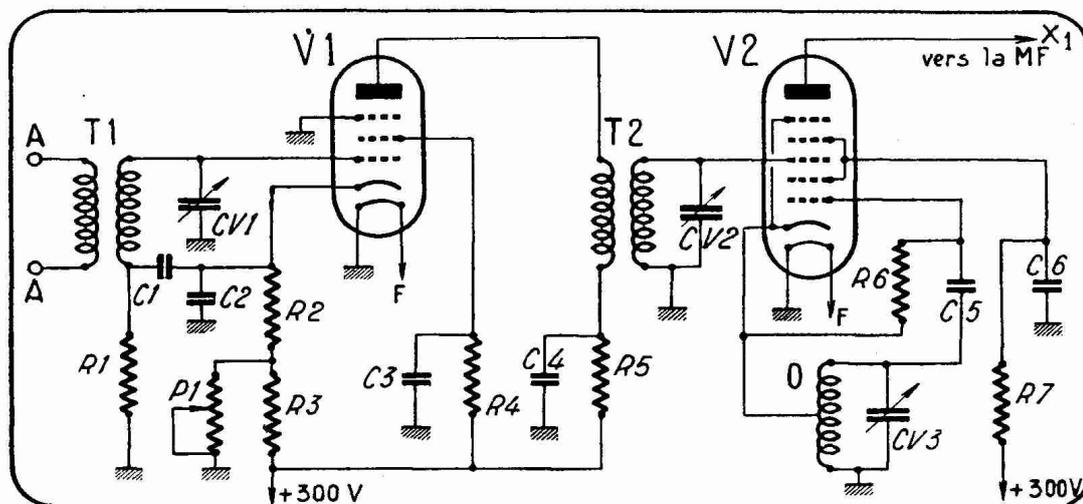


FIG. XXI-5-1. — *Partie H.F. et changement de fréquence. L'antenne doublet doit être connectée aux points marqués A.*

Le changeur de fréquence utilise une heptode 6SA7 dont le montage est celui qui convient à son système particulier de construction intérieure. Les valeurs des éléments sont les suivantes :

$$R_1 = 100.000 \Omega ; R_2 = 1.500 \Omega ; R_3 = 100.000 \Omega ;$$

$$R_4 = 60.000 \Omega ; R_5 = 1.000 \Omega ; R_6 = 20.000 \Omega ; R_7 = 5.000 \Omega.$$

$$C_1 = 250 \text{ pF} ; C_2 = 5.000 \text{ pF} ; C_3 = 10.000 \text{ pF} ;$$

$$C_4 = 10.000 \text{ pF} ; C_5 = 50 \text{ pF} ; C_6 = 5.000 \text{ pF}.$$

$$P_1 = 2.000 \Omega \text{ bobiné.}$$

$$V_1 = 1853 ; V_2 = 6SA7.$$

T_1 = transformateur HF ; T_2 = transformateur HF ; O = oscillateur à couplage cathodique.

Les trois condensateurs variables CV constituent les éléments d'un bloc triple. La valeur de chaque élément est de l'ordre de 50 pF ou 100 pF. On pourrait aussi utiliser pour cette partie du récepteur la section OC d'un bloc commercial pour modulation d'amplitude, et montée suivant le schéma fourni par le fabricant.

Le point X_1 est connecté au point marqué également X_1 sur le schéma de la figure suivante.

b) *Etages MF et limiteurs.*

Les étages MF sont montés suivant une disposition analogue à celle qui est adoptée en télévision. Les transformateurs de liaison MF1, MF2 et MF3 sont assortis par des résistances. On remarquera les schémas un peu spéciaux des limiteurs qui, dans ce montage, sont au nombre de deux, ce qui augmente leur efficacité.

Pour une moyenne fréquence de 1.500 kc/s, les résistances d'amortissement doivent avoir une valeur de l'ordre de 15.000 Ω . Les condensateurs, de l'ordre

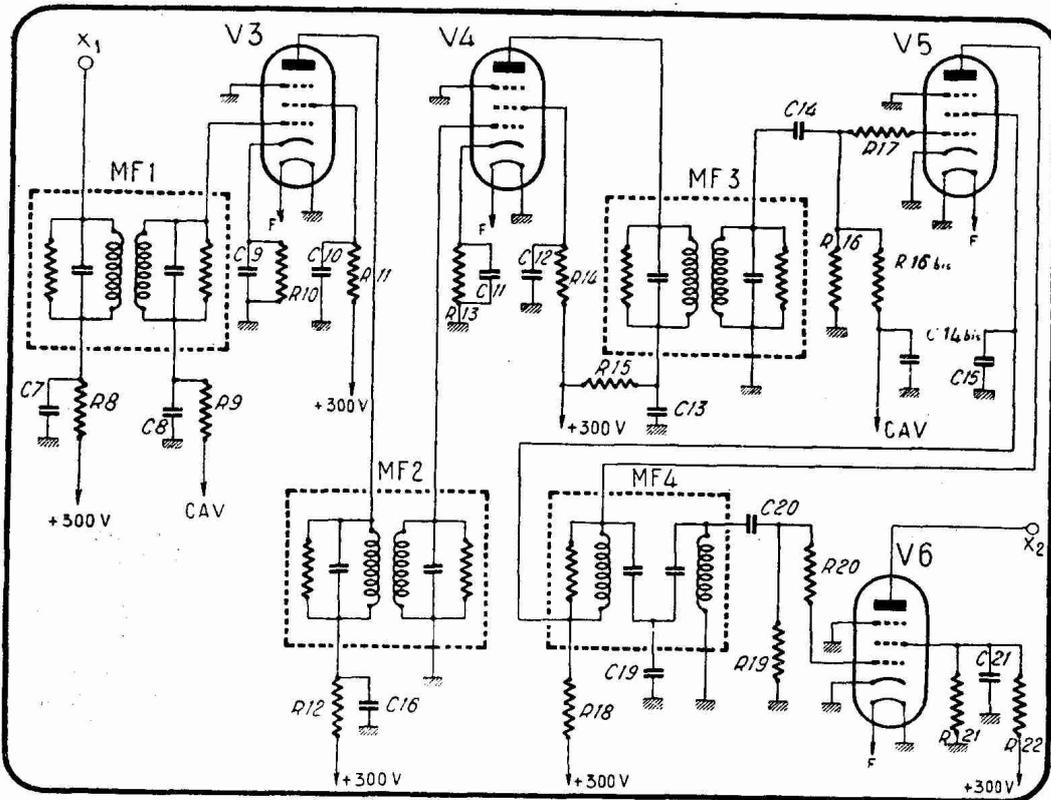


FIG. XXI-5-2. — Etages M.F. et limiteurs d'un récepteur à modulation de fréquence. Remarquer les résistances d'amortissement des transformateurs M.F.

de 100 pF, sont obtenus en se basant sur une capacité parasite de l'ordre de 30 à 40 pF et un ajustable de 50 à 100 pF. Les valeurs des éléments sont :

$R_8 = R_{12} = R_{15} = 1.000 \Omega$; $R_9 = 100.000 \Omega$; $R_{10} = R_{13} = 200 \text{ à } 2.000 \Omega$, suivant la sensibilité désirée et en fonction de la stabilité de l'amplificateur ;
 $R_{11} = R_{14} = 50.000 \Omega$; $R_{16} = 50.000 \Omega$; $R_{16 \text{ bis}} = 2 \text{ M}\Omega$; $R_{17} = 50 \Omega$; $R_{18} = 35.000 \Omega$; $R_{19} = 25.000 \Omega$; $R_{20} = 50 \Omega$; $R_{21} = 15.000 \Omega$; $R_{22} = 35.000 \Omega$.

$C_7 = C_8 = C_9 = C_{10} = C_{11} = C_{12} = C_{13} = C_{14 \text{ bis}} = 0,05 \mu\text{F}$;

$C_{14} = 50 \text{ pF}$; $C_{15} = C_{18} = 0,05 \mu\text{F}$;

$C_{17} = C_{19} = 50 \text{ pF}$; $C_{19} = 1.500 \text{ pF}$;

$C_{20} = 50 \text{ pF}$; $C_{21} = 0,05 \mu\text{F}$.

$V_3 = V_4 = 1852$ (ou 6AC7 ou 1851 ou R219) ; $V_5 = V_6 = 6J7$ (ou 6SJ7).

Le point X_2 est à connecter à l'entrée du schéma suivant.

c) Etage détecteur et indicateur d'accord (œil magique).

Le schéma de cette partie est donné par la figure XXI-5-3, dont le point X_2 est connecté à la plaque de V_6 du schéma précédent.

Les valeurs des éléments sont les suivantes :

$R_{23} = 100.000 \Omega$; $R_{24} = 60.000 \Omega$; $R_{25} = R_{26} = 100.000 \Omega$;

$R_{27} = 2 \text{ M}\Omega$; $R_{28} = 750.000 \Omega$; $R_{29} = 1 \text{ M}\Omega$;

$R_{30} = 100.000 \Omega$; $R_{31} = 100.000 \Omega$; $R_{31a} = 500.000 \Omega$.

$C_{22} = C_{24} = 50 \text{ pF}$; $C_{23} = 40 \text{ pF}$; $C_{25} = 0,25 \mu\text{F}$; $C_{26} = C_{27} = 100 \text{ pF}$;
 $C_{28} = 0,5 \mu\text{F}$; $C_{29} = 1.000 \text{ pF}$.

$P_2 = 1 \text{ M}\Omega$; $P_3 = 5.000 \Omega$ graphite ou bobiné.

$V_7 = 6H6$; $V_8 = 6E5$.

Relier les points marqués CAV des figures XXI-5-2 et XXI-5-3.

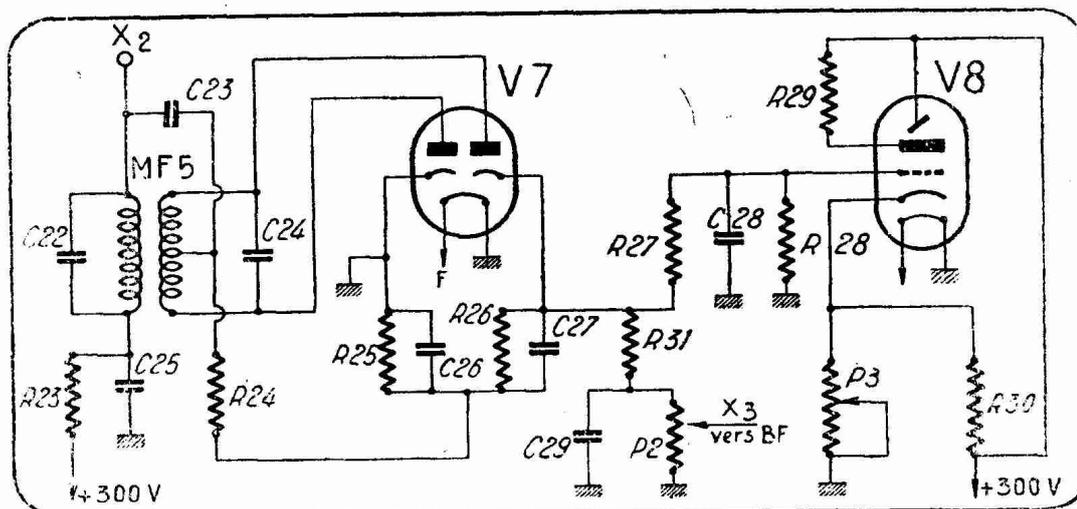


FIG. XXI-5-3. — Montage d'un détecteur et de l'œil magique. Le tube V7 est monté d'après le même principe que sur la figure XXI-4-2.

Il est évident que la construction des transformateurs MF n'est pas à la portée de l'amateur, qui devra se les procurer chez un spécialiste. Ils peuvent, d'ailleurs, être différents de ceux que nous avons indiqués à titre d'exemple dans nos schémas, et il faut se conformer au mode de branchement préconisé par les bobiniers.

d) *Amplificateur basse fréquence à haute fidélité.*

Celui-ci est réalisé suivant la technique normale des amplificateurs de bonne qualité. Il doit, toutefois, permettre une reproduction linéaire de 25 à 15.000 p/s, afin de mettre en évidence les qualités des émissions à modulation de fréquence.

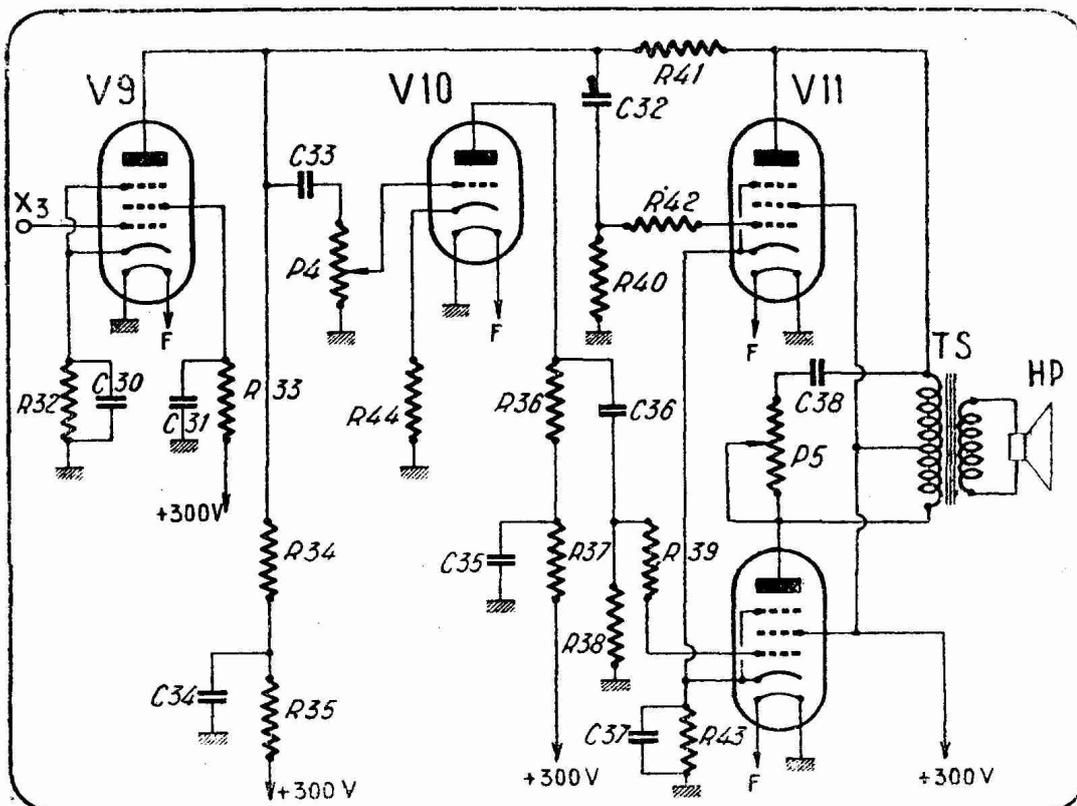


FIG. XXI-5-4. — Amplificateur basse fréquence à haute fidélité utilisant un push-pull et une contre-réaction en tension.

Cet amplificateur (figure XXI-5-4) comporte une amplificatrice de tension (pentode V_8), une déphaseuse triode (V_{10}) et deux pentodes finales en push-pull (V_{11} et V_{12}).

Les valeurs des éléments sont :

$$R_{32} = 300 \Omega ; R_{33} = 100.000 \Omega ; R_{34} = 5.000 \Omega ;$$

$$R_{23} = 5.00 \Omega ; R_{36} = 5.000 \Omega ; R_{37} = 20.000 \Omega ;$$

$$R_{38} = 500.000 \Omega ; R_{39} = R_{42} = 1.000 \Omega ; R_{40} = 500.000 \Omega ;$$

$R_{41} = 1 \text{ à } 3 \text{ M}\Omega$, suivant le taux de contre-réaction désiré ; $R_{43} = 315 \Omega$
10 watts (bobinée) ; $R_{44} = 1.500 \Omega$.

$C_{30} = 150 \mu\text{F} - 25 \text{ V}$ (3 condensateurs de $50 \mu\text{F}$ en parallèle) ; $C_{31} = 8 \mu\text{F} - 500 \text{ V}$; $C_{32} = 0,05 \mu\text{F}$; $C_{33} = 0,1 \mu\text{F}$; $C_{34} = 8 \mu\text{F} - 500 \text{ V}$; $C_{35} = 16 \mu\text{F} - 500 \text{ V}$; $C_{36} = 0,1 \mu\text{F}$; $C_{37} = 150 \mu\text{F} - 50 \text{ V}$ (3 condensateurs de $50 \mu\text{F}$ en parallèle) ; $C_{38} = 50.000 \text{ pF}$.

$P_4 = 500.000 \Omega$; $P_5 = 50.000 \Omega$ (réglage de timbre).

$V_8 = 1852$ (ou 6AC7 ou 1851 ou R219) ; $V_{10} = 6C5$; V_{11} et $V_{12} = \text{EL39}$.

T.S = transformateur de sortie, rapport prévu pour adapter une impédance de 10.000Ω à l'impédance de la bobine mobile du haut-parleur. Ce dernier doit 1° être de haute qualité ; 2° pouvoir recevoir une puissance de 15 watts modulés.

L'alimentation est classique. Elle doit fournir 200 mA sous 300 V après filtrage. En prenant un dynamique à aimant permanent, on peut utiliser un transformateur fournissant $2 \times 350 \text{ V} - 200 \text{ mA}$ au secondaire HT. Le tube redresseur est du type 5Z3 (ou tout autre redresseur 250 mA). Le filtrage s'effectue au moyen d'une cellule composée de deux condensateurs de $32 \mu\text{F} - 500 \text{ V}$ et d'une self de 50 à 100 H, dont la résistance est de l'ordre de 500Ω .

Le récepteur fonctionne encore assez bien avec 260 V seulement au lieu de 300. Dans ce cas, il faut cependant remplacer les EL39 par des EL3-N, R_{43} devant être de 100Ω seulement.

§ 6. — Comparaison entre la modulation d'amplitude (A.M.) et la modulation de fréquence (F.M.)

De nombreux auteurs, les uns intéressés, les autres désintéressés, ont discuté longuement des mérites comparés des deux procédés de modulation.

A l'actif de la modulation de fréquence, on peut citer les avantages suivants :

1° Possibilité d'une profondeur de modulation aussi grande qu'il est nécessaire. Il n'y a pas de compression sonore à l'émission et, par conséquent, le récepteur n'a pas besoin d'un expenseur. Il en résulte une meilleure qualité musicale, les circuits spéciaux — qui déforment toujours — étant supprimés.

2° Les consommations des émetteurs et des récepteurs sont plus constantes, ce qui évite une cause de bruit de fond (celui-ci est, le plus souvent, provoqué par une modulation en amplitude provoquée par des variations de tension des lampes amplificatrices haute ou moyenne fréquence).

3° Le principal avantage semble être la diminution des parasites à la réception.

On reproche toutefois à la F.M. la bande très large à recevoir, ce qui rend les récepteurs plus coûteux, le nombre des étages étant plus élevé. Il découle de cet inconvénient non seulement l'augmentation du prix de revient des récepteurs, mais aussi l'obligation de placer moins de stations émettrices dans une bande de fréquences donnée.

Pour cette raison, la F.M. ne s'effectue qu'en O.C., où une place peut lui être trouvée sans gêner les émissions modulées en amplitude.

Les stations américaines de F.M. sont nombreuses ; la plupart des émetteurs de son de télévision américains sont à F.M.

§ 7. — Récepteurs mixtes F.M. et A.M.

L'étude des récepteurs classiques à modulation d'amplitude (A.M.) et celle, très rapide, que nous venons de faire des récepteurs à modulation de fréquence, montre que de nombreuses parties sont communes quant à leur principe de fonctionnement. Ces parties : changement de fréquence, haute et moyenne fréquence et basse fréquence peuvent donc constituer les éléments d'un récepteur prévu pour les deux systèmes de modulation.

Dans un tel appareil, il suffit donc de commuter convenablement l'étage détecteur normal pour la modulation d'amplitude avec l'étage détecteur (discriminateur) valable pour la F.M., et de mettre hors circuit les limiteurs dans le cas de la modulation d'amplitude.

En pratique, la largeur de bande des amplificateurs M.F. n'est pas la même dans les deux cas, et un réglage de la sélectivité est également à prévoir.

Rappelons, en guise de conclusion, que ce sont les travaux de l'ingénieur américain Armstrong qui ont montré les grands avantages de la modulation de fréquence. Celle-ci est devenue, grâce à lui, une des branches les plus séduisantes de la radio. La plupart des perfectionnements et des dispositifs fondamentaux de la F.M. sont d'ailleurs dus à ce célèbre technicien.

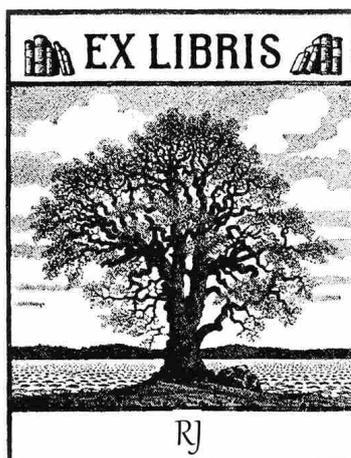


TABLE DES MATIERES

PREMIERE PARTIE

INTRODUCTION

	Pages
LIVRE I. — Introduction à l'étude des mouvements vibratoires	13
§ 1. — Un peu de trigonométrie élémentaire. Sinus, cosinus, tangente.	13
§ 2. — Mouvement vibratoire simple. Représentation graphique. Equation	20
§ 3. — Nombres complexes ou imaginaires	25
LIVRE II. — Acoustique	29
§ 1. — Cause des sons. Définitions. Méthode stroboscopique Mécanisme	29
§ 2. — Notion d'onde. Propagation d'une onde sonore. Représentation	33
§ 3. — Définition de la longueur d'onde	35
§ 4. — Vitesse de propagation du son	36
§ 5. — Réflexion des ondes sonores	37
§ 6. — Interférences des ondes. Battements	37
§ 7. — Interférence d'une onde directe et d'une onde réfléchie. Ondes	41
stationnaires	41
§ 8. — Les tuyaux sonores	44
§ 9. — Sons composés	47
§ 10. — La voix humaine et les instruments de musique	49
§ 11. — Puissance d'une onde sonore	50
§ 12. — Seuil et limite supérieure d'audibilité	51
§ 13. — Sensibilité de l'oreille aux variations de puissance sonore	53
LIVRE III. — Compléments à l'étude des mouvements vibratoires. Mouvement	
vibratoire entretenu et mouvement vibratoire amorti	59
LIVRE IV. — Le système d'unités CGS et les unités commerciales et indus-	
trielles	63
§ 1. — Système CGS	64
§ 2. — Tableau général des unités commerciales et industrielles	67

DEUXIEME PARTIE

ELECTRICITE

LIVRE V

COURANT CONTINU

CHAPITRE PREMIER

Définitions fondamentales.

§ 1. — Quantité d'électricité. Coulomb	79
§ 2. — Potentiel. Tension	79
§ 3. — Intensité	80
§ 4. — Travail fourni par un courant électrique	80
§ 5. — Puissance d'un courant électrique	81

CHAPITRE II		Pages
Loi d'Ohm.		
§ 6.	— Enoncé. Résistance électrique	82
§ 7.	— Calcul de la résistance d'un conducteur	83
§ 8.	— Influence de la température sur la résistance. Superconducteurs	85
§ 9.	— Force électromotrice. Résistance intérieure des sources	86
§ 10.	— Lois de Kirchhoff ou des courants dérivés	89
§ 11.	— Mesure des résistances. Pont de Wheatstone	92
§ 12.	— Les résistances utilisées en T.S.F. Le « R.M.A. color code »	93
§ 13.	— Les potentiomètres	95

CHAPITRE III		
Loi de Joule.		
§ 14.	— Enoncé	98
§ 15.	— Applications de la loi de Joule	100
§ 16.	— Piles thermoélectriques	104

CHAPITRE IV		
Notions d'électrochimie.		
§ 17.	— Généralités	106
§ 18.	— Réactions secondaires dans l'électrolyse	108
§ 19.	— Lois de l'électrolyse	108
§ 20.	— Piles	109
§ 21.	— Accumulateurs. Théorie élémentaire. Conseils pratiques	110

CHAPITRE V		
Notions d'électrostatique. Condensateurs.		
§ 22.	— Electrostatique	119
§ 23.	— Généralités sur les condensateurs	121
§ 24.	— Charge et décharge d'un condensateur	124
§ 25.	— Couplage des condensateurs	125
§ 26.	— Les condensateurs fixes utilisés en T.S.F.	127
§ 27.	— Instruments de mesure utilisés en électrostatique	128

LIVRE VI
MAGNETISME ET ELECTROMAGNETISME

CHAPITRE PREMIER		
Magnétisme.		
§ 1.	— Définitions	129
§ 2.	— Champ magnétique	130
§ 3.	— Action simultanée de deux champs	135

CHAPITRE II		
Electromagnétisme.		
§ 4.	— Expérience d'Oersted et règle d'Ampère	137
§ 5.	— Champ magnétique des bobines	138
§ 6.	— Les solénoïdes	140
§ 7.	— Action d'un champ magnétique sur un courant mobile	141
§ 8.	— Aimantation	141
§ 9.	— Etude élémentaire du circuit magnétique	143
§ 10.	— Hystérésis	145

CHAPITRE III

L'induction électromagnétique et ses lois.

Pages

§ 11. — Expériences de Faraday	148
§ 12. — Loi de Lenz. Sens du courant induit	149
§ 13. — Courants de Foucault	151
§ 14. — Force électromotrice d'induction	151
§ 15. — Coefficient d'induction mutuelle. Self-induction	151
§ 16. — Application de l'induction au téléphone	157
§ 17. — Application de l'induction au pick-up électromagnétique	160

CHAPITRE IV

Les galvanomètres et les appareils de mesure utilisés en électricité industrielle.

§ 18. — Boussole des tangentes ou galvanomètre de Pouillet	162
§ 19. — Les galvanomètres à cadre mobile	165
§ 20. — Les voltmètres	166
§ 21. — Les appareils de mesure du deuxième degré	168
§ 22. — Quelques manipulations pratiques	169

CHAPITRE V

Le moteur électrique continu et la dynamo

§ 23. — Principes généraux. L'anneau Gramme. Inducteur et induit ..	171
§ 24. — Création du champ électromagnétique par l'inducteur. Excitation.	172
§ 25. — Le générateur Gramme	174

LIVRE VII

L'ELECTRICITE ET LE SYSTEME CGS

§ 1. — Le système d'unités électrostatiques CGS	177
§ 2. — Le système d'unités électromagnétiques CGS	178
§ 3. — Le système d'unités électromagnétiques pratiques	179

LIVRE VIII

COURANT ALTERNATIF

CHAPITRE PREMIER

Comparaisons hydrauliques	181
--	------------

CHAPITRE II

Théorie élémentaire de la production d'une différence de potentiel alternative	183
---	------------

CHAPITRE III

Etude de l'intensité d'un courant alternatif.

§ 1. — Généralités. Définitions	186
§ 2. — Etude de divers circuits traversés par un courant alternatif ..	189
§ 3. — Puissance d'un courant alternatif	199
§ 4. — Les appareils de mesure utilisés en alternatif	200

CHAPITRE IV

L'induction et les courants alternatifs. Transformateurs.

§ 5. — Généralités	202
§ 6. — Théorie élémentaire du transformateur	202
§ 7. — Le circuit magnétique	204
§ 8. — Les transformateurs industriels	206
§ 9. — Quelques considérations générales	208
§ 10. — Les transformateurs de mesure	209
§ 11. — Méthode pratique de calcul d'un transformateur (transformateur d'alimentation de récepteur de T.S.F.)	210

CHAPITRE V

Production industrielle du courant alternatif. Alternateurs.**Courants alternatifs polyphasés.**

	Pages
12. — L'alternateur	213
13. — Fonctionnement	213
14. — Réalisations industrielles. Courants diphasés et triphasés	214
15. — Transport et utilisation des courants polyphasés	216
16. — La commutatrice	219

CHAPITRE VI

Les moteurs alternatifs

17. — Utilisation des moteurs universels	221
18. — Les moteurs synchrones	221
19. — Les moteurs à champ tournant dits aussi asynchrones ou à induction	221

LIVRE IX

LA BOBINE DE RUHKORFF ET SES APPLICATIONS PRINCIPALES

CHAPITRE PREMIER

La bobine de Ruhmkorff ou bobine d'induction	225
---	------------

CHAPITRE II

Décharge électrique d'une bobine de Ruhmkorff dans les gaz raréfiés.**Les électrons.**

1. — Décharge électrique dans un gaz raréfié	228
2. — Exposé élémentaire de la théorie des électrons. Les phénomènes d'ionisation	231

CHAPITRE III

Charge d'un condensateur à l'aide de la bobine de Ruhmkorff.**Décharge oscillante d'un condensateur.**

3. — Charge d'un condensateur	242
4. — Décharge d'un condensateur. Décharge oscillante	242
5. — Excitateur de Heriz	246
6. — Utilisation de la décharge oscillante d'un condensateur à l'obtention de courants à haute fréquence et à très haute tension. Expériences de Tesla	247

LIVRE X

PROPRIÉTÉS DES COURANTS ALTERNATIFS**A HAUTE FRÉQUENCE. RESISTANCE EN HAUTE FRÉQUENCE**

CHAPITRE PREMIER

Pertes dans le cuivre.

1. — Effet pelliculaire ou « skin effect »	251
2. — Courants de Foucault	253

CHAPITRE II

Pertes dans les diélectriques.

Pages

§. §.	3. — Capacité propre	255
§. §.	4. — Pertes dans les diélectriques du champ	256

CHAPITRE III

	Pertes dans un condensateur	257
--	-----------------------------------	-----

LIVRE XI

REDRESSEMENT ET FILTRAGE D'UN COURANT ALTERNATIF

CHAPITRE PREMIER

	Généralités	259
--	-------------------	-----

CHAPITRE II

Quelques méthodes de redressement.

§.	1. — Montages redresseurs	261
§.	2. — Dispositifs redresseurs	263

CHAPITRE III

Le filtrage d'un courant redressé.

§.	3. — Le filtre empirique	275
§.	4. — Le filtre rationnel. Etude élémentaire des filtres électriques ..	277

CHAPITRE IV

Tension et intensité en courant redressé.

§.	5. — Cas de l'utilisation d'une seule alternance	286
§.	6. — Cas de l'utilisation des deux alternances	287
§.	7. — Application à la mesure des tensions et intensités alternatives	287

CHAPITRE V

	Recharge des batteries d'accumulateurs sur alternatif	289
--	---	-----

CHAPITRE VI

	Le redressement dans le cas du triphasé	290
--	---	-----

LIVRE XII

ETUDE RAPIDE DU COURANT ALTERNATIF PAR LES IMAGINAIRES

§.	1. — Utilité de cette étude	293
§.	2. — Théorie des vecteurs	293
§.	3. — Passage de la théorie des vecteurs à la théorie des nombres imaginaires	298
§.	4. — Circuits série parcourus par du courant alternatif sinusoïdal ..	299
§.	5. — Résumé des différents décalages entre les tensions et les courants.	304
§.	6. — Circuits en parallèle	305
§.	7. — Circuits mixtes	308
§.	8. — Angle de décalage ou de phase entre la tension et le courant ..	309

TROISIÈME PARTIE

T. S. F.

LIVRE XIII

GENERALITES

Les ondes hertziennes

	Pages
§ 1. — Conditions de production des ondes hertziennes. Champ électromagnétique	315
§ 2. — Généralisation	318

Ondes amorties et ondes entretenues.

§ 3. — Caractéristiques des ondes amorties	318
§ 4. — Production des ondes amorties	319
§ 5. — Caractéristiques des ondes entretenues	321
§ 6. — Production des ondes entretenues	323

La physique des ondes hertziennes.

§ 7. — Vitesse de propagation des ondes hertziennes. Longueur d'onde.	324
§ 8. — Propriétés des ondes hertziennes. Leur identité avec les ondes lumineuses, les rayons X et les rayons γ	325

Utilisation des ondes hertziennes aux radiocommunications.

Les phénomènes de propagation.

§ 9. — Généralités	327
§ 10. — Ondes directes et ondes indirectes. Les couches de Kennelly-Heaviside	328
§ 11. — Caractères de la propagation des ondes électromagnétiques de différentes longueurs	331
§ 12. — Les parasites industriels et les parasites atmosphériques	335

La radiotéléphonie.

§ 13. — Généralités	336
§ 14. — Etude mathématique élémentaire. Composition d'une onde modulée	337
§ 15. — Puissance utile d'une oscillation modulée	341
§ 16. — Modulation à porteuse commandée	342

Les circuits oscillants. Définition de la sélectivité.

Couplage des circuits oscillants.

§ 17. — Fréquence et longueur d'onde d'un circuit oscillant	343
§ 18. — Sélectivité d'un circuit oscillant. Courbe de résonance	345
§ 19. — Emploi de la courbe de résonance. Construction graphique du facteur de surtension Q	349
§ 20. — Généralités sur les différents modes de couplage	351
§ 21. — Théorie générale des circuits couplés électromagnétiquement.	355
§ 22. — Cas du couplage de deux circuits oscillants accordés sur la même fréquence. Effet de filtre de bande	357
§ 23. — Sélectivité variable	363
§ 24. — Dispositifs pratiques de sélectivité variable	364
§ 25. — Note sur les oscillations libres et les oscillations forcées	365

Les circuits oscillants en télévision.

§ 26. — Nature des circuits utilisés en télévision	367
§ 27. — Impédance du circuit LCR	368
§ 28. — Sélectivité et bande passante	369

LIVRE XIV

L'ANTENNE, LA PRISE DE TERRE, LE CONTREPOIDS

	Pages
Théorie élémentaire de l'antenne.	
§ 1. — Distribution du courant et du potentiel dans une antenne unifilaire verticale reliée à la terre. Antenne quart d'onde	371
§ 2. — Extension de la formule de Thomson à l'antenne. Self et capacité effectives d'une antenne	374
§ 3. — Pertes d'énergie dans une antenne d'émission quart d'onde. Rayonnement	375
§ 4. — Comment agir sur l'accord d'une antenne ? Ecran de terre	379
§ 5. — Distribution du courant et du potentiel dans une antenne unifilaire non reliée à la terre. Antenne demi-onde	383
§ 6. — Résistance de rayonnement d'une antenne demi-onde	385
§ 7. — Les antennes multifilaires	386
§ 8. — L'antenne de réception : I. Antenne quart d'onde	390
II. Antenne demi-onde. Doublets	393
§ 9. — Couplage des antennes d'émission et de réception	394
§ 10. — Note sur les antennes d'émission dirigées	395
Conseils pratiques sur l'établissement des antennes.	
§ 11. — Les antennes de réception	396
§ 12. — Les antennes d'émission	401
§ 13. — La prise de terre	404
§ 14. — Les antennes extérieures et la foudre	405
§ 15. — Antennes commerciales	408
§ 16. — Antennes antiparasites	409
§ 17. — Antennes de télévision	410

LIVRE XV

LE PROBLEME DE LA RECEPTION

§ 1. — Généralités	415
Les détecteurs.	
§ 2. — Définitions	417
§ 3. — Les méthodes primitives	417
§ 4. — La détection moderne : 1° Théorie élémentaire du détecteur rectificateur. Détection parabolique et détection linéaire	420
2° Etude pratique des dispositifs détecteurs	426
§ 5. — Les amplificateurs	436
Systèmes d'accord.	
§ 6. — Généralités. Rappel de définitions importantes	438
§ 7. — Modes de couplage de l'antenne et du circuit oscillant final	439
§ 8. — Le circuit d'antenne. Antenne accordée et antenne désaccordée.	446
Etude pratique des bobines et condensateurs variables utilisés en réception.	
§ 9. — Généralités. Bande couverte par un condensateur variable en parallèle sur une bobine de self fixe	446
§ 10. — Les bobines : 1° Considérations générales	448
2° Bobinages à une seule couche. Formule de Nagaoka	453
3° Bobinages massés	455
4° Formules générales pour le calcul des coefficients de self-induction de bobines de formes diverses	456
5° Bobinages toroïdaux	457
6° Tendances modernes des bobinages d'accord	458
7° Les ferro-inducteurs ou bobinages à fer	458
8° Le blindage des bobines	460
9° Bobinages pour télévision	461
§ 11. — Les condensateurs variables : 1° Généralités	461
2° Les divers profils de lames mobiles. Les condensateurs VLC, VLL, VLF et mid-line	466
§ 12. — Réception sur cadre	474
§ 13. — Théorie élémentaire	476
§ 14. — La radiogoniométrie	477
§ 15. — Utilisation des cadres par l'amateur	479

LIVRE XVI

LES LAMPES

CHAPITRE PREMIER

La lampe à deux électrodes. Charge d'espace. Saturation.

Les cathodes. Valves de redressement.

	Pages
§ 1. — Conventions générales. Constatation du courant de saturation . . .	484
§ 2. — Emission électronique d'une cathode. Mécanisme de production du courant de saturation. Effet de charge d'espace	486
§ 3. — Relations de Richardson, de Dushman et de Langmuir	488
§ 4. — Les cathodes :	
I. Généralités, matières émissives	490
II. Les différents modes de chauffage des cathodes	492
§ 5. — Les valves de redressement. Kénotrons et phanotrons	497
§ 6. — Les détectrices diodes	506
§ 7. — Diode voltmètre	508
§ 8. — Quelques diodes	509
§ 9. — Quelques diodes pour télévision et applications spéciales	510

CHAPITRE II

Propriétés générales de la lampe triode.

Courbes caractéristiques et constantes de fonctionnement.

§ 10. — Généralités	511
§ 11. — Courbes caractéristiques tension grille-courant anode et courbes caractéristiques tension anode-courant anode	512
§ 12. — Définitions classiques élémentaires de la résistance interne, du coefficient d'amplification et de la pente de la caractéristique.	520
§ 13. — Diode équivalente d'une triode. Définition électrostatique du coefficient d'amplification. Tension de déplacement	526
§ 14. — Quelques détails pratiques sur les lampes triodes :	
I. Formes de la lampe. Culots	529
II. Degré de vide	534
§ 15. — Note sur le montage de la lampe triode en dynatron	535

CHAPITRE III

La lampe triode et la fonction amplificatrice.

§ 16. — Considérations générales	537
§ 17. — Classification des méthodes d'amplification	540
§ 18. — La distorsion	545
§ 19. — Méthodes générales d'amplification de tension	546
§ 20. — Le transistor, triode à cristal de germanium	555
§ 21. — L'amplification basse fréquence :	
1° Généralités	556
2° Amplification basse fréquence de tension	558
3° Amplification basse fréquence de puissance classe A	562
4° Amplification basse fréquence de puissance classe B	575
5° Amplification basse fréquence push-pull, classe A et classe B	577
6° Amplification basse fréquence push-pull, classe AB	590
7° Commande manuelle de volume dans les amplificateurs basse fréquence	592
§ 22. — L'amplification haute fréquence. — Généralités	593
1° Amplification HF par transformateur à secondaire accordé	595
2° Amplification HF par transformateur à primaire et secondaire accordés (filtre de bande)	596
3° Les triodes amplificatrices HF de tension	597
§ 23. — Complément à l'étude des amplificateurs haute fréquence à triodes. Les neutrodynes	598
§ 24. — Amplificateurs à triodes pour télévision :	
1° Amplificateurs haute fréquence	608
2° Amplificateurs basse fréquence	609

CHAPITRE IV

La lampe triode et la fonction oscillatrice		Pages
§ 25. — Rappel de quelques définitions. Comparaisons mécaniques		611
§ 26. — Exposé élémentaire de la théorie de la fonction oscillatrice de la lampe triode		612
§ 27. — Etude physique de la fonction oscillatrice de la lampe triode. Conditions d'entretien des oscillations		613
§ 28. — La réaction ou régénération. Découplage		621
§ 29. — Modes de branchement de l'alimentation d'anode. Alimentation série et alimentation parallèle		623
§ 30. — Puissance fournie par la lampe au circuit oscillant. Rendement.		625
§ 31. — Les principaux montages oscillateurs utilisés en réception et en émission :		
1° Montage reversed feed back		626
2° Montage feed back ou tickler coil		627
3° Montage Hartley ou hétérodyne		627
4° Montage Colpitts		629
5° Variantes modernes du Hartley et du Colpitts. Le split coil Hartley et le Hoffman		630
6° Montage Meissner		632
7° Montage à couplage électrostatique grille-anode		632
8° Montage symétrique ou push-pull		633
9° Montage oscillateur dynatron		635
§ 32. — Propriétés oscillatoires des cristaux de quartz. Commande par quartz		636
§ 33. — Emploi de la lampe triode à la génération d'oscillations entretenues de fréquences très basses ou très élevées		643
§ 34. — Oscillatrices triodes pour télévision		646
§ 35. — Considérations pratiques sur les lampes triodes oscillatrices et amplificatrices HF de puissance		648

CHAPITRE V

La lampe triode et la fonction détectrice.		
§ 36. — Considérations générales		651
§ 37. — Détection d'oscillations de petite amplitude :		
1° Détection par l'anode		651
2° Détection par la grille		654
3° Avantage de la détection par lampe		658
4° Quelques détectrices triodes pour amplitude d'attaque faible		658
§ 38. — Détection d'oscillations de grande amplitude. — Détection de puissance :		
1° Détection par l'anode		659
2° Détection par la grille		661
3° Perfectionnement de la détection de puissance par la grille : détection Colebrook		664
4° Résumé et conclusion		668
§ 39. — Détection des ondes entretenues non modulées		668
§ 40. — Considérations théoriques sur la détectrice à réaction		671
§ 41. — Détection par modulation anode, système Jouaust		674
§ 42. — Réalisation d'une détectrice à réaction		675
§ 43. — Le récepteur Reinartz. Commande électrostatique de la réaction électromagnétique		677
§ 44. — Le montage Schnell		682
§ 45. — Grincement de décrochage dans une détectrice à réaction		685
§ 46. — Application de la détection par lampe à la mesure des tensions alternatives de faible amplitude		686

CHAPITRE VI

Les thyratrons.

§ 47. — Théorie élémentaire		689
Utilisation des thyratrons à la transformation statique d'une tension continue en tension alternative		692

CHAPITRE VII

Les tétrodes.

	Pages
§ 48. — Généralités	695
§ 49. — La lampe bigrille	696
§ 50. — La lampe à écran :	
1° Description. Généralités. Triode et diode équivalentes d'une tétrode à écran	703
2° Courbes caractéristiques. Fonctionnement. Réglage de la tension écran	710
3° Mise en œuvre pratique de la lampe à écran	714
4° Utilisation de la lampe à écran comme amplificatrice ..	716
§ 51. — Autres applications de la tétrode	723
§ 52. — Les tétrodes en télévision	726

CHAPITRE VIII

Les lampes à pente variable

§ 53. — Généralités, théorie élémentaire	727
§ 54. — Montages	735
Utilisations pratiques	739

CHAPITRE IX

Les pentodes

§ 55. — Généralités	740
§ 56. — Rôle de la troisième grille dans les pentodes. Diode équivalente d'une pentode. Courbes caractéristiques	743
§ 57. — Pentodes basse fréquence	744
§ 58. — Pentodes haute fréquence	758
§ 59. — La pentode et la fonction oscillatrice	765
§ 60. — La tétrode à concentration électronique 6L6	766
§ 61. — Les pentodes HF de puissance	766
§ 62. — Les pentodes en télévision	775

CHAPITRE X

Les hexodes

§ 63. — Généralités. Description	783
--	-----

CHAPITRE XI

Les heptodes

§ 64. — Généralités	784
§ 65. — Décomposition de l'heptode en lampes constitutives	784
§ 66. — L'heptode convertisseuse	785
§ 67. — L'heptode à pente variable	786

CHAPITRE XII

§ 68. — L'octode	789
------------------------	-----

CHAPITRE XIII

Les diodes combinées.

§ 69. — Généralités	791
§ 70. — Les diodes combinées	791

CHAPITRE XIV

Les lampes complexes

§ 71. — Généralités	796
§ 72. — La 6B5 et ses analogues	796
§ 73. — Les doubles triodes	797
§ 74. — La triode-pentode	797
§ 75. — La triode-hexode	798
§ 76. — Tubes à émission secondaire	798

LIVRE XVII

ALIMENTATION DES LAMPES

Les sources de tension utilisées en réception.		Pages
§	1. — Généralités	801
§	2. — Les batteries	802
§	3. — Alimentation de récepteurs « batteries » en alternatif redressé et filtré	804
§	4. — Alimentation des postes secteur alternatif	811
§	5. — Alimentation des postes secteur continu. Lampes et postes universels	814
§	6. — Alimentation des récepteurs de télévision	817

LIVRE XVIII

LA RECEPTION MODERNE

CHAPITRE PREMIER

Les qualités essentielles d'un récepteur de radiodiffusion

§	1. — Généralités	821
§	2. — Définitions	821
§	3. — Caractéristiques des appareils employés dans les mesures	824
§	4. — Détail des essais et mesures le plus habituellement effectués au cours de l'étalonnage d'un récepteur	828

CHAPITRE II

Les compléments indispensables ou utiles de la réception.

§	5. — Reproducteurs de sons	833
§	6. — Mode de branchement du casque et du haut-parleur dans le circuit d'anode de la dernière lampe	844
§	7. — L'ondemètre et la mesure des longueurs d'onde	847
§	8. — L'hétérodyne modulée	851
§	9. — Les rhéostats	853
§	10. — Régulation de la tension du secteur alternatif	854

CHAPITRE III

Les commandes automatiques dans un récepteur moderne.

§	11. — La commande de volume. Commande manuelle et commande automatique. Accord silencieux. Généralités	859
	1° Commande automatique de volume simple	862
	2° Commande automatique de volume différée	863
	3° Commande automatique de volume amplifiée	864
	4° Accord silencieux	867
	5° Sur quelles lampes faire agir la commande automatique de volume ?	869
	6° Pentodes à pente basculante	871
§	12. — Les indicateurs visuels d'accord :	
	1° Emploi d'un milliampèremètre	874
	2° Indicateurs visuels d'accord au néon	874
	3° L'indicateur cathodique	874
	4° Indicateur visuel d'accord à saturation magnétique. Le colorama	876

CHAPITRE IV

Les récepteurs à amplification directe.

§	13. — Evolution	878
§	14. — Commande unique et performances	881
§	15. — Récepteurs de télévision à amplification directe	881

CHAPITRE V

	Pages
Les récepteurs à changement de fréquence.	
§ 16. — Généralités	887
§ 17. — Genèse, définitions, théorie générale :	
I Conséquences physiques du mécanisme du changement de fréquence	890
II La réception des ondes courtes par changement de fréquence	892
III Choix de la fréquence d'accord de l'amplificateur moyenne fréquence	893
IV Importance de la sélection avant changement de fréquence	894
§ 18. — L'amplification moyenne fréquence	894
§ 19. — Le changement de fréquence proprement dit :	
I. Généralités	898
II. Changement de fréquence par détection :	
1° Superhétérodyne classique	899
2° Les superhétérodynes avec changement de fréquence par une lampe triode	901
III. Changement de fréquence par modulation :	
1° Les dispositifs à une lampe :	
a) Bigrille	904
b) Tétrode à écran	905
c) Pentode HF	905
d) Heptode	906
e) Octode	908
2° Les dispositifs à deux lampes :	
a) Modulatrice tétrode	910
b) Modulatrice pentode	912
c) Modulatrice hexode	913
d) Modulatrice heptode 6L7-EH2	916
IV. Les enroulements oscillateurs	917
§ 20. — Réalisation pratique d'un récepteur à changement de fréquence.	920
§ 21. — Le problème de la commande unique dans les récepteurs à changement de fréquence :	
I. Généralités	927
II. Calcul des éléments d'une commande unique par padding d'un récepteur à changement de fréquence. Méthode H. Roder	929
III. Méthode préconisée par la R.C.A.	938
IV. Utilisation des résultats du calcul	942
§ 22. — Performances des récepteurs à changement de fréquence	943
§ 23. — Superhétérodynes pour télévision	945

CHAPITRE VI

La super-réaction

§ 24. — Théorie élémentaire	949
§ 25. — Réalisations pratiques classiques et modernes :	
1° Super-réaction à deux lampes du type classique	951
2° Conception actuelle de la super-réaction à deux lampes.	954
3° Super-réaction à une lampe du type classique	955
4° Super-réaction à lampe bigrille	955
5° Conceptions modernes de la super-réaction à une lampe.	955

CHAPITRE VII

Les perfectionnements récents aux récepteurs.

§ 26. — La correction automatique d'accord	957
§ 27. — L'antiparasite automatique Lamb	961
§ 28. — La réception des ondes entretenues par la méthode hétérotone ..	963
§ 29. — Les montages reflexes	966
§ 30. — La contre-réaction en basse fréquence	968

CHAPITRE VIII

L'amplification phonographique.

§ 31. — Utilisation de la partie basse fréquence des récepteurs à l'amplification phonographique par pick-up	972
§ 32. — Amplificateurs phonographiques autonomes. L'épanouissement sonore	973
§ 33. — Les interphones	978

LIVRE XIX

LE TUBE A RAYONS CATHODIQUES
ET L'OSCILLOGRAPH CATHODIQUE

CHAPITRE PREMIER

Description du tube à rayons cathodiques.		Pages
s.	1. — Généralités	982
s.	2. — Genèse	982
s.	3. — Disposition pratique	984

CHAPITRE II

Utilisation du tube à rayons cathodiques. L'oscillographe cathodique.		
s.	4. — Montage du tube	986
s.	5. — Les figures de Lissajous. Détermination de la fréquence à l'aide de l'oscillographe cathodique	987
s.	6. — I. Mise en évidence de la forme d'une tension périodique sur l'écran d'un oscillographe cathodique par balayage linéaire horizontal. Tension de balayage en dents de scie	994
	II. Réalisation d'un oscilloscope de mesures	999
s.	7. — Etude de la modulation d'un émetteur radiophonique à l'aide de l'oscillographe cathodique	1.001
s.	8. — Comment faire apparaître sur l'écran d'un tube cathodique la courbe caractéristique d'une lampe de T.S.F.	1.003
s.	9. — Utilisation de l'oscillographe cathodique au réglage des amplificateurs moyenne fréquence	1.004

LIVRE XX

COMPLEMENTS DE TELEVISION

s.	1. — Généralités	1.007
s.	2. — Principe de la télévision	1.007
s.	3. — Exploration et balayage	1.010
s.	4. — Synchronisation	1.010
s.	5. — Base de temps pour télévision	1.010
s.	6. — Amplificateurs pour bases de temps : A) Cas des tubes à déviation électrostatique	1.011
	B) Cas des tubes à déviation magnétique	1.012
s.	7. — Un ensemble de réception de télévision avec tube à déviation électrostatique	1.013
s.	8. — Réalisation d'un téléviseur avec tube à déviation magnétique ..	1.022

LIVRE XXI

LA MODULATION DE FREQUENCE

s.	1. — Principes généraux	1.039
s.	2. — Obtention expérimentale de la modulation de fréquence	1.040
s.	3. — Formules relatives à la modulation de fréquence	1.041
s.	4. — Récepteurs à modulation de fréquence	1.041
s.	5. — Réalisation d'un récepteur d'émissions modulées en fréquence ..	1.045
s.	6. — Comparaison entre la modulation d'amplitude (A.M.) et la modulation de fréquence (F.M.)	1.049
s.	7. — Récepteurs mixtes F.M. et A.M.	1.050

