

École Professionnelle Supérieure

21, RUE DE CONSTANTINE

PARIS (7°)



**COURS
DE
RADIO-ÉLECTRICITÉ**

(PREMIER DEGRÉ)

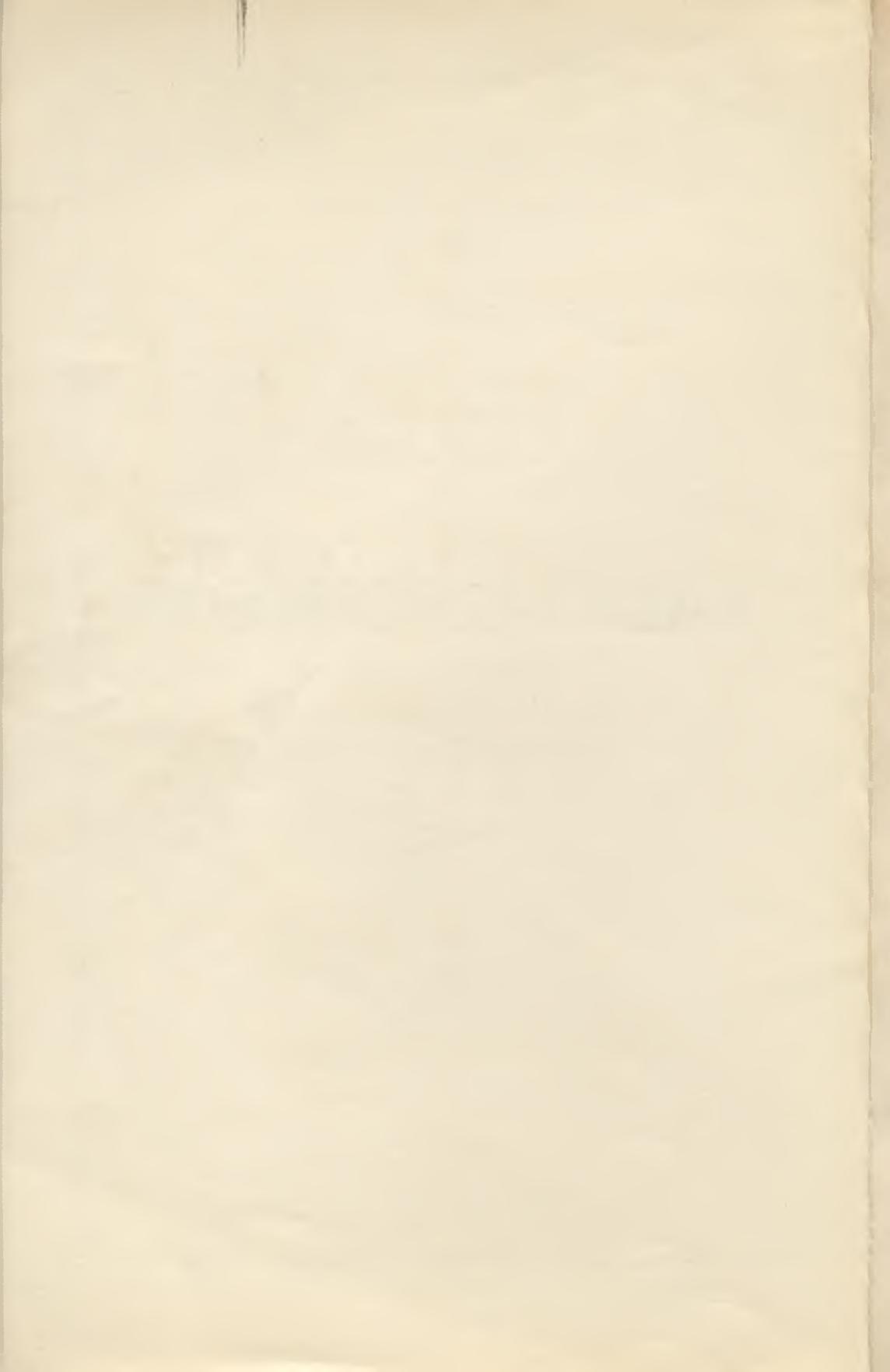
Leçons Techniques

II à 15

par E. KUCHARSKI

Ingénieur I.P. GL. Lg.





Ecole Professionnelle Supérieure

21, RUE DE CONSTANTINE

PARIS (7°)



COURS
DE
RADIO-ÉLECTRICITÉ

(PREMIER DEGRÉ)

Leçons Techniques

II à 15

par E. KUCHARSKI

Ingénieur I.P. GL. Lg.



Ecole Professionnelle Supérieure

21, Rue de Constantine — PARIS-VII^e

ONZIÈME LEÇON

Le VOLUME CONTROLE AUTOMATIQUE (V.C.A.)

Lorsqu'on tourne le bouton d'accord d'un récepteur, du genre EPS 8 T, par exemple, de façon à parcourir toute la gamme d'ondes en service, on constate que certains émetteurs sont reçus faiblement, même lorsque la sensibilité est réglée au maximum, tandis que d'autres, les émetteurs locaux notamment, provoquent une véritable décharge sonore dans le haut-parleur; il est nécessaire, pour les recevoir avec une puissance d'écoute normale, de réduire fortement la sensibilité.

D'autre part, si on capte une émission autre qu'une émission locale, et cela après le coucher du soleil, on constate un phénomène curieux : l'audition ne garde pas la même puissance. Tantôt elle augmente d'intensité, au point qu'il est nécessaire de réduire la sensibilité en tournant le bouton du potentiomètre vers la gauche, tantôt elle s'affaiblit, au contraire, et il faut alors tourner le bouton du potentiomètre vers la droite. L'affaiblissement peut même aller parfois jusqu'à la disparition totale de l'audition, à son évanouissement. Ce phénomène est connu sous le nom de fading.

Le fading affecte à peu près toutes les réceptions autres que celles des émetteurs locaux, et cela surtout dans les gammes des Petites Ondes et des Ondes Courtes. Il est surtout caractérisé pendant la nuit. C'est un phénomène dû aux conditions de propagation des ondes hertziennes, aussi ne peut-on le supprimer. Mais on peut en atténuer les effets, et la manoeuvre manuelle du potentiomètre par l'auditeur, soit lorsqu'il parcourt le cadran et passe successivement d'une émission

faiblement reçue à une autre plus puissante, soit lorsqu'il veut corriger le fading au cours d'une audition, peut être remplacée par un réglage automatique de l'intensité sonore. Les montages qui permettent ce résultat sont appelés « volume contrôle automatique » (VCA), ou encore « anti-fading ». Ils n'excluent pas le réglage manuel d'intensité sonore au moyen duquel l'auditeur choisit une fois pour toutes la puissance qui lui convient; le VCA se charge de maintenir constante cette puissance. Quand l'auditeur parcourt le cadran d'une gamme d'ondes, émetteurs faibles et lointains, émetteurs locaux et puissants sont reçus avec une intensité approximativement la même. En cours d'audition, les effets du fading sont corrigés dans une large mesure.

PRINCIPE DU VCA.

Lorsque nous tournons, vers la gauche, le bouton du potentiomètre du récepteur EPS 8 T, nous augmentons la polarisation de la lampe haute fréquence, ce qui entraîne une amplification moindre.

Le même résultat serait atteint si, au lieu de rendre la cathode plus positive, nous rendions la grille plus négative. C'est ce que nous faisons dans un montage de V.C.A. Il faut pour cela que nous disposions d'un potentiel négatif de valeur d'autant plus élevée que nous voudrions réduire l'amplification. Si ce potentiel est déterminé par le signal reçu lui-même, la régulation sera automatique.

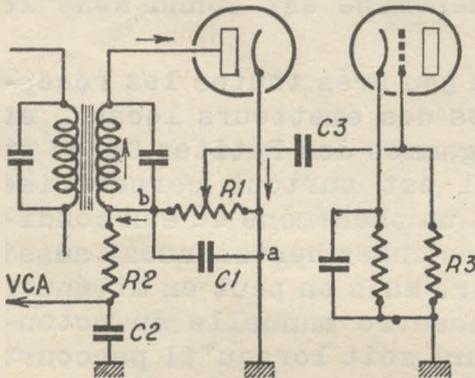


Fig. 123

Il est très facile de créer cette tension négative de V.C.A. Considérons (fig. 123) une diode montée en détectrice après le deuxième transformateur MF d'un superhétérodyne, conformément au schéma 17 de la leçon précédente).

Le circuit de détection est parcouru par un courant unidirectionnel dans le sens des flèches. Supposons d'abord que le signal capté par l'antenne soit une porteuse non modulée, donc à amplitude constante. Le courant détecté comporte une composante HF à laquelle le condensateur C_1 offre un chemin d'impédance moindre que R_1 qui est assez élevée (en général 500.000 ohms) et une composante continue qui traverse R_1 dans le sens de la flèche. Le point a étant mis à la masse, le point b sera donc négatif; il sera, par exemple, à -4 volts par rapport à la masse.

Supposons que l'amplitude de la porteuse devienne double. La composante continue du courant détecté aura une intensité double; la chute de tension dans R_1 sera double aussi, et le potentiel de b deviendra -8 volts. Si, au contraire, l'amplitude de la porteuse était devenue moitié, le potentiel de b serait devenu -2 volts. Il est donc proportionnel à l'amplitude de la porteuse.

Quand la porteuse est modulée, son amplitude varie autour de la valeur qu'elle a en l'absence de modulation. Ces variations ont lieu à basse fréquence; par suite, dans le circuit aR₁b, on trouve, avec la composante continue proportionnelle à l'amplitude de la porteuse non modulée, une composante à basse fréquence que l'on transmet aux étages d'amplification à basse fréquence.

La tension négative continue présente en b répond aux conditions que nous avons définies pour la tension de VCA. On la transmettra donc aux grilles des lampes à pente variable des étages HF, MF, et même de la modulatrice. Mais cette tension, ne l'oublions pas, est accompagnée d'une tension alternative à BF qui ne doit pas être transmise aux étages contrôlés par le VCA. Aussi filtre-t-on la tension à transmettre au moyen d'une résistance élevée R_2 (1 mégohm) et d'un condensateur C_2 (0,05 à 0,1 μ F). (La résistance R_2 , malgré sa valeur élevée, ne provoque pas de chute de tension, car aucun courant continu ne la traverse.)

Quant à la tension alternative à BF qui doit être transmise à la première amplificatrice BF,

elle doit, au contraire, être débarrassée de la composante continue qui donnerait à la grille une polarisation variable; les lampes employées généralement en amplification BF de tension sont, en effet, des lampes à pente fixe. Pour ne transmettre à la lampe BF de tension que la composante alternative BF, on l'applique par l'intermédiaire d'un condensateur C_3 .

Le volume contrôle manuel est obtenu en constituant R_1 par un potentiomètre. Le condensateur C_3 est branché à son curseur.

On voit, assez souvent, le volume contrôle manuel réalisé suivant le schéma de la figure 123 bis. Autrement dit, la résistance R_1 devient

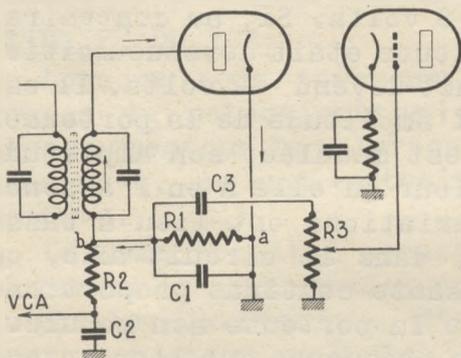


Fig. 123 bis

fixe et c'est la résistance R_3 qui est constituée par un potentiomètre. Cette façon de procéder présente d'ailleurs un certain avantage dans ce sens que les crachements dus à un contact plus ou moins parfait du curseur du potentiomètre sont moins prononcés. En effet, dans le montage de la figure 123, le potentiomètre R_1 est traversé par la composante continue du courant détecté, ce qui est toujours délicat lorsqu'il s'agit d'un potentiomètre au graphite.

La valeur du potentiomètre R_3 est généralement de 500.000 ohms à 1 mégohm.

MONTAGE DU VCA AVEC UNE LAMPE MULTIPLE :

DUODIODE TRIODE OU DUODIODE PENTODE.

Le VCA tel que celui dont nous venons de parler est dit VCA simple, pour le différencier du VCA différé que nous examinerons plus loin. Nous

avons vu que c'est la diode de détection elle-même qui nous a procuré la tension négative de VCA. Avant de montrer comment et à quelles fins on peut utiliser les deux plaques d'une duodiode, nous donnerons le schéma d'un VCA simple utilisant une seule plaque. La deuxième plaque sera, dans ce cas, réunie à la première. On remarquera sur la figure 124 que ce n'est pas l'extrémité du secondaire du transformateur MF que l'on a réunie aux deux plaques de diode, mais une prise intermédiaire (médiane généralement). Cette façon de procéder a pour avantage de réduire l'amortissement du secondaire du transformateur MF par le circuit de détection. Cet amortissement se traduit par un aplatissement de la courbe de résonance, c'est-à-dire une amplification et une sélectivité plus mauvaises. On a donc intérêt à le réduire.

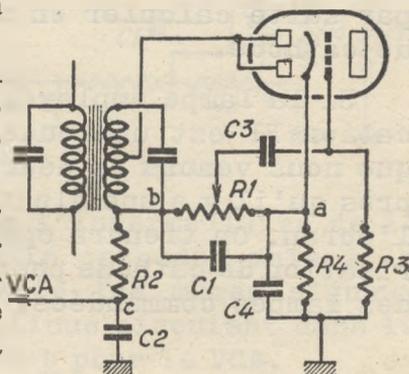


Fig. 124

La cathode, commune à l'élément double-diode et à l'élément triode, sera portée à un potentiel positif pour que la grille de l'élément triode soit polarisée correctement. C'est le rôle de la résistance R_4 (shuntée par le condensateur C_4). La tension de VCA sera transmise aux grilles à contrôler par l'intermédiaire du filtre $R_2 C_2$.

Une remarque est à faire ici.

Au repos, en l'absence de signal, la tension de VCA transmise aux lampes contrôlées par l'antifading est égale à la tension de la cathode. En effet, au repos, aucun courant ne traverse R_1 ; le point b est donc au même potentiel que le point a. D'autre part, aucun courant ne traverse non plus R_2 ; le point c est donc au potentiel du point b, et par suite au potentiel de a. C'est,

par conséquent, une tension positive qui est transmise aux grilles à contrôler. Avec certains types de doubles diodes-triodes (6AT6, EBC41), cette tension positive atteint 1,5 à 2 volts. Comme les lampes HF (ou MF) doivent, au repos, avoir une polarisation de -2 volts environ, il faudra porter leur cathode à 3,5 à 4 volts, et par suite calculer en conséquence la résistance de cathode.

Si la lampe employée en détection et amplification BF est une duodiode pentode, le montage que nous venons de décrire reste le même, à cela près qu'il y a une électrode de plus à alimenter, l'écran. On tiendra également compte de la polarisation de cathode pour la polarisation correcte des lampes commandées.

VCA DIFFÉRE.

Dans les montages à VCA que nous venons de décrire, la plaque diode est, en l'absence de signal, au potentiel de la cathode puisqu'aucun courant ne traverse le circuit de détection. Dès qu'un signal se présente aux bornes du secondaire du transformateur MF, si faible que soit ce signal, la détection s'opère et fait apparaître la tension négative de VCA.

Les lampes contrôlées par le VCA ont leur amplification maximum au repos. Dès qu'apparaît une tension de VCA, leur amplification diminue, et cela proportionnellement à la tension de VCA. Il en résulte que la sensibilité du récepteur peut se trouver réduite dans des proportions qui interdisent la réception des stations éloignées ou faibles.

Il est intéressant, par conséquent, d'éviter l'action du VCA sur les stations les plus faibles. Nous allons montrer comment on peut, plus ou moins, différer cette action.

Une des deux plaques diodes A_1 sera exclusivement réservée à la détection destinée à extraire la composante BF (fig. 125).

Nous appliquerons à l'autre plaque diode A_2 les mêmes signaux qu'à la plaque A_1 par l'intermédiaire d'un condensateur C_2 et relierons cette plaque, par l'intermédiaire de la résistance R_2 , non pas à la cathode, mais à la masse. La plaque A_2 détecte les mêmes signaux qu' A_1 et la composante continue circulant dans le sens a b est disponible en b pour le VCA.

Mais comme la cathode est positive grâce à R_4 , la détection par A_2 ne pourra se faire que pour les signaux d'une amplitude supérieure à la tension de la cathode. L'antifading sera différé de V volts, si V est la tension de la cathode.

Au lieu d'appliquer à l'anode A_2 les signaux disponibles au secondaire du transformateur MF, il est avantageux d'appliquer les signaux disponibles au primaire (fig. 126). On bénéficie ainsi d'une amplitude plus élevée et d'une tension de VCA plus importante. La régulation antifading n'en est que meilleure. De plus, le transformateur MF correspondant

se trouve chargé plus régulièrement et sa courbe de réponse s'en trouve améliorée.

Si l'on a avantage à différer l'action du VCA pour les signaux les plus faibles, il convient toutefois de conserver la régulation automatique pour les signaux d'amplitude plus élevée.

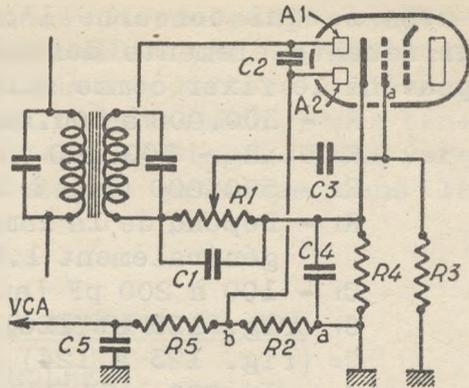


Fig. 125

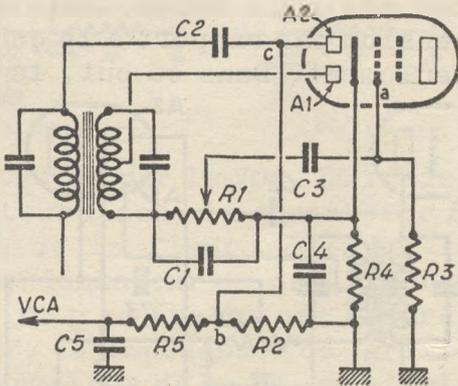


Fig. 126

En ce qui concerne l'ordre de grandeur des différents éléments des schémas ci-dessus, nous pouvons le fixer comme suit :

- R_1 - 300.000 à 500.00 ohms;
- R_2 et R_5 - 500.000 ohms à 1 M Ω ;
- R_3 - 500.000 ohms à 1 M Ω ;
- R_4 - Dépend de la lampe employée;
généralement 1.500 à 3.000 ohms;
- C_1 - 100 à 200 pF (au mica);
- C_2 (fig. 125 et 126) - 10 à 50 pF (mica);
- C_2 (fig. 123 à 124) - 0,05 à 0,1 μ F;
- C_3 - 10.000 à 20.000 pF;
- C_4 - Condensateur électrochimique du type
« basse tension », 10 à 25 μ F;
- C_5 (fig. 125 et 126) - 0,05 à 0,1 μ F.

Avec des duodiodes-pentodes, comme représentées figures 125 et 126, ou avec une duodiode-triode à grande résistance interne et faible recul de grille, le VCA est différé de 1 à 2 volts environ, tension de la cathode. S'il s'agissait d'une duodiode-triode à fort recul de grille, comme c'est le cas avec certaines lampes anciennes, le VCA serait différé de 6 à 8 volts, ce qui est beaucoup trop. Afin de ne différer l'action du VCA que de 1 à 2 volts, on fait le retour de R_2 non pas à la masse, mais en un point a dont la tension par rapport à la cathode est de 1 à 2 volts seulement. Dans ce but, la résistance de cathode

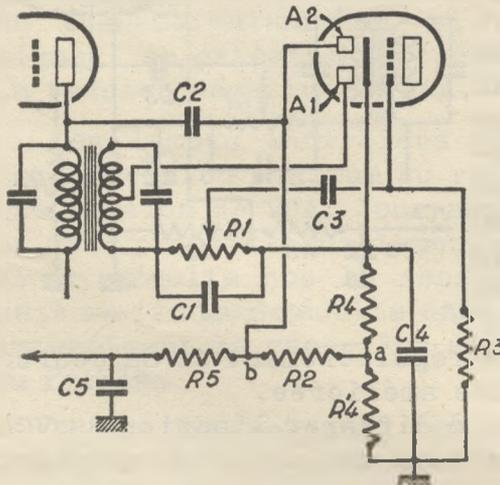


Fig. 127

sera constituée par 2 résistances R_4 et R_4' en série dont la valeur sera convenablement choisie (fig. 127).

Le VCA différé présente un inconvénient, celui de provoquer une distorsion lorsque l'amplitude moyenne de l'onde incidente est justement du même ordre de grandeur que la tension de retard du VCA.

Pour y remédier, dans un récepteur où plusieurs étages sont contrôlés par le VCA, on applique la tension de VCA non différé à l'étage précédant immédiatement la détection, et la tension de VCA différé aux autres étages. Nous verrons une application de ce principe dans la prochaine leçon.

COMMENT ON APPLIQUE LA TENSION DE VCA AUX GRILLES CONTROLÉES.

Le plus souvent, la tension de VCA est appliquée à l'extrémité côté masse de l'impédance grille. Les figures 128, 129 et 130 donnent respectivement le montage d'une pentode amplificatrice HF, amplificatrice MF et amplificatrice BF

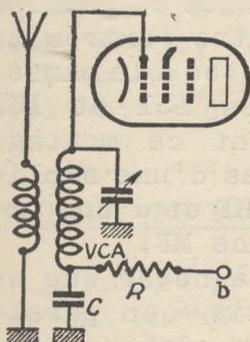


Fig. 128

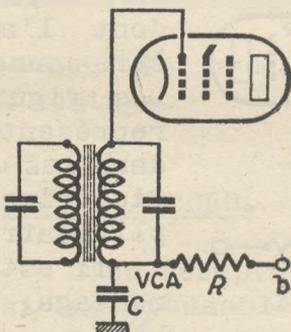


Fig. 129

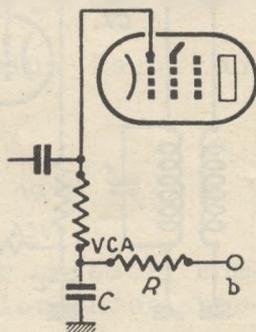


Fig. 130

dont la grille est contrôlée par le VCA. La résistance R et le condensateur C sont la résistance R_2 et le condensateur C_2 de la figure 124, ou la résistance R_3 et le condensateur C_3 des figures 125, 126 et 127. Le point b est celui des figures 124, 125, 126 et 127. L'impédance de grille (secondaire de transformateur HF ou MF, ou simple résistance, dans le cas de l'amplification BF) est connectée normalement à la grille, d'un côté; de l'autre, au point marqué VCA sur les figures 124, 125, 126 et 127.

Le condensateur C, qui fait partie du filtre RC destiné à débarrasser la tension continue de VCA de la composante BF provenant de la détection,

sert, dans cas, à une autre fin; il ferme, au point de vue des tensions alternatives, le circuit de grille que la résistance R, de valeur élevée, a interrompu.

On donne à R une valeur de 1 à 2 mégohms et à C une valeur de 0,1 à 0,05 pF.

Actuellement, les lampes que l'on utilise couramment avec l'application du VCA sont les suivantes :

EF41, EAF42, ECH42, UF41, UAF42, UCH42, 6BA6, 6BE6, 12BA6, 12BE6.

Dans certains cas, quelquefois pour de simples raisons de commodité dans le câblage, on préfère contrôler directement la grille. On la reliera par une résistance R_1 de 100.000 ohms à 1 M Ω au point marqué VCA et on la coupera (au point de vue des tensions continues) par un

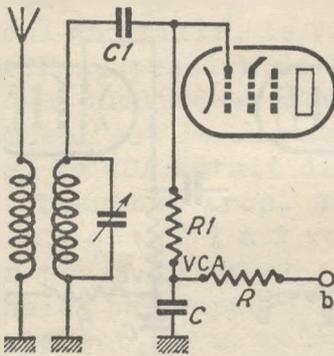


Fig. 131

condensateur C_1 de 100 pF, de l'impédance de grille, dont l'autre extrémité sera connectée à la masse. Les figures 131 et 132 représentent ce montage dans les cas d'une amplificatrice HF et d'une amplificatrice MF.

Il est à noter que ce montage, dit « en parallèle », en dehors des avantages qu'il présente souvent au point de vue de la simplification du câblage, permet de mettre directement à la masse le retour du bobinage correspondant, ce qui est particulièrement recommandé en O.C.

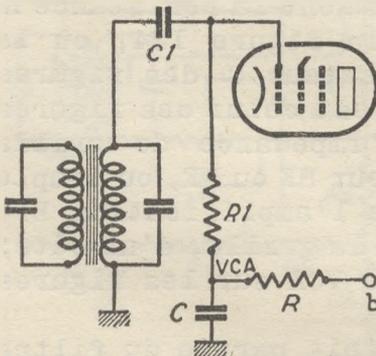


Fig. 132

Lorsque la tension de VCA doit être appliquée à plusieurs grilles, il faut que ces grilles soient découplées les unes par rapport aux

autres. A cet effet, le côté masse des impédances de grille sera relié au point marqué VCA non pas directement, comme dans le cas d'une seule lampe soumise au VCA, que nous venons d'examiner, mais par l'intermédiaire d'une résistance (R_1, R_2, R_3) de 100.000 ohms (fig. 133). Un condensateur ($C_1,$

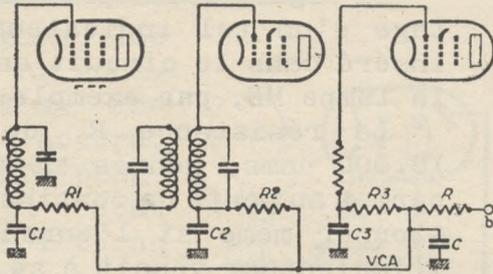


Fig. 133

C_2, C_3) de 0,1 μ F ferme le circuit de grille interrompu par R_1 .

Nous verrons dans la prochaine leçon une application de ce montage.

INDICATEURS VISUELS D'ACCORD.

L'accord précis d'un récepteur sélectif comportant un VCA est indispensable lorsqu'on cherche une émission qu'on désire recevoir.

C'est un fait que notre oreille est mauvais juge en la matière et que rares sont les auditeurs capables de faire à l'oreille un réglage précis. Notre oeil, beaucoup moins tolérant, nous permet d'atteindre la plus grande précision, et c'est pour cette raison que l'on a imaginé différents dispositifs de contrôle visuel d'accord.

Un simple milliampèremètre inséré dans le circuit plaque d'une lampe contrôlée par le VCA peut constituer un tel indicateur. Le réglage précis correspond à la polarisation négative maximum de la lampe, c'est-à-dire au courant anodique minimum.

Sur ce principe, on a construit des indicateurs visuels d'accord qui ne sont pas autre

chose que des milliampèremètres dont l'aiguille a été remplacée par un petit volet qui s'ouvre plus ou moins devant une petite lampe électrique. L'ombre que ce volet projette sur un petit écran translucide occupe plus ou moins de surface ; l'oeil apprécie fort bien le minimum d'ombre. Il n'est besoin d'aucune graduation.

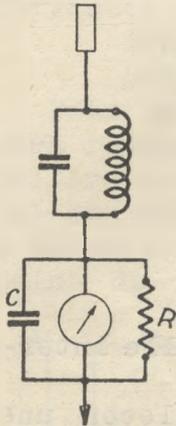


Fig. 134

La figure 134 représente le montage d'un tel indicateur. Il est inséré dans le circuit anodique de la lampe MF, par exemple.

La résistance R , de 5.000 à 10.000 ohms, montée en parallèle, permet au poste de continuer à fonctionner même si l'enroulement de l'indicateur venait à se couper.

Le milliampèremètre présentant une impédance élevée en HF, on le shunte par un condensateur C qui offre un chemin facile au courant de haute fréquence.

Ces indicateurs, constitués par des dispositifs mécaniques fragiles, présentent une certaine inertie gênante pour les réglages rapides.

OEIL MAGIQUE ET TRÉFLE MAGIQUE.

Les indicateurs électromécaniques ont été supplantés par des indicateurs sans inertie utilisant le principe des tubes à rayons cathodiques.

Lorsqu'un flux d'électrons frappe une paroi de verre recouverte intérieurement d'une couche d'un produit fluorescent approprié, cette paroi de verre devient lumineuse.

Une électrode placée à proximité du flux électronique permet de contrôler sa position : si l'électrode est portée à un potentiel négatif, le flux électronique est repoussé ; si l'électrode de contrôle est positive, le flux électronique est attiré.

Dans les indicateurs cathodiques utilisés sur les récepteurs de T.S.F., la matière fluorescente déposée sur la partie intérieure d'un tronc de cône reçoit les électrons émis par la cathode.

L'électrode de contrôle repousse une partie des électrons émis par la cathode, et l'on voit un secteur lumineux dont l'épanouissement est maximum pour l'accord exact.

La figure 135 montre une vue schématique d'un indicateur d'accord, son schéma de branchement et deux aspects de l'écran fluorescent.

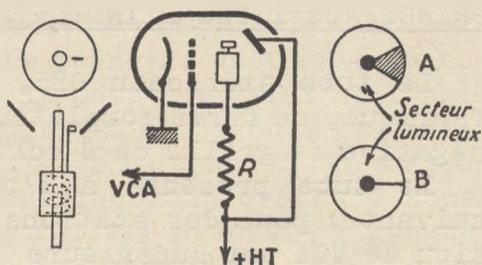


Fig. 135

La même ampoule renferme le dispositif cathodique et une triode dont la plaque est reliée intérieurement à l'électrode de contrôle; la plaque est réunie à la haute tension par l'intermédiaire de R, tandis que l'écran fluorescent est directement branché à la H.T.; la grille est réunie au circuit de VCA et la cathode à la masse.

Le fonctionnement est le suivant :

En l'absence d'émission, ou à côté du réglage d'une station, la tension de VCA est faible, la grille de l'indicateur est peu négative par rapport à la cathode, et le courant plaque est élevé; donc la chute de tension dans R est élevée et la plaque est à un potentiel inférieur à la haute tension, c'est-à-dire négative par rapport à l'écran fluorescent; une partie des électrons venant frapper l'écran sont donc refoulés et l'on voit alors un secteur d'ombre (A).

Le poste étant réglé exactement sur la longueur d'onde de l'émetteur, la tension de VCA est élevée, la grille de l'indicateur très négative par rapport à la cathode, et le courant plaque très faible; dans ce cas, la chute de tension dans R est très faible aussi et l'électrode de

contrôle presque au même potentiel que l'écran lumineux; la presque totalité du flux électronique vient frapper l'écran et on a l'aspect d'un cercle lumineux complet (B).

En A, on dit que l'oeil magique est « ouvert », et en B « fermé ».

Notons que la résistance R est généralement de 1 à 1,5 mégohm.

PRINCIPAUX TYPES D'INDICATEURS CATHODIQUES.

Le tube américain 6E5, qui fut le premier fabriqué, se ferme complètement pour une tension négative de grille de 8 volts.

Le tube présenta à l'usage l'inconvénient suivant : pour des stations puissantes, la tension de VCA est supérieure à -8 volts et l'oeil magique se trouve complètement fermé avant l'accord exact. Pour remédier à cet inconvénient, on a construit un tube à pente variable, le 6G5.

Supposons que l'on applique la tension de VCA de façon progressive, le secteur lumineux s'épanouit d'abord rapidement, puis de façon plus lente pour arriver à la fermeture complète à -22 volts environ.

Mais si les indications du tube 6G5 sont précises pour les fortes émissions, ce tube est, en revanche, peu sensible lorsqu'il est soumis à de faibles tensions de VCA. C'est pour remédier

à cet inconvénient que l'on a construit des tubes à double sensibilité.

La fig. 136 représente schématiquement un oeil magique à deux sensibilités du type 6AF7.

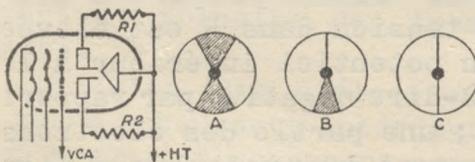


Fig. 136

Les grilles des deux triodes possèdent des pas différents; l'un des tubes est à forte pente; l'autre à pente faible.

En l'absence d'émission, l'oeil magique présente l'aspect A.

Pour une émission faible, à côté du réglage d'une station puissante, la triode à forte pente agit pour donner ce qu'on voit en B.

Etant bien réglé sur une station locale puissante, la partie à forte pente restant toujours fermée, on ferme aussi le côté à faible pente et l'oeil magique est complètement lumineux (C).

Après les succès remportés auprès du public par les indicateurs dit «oeils magiques», les constructeurs européens ont élaboré un tube cathodique appelé «trèfle cathodique» et portant le numéro EM1. Le principe du trèfle cathodique est exactement le même que celui de l'oeil magique, mais il comporte 4 électrodes de déviation reliées à la plaque de la triode. Ces 4 électrodes disposées symétriquement créent 4 zones d'ombre. Les zones de lumière prennent vaguement l'aspect d'un trèfle à 4 feuilles, d'où le nom de trèfle cathodique.

La figure 137 montre en A la disposition des électrodes de contrôle, en B l'aspect du trèfle cathodique ouvert en l'absence d'émission et en C le trèfle fermé sur une émission puissante.



Fig. 137

Le tube EM1 présentant les défauts déjà cités du tube à une sensibilité, les constructeurs européens ont réalisé le tube EM4, puis le tube EM34 à double sensibilité.

Dans ce tube, une paire de «feuilles» du trèfle correspond à la triode à forte pente et la paire de feuilles diamétralement opposée à la triode à faible pente.

Le principe de fonctionnement et le schéma de branchement sont identiques pour l'EM4 (ou EM34) et le 6AF7.

On a songé à inclure dans l'ampoule de l'indicateur cathodique une préamplificatrice BF, ce qui a donné lieu à la réalisation du tube EFM1 comprenant une partie indicateur cathodique et une partie penthode avec cathode commune.

La fabrication de ces tubes a été abandonnée.

QUELQUES EXEMPLES PRATIQUES.

Pour illustrer tout ce que nous venons de dire, nous allons examiner et commenter quelques schémas d'antifading empruntés aux récepteurs de marques connues.

Voici d'abord (fig. 138) un circuit d'antifading non retardé très simple (récepteur 514

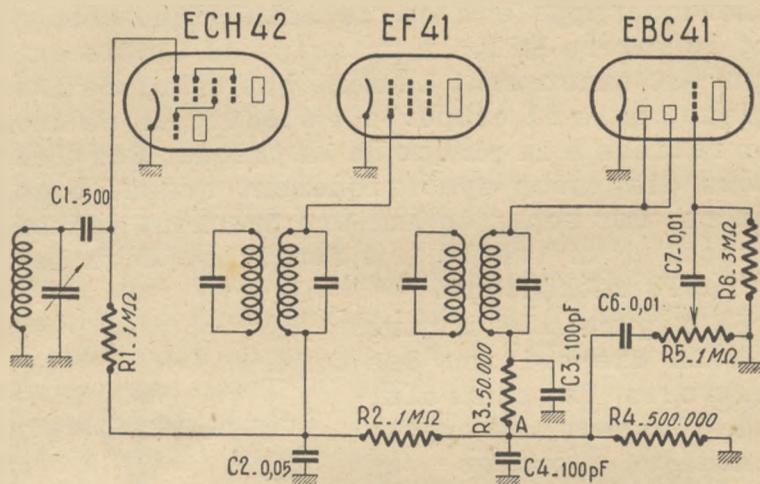


Fig. 138

« Lemouzy ») où les deux plaques diodes d'une EBC41 (double diode-triode) sont réunies ensemble et assurent la détection du signal.

Nous remarquerons, dans ce schéma, la présence d'un filtre HF dans le circuit de détection, constitué par la résistance R_3 et les deux condensateurs C_3 et C_4 . Ce filtre, dont les valeurs indiquées sont à peu près classiques, est très souvent employé et contribue à améliorer la stabilité du récepteur en évitant certains accrochages.

La résistance de charge de détection (R_4) est fixe dans le montage de la figure 138 et c'est le potentiomètre intermédiaire R_5 qui assure la commande de puissance. On remarquera, par ailleurs, qu'il existe une double liaison par résistances-

capacités entre la détection et la grille de l'élément triode EBC41 : C_1-R_1 d'une part et C_2-R_2 d'autre part.

Les raisons de cette solution, qui paraît plus compliquée que la solution classique d'une liaison simple, résident dans le désir de ne pas utiliser la résistance de détection R_1 comme potentiomètre et dans la difficulté de trouver des potentiomètres de valeur très élevée (au moins $3 M\Omega$) nécessaires ici pour constituer la résistance de fuite de l'élément triode. Nous voyons, en effet, que la cathode de la EBC41 est réunie directement à la masse et que la grille est polarisée par le procédé dit « par courant inverse de grille » qui consiste, tout simplement, à prévoir une résistance de valeur très élevée (3 à $20 M\Omega$) entre la grille et la masse (R_2 de la figure 138).

Ce mode de polarisation donne d'excellents résultats, mais demande parfois quelques essais avant de trouver la résistance de fuite de valeur correcte. En effet, le courant inverse de grille circule dans un sens tel que la chute de tension qu'il crée dans R_2 rend la grille négative par rapport à la masse et cela d'autant plus que la résistance R_2 est élevée ou que le courant inverse de grille est plus important. Ce dernier est évidemment toujours très faible (de l'ordre de $0,5 \mu A$ ou même moins), mais rarement tout à fait le même d'une lampe à l'autre, même de caractéristiques théoriquement identiques. Les constructeurs importants sélectionnent généralement les tubes qu'ils emploient, et peuvent se permettre alors de déterminer une fois pour toutes la valeur de R_2 . Un petit constructeur ou un amateur qui achètent leur EBC41 (ou autre) n'importe où sont parfois obligés de tâtonner avant de trouver pour R_2 la valeur convenable, qui peut varier, avons-nous dit, entre 3 et $20 M\Omega$.

Le schéma de la figure 139 est également très simple, mais l'antifading y est retardé (récepteur A105 « Point Bleu »). A cet effet, la

deuxième plaque (d_2) diode de la 6AT6 est réunie à la première (d_1) par un condensateur de faible valeur ($C_5 = 35 \text{ pF}$), ce qui l'alimente en HF, mais sa résistance de charge (R_4) n'aboutit pas à la masse. La résistance R_4 va à un certain point A qui se trouve faiblement négatif par rapport à la masse (environ $-1,5 \text{ volt}$), ce qui rend d_2

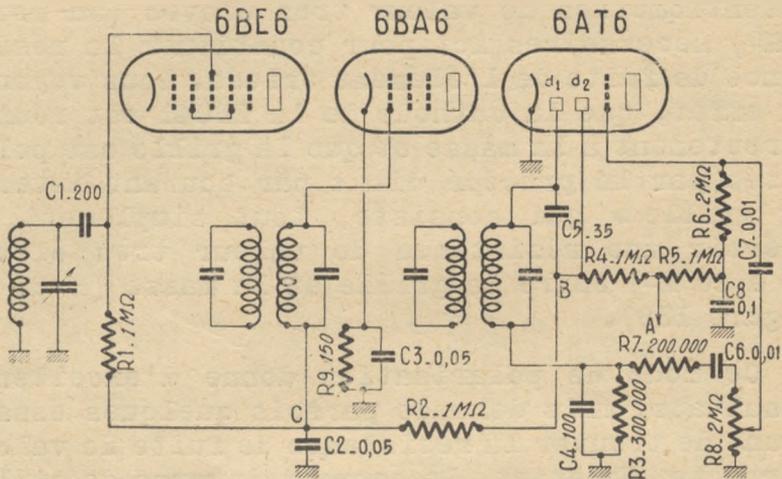


Fig. 139

négative par rapport à la cathode. La détection, pour d_2 , ne se déclenche que si l'amplitude de la tension HF reçue par cette diode dépasse la tension de retard, soit $1,5 \text{ volt}$ dans notre cas.

D'autre part, puisque la résistance R_4 n'est traversée, au repos, par aucun courant, du moins théoriquement, les points B et C du schéma seront au même potentiel que le point A, soit $-1,5 \text{ volt}$ par rapport à la masse. Donc, cette même tension négative se trouve appliquée aux grilles de commande des lampes 6BE6 et 6BA6 et constitue leur polarisation de repos, en absence de tout signal.

On remarquera que la cathode de la 6BA6 est polarisée par une résistance de 150 ohms (R_9) et que, par conséquent, la polarisation résultante

de grille, par rapport à la cathode, est de $-2,5$ volts environ, en admettant que la cathode se trouve à $+1$ volt à peu près par rapport à la masse.

A propos de la polarisation, on peut se demander comment sont polarisées les lampes ECH42 et EF41 de la figure 138 puisque leurs cathodes sont reliées directement à la masse. En fait, il faut noter qu'une diode débite très légèrement même lorsque sa plaque est au même potentiel que sa cathode. Par conséquent, au repos, le point A de la figure 138 devient faiblement négatif par rapport à la masse (environ -1 volt) et cela suffit pour fournir une polarisation initiale aux lampes commandées par l'antifading.

Il faut noter aussi que cette solution n'est employée que dans les montages « économiques » et que le système de polarisation tel que celui des figures 139 et 140 est toujours préférable. D'une façon générale, la tendance actuelle, chez presque tous les constructeurs, est de réunir les cathodes directement à la masse et de polariser par la ligne VCA.

Le schéma de la figure 140 (récepteur Super Snob 51 « Radialva ») s'apparente au schéma de la figure 139 (antifading différenciel), mais en diffère par la conception générale. En effet, au lieu d'employer un tube à double diode, comme dans les schémas précédents, on y fait appel à deux EAF42, qui contiennent, chacune, une seule diode. L'élément penthode de la première EAF42 est utilisé en amplificatrice MF, tandis que la pentode de la deuxième EAF42 travaille comme préamplificatrice BF.

C'est la diode de l'EAF42 (1) qui est utilisée pour obtenir les tensions d'antifading, mais la haute fréquence à redresser lui est appliquée à partir de la plaque du même tube par l'intermédiaire d'un condensateur de très faible valeur ($C_3 = 10$ pF). La résistance de charge de la détection VCA (R_3) est réunie, à travers R_{13} au point A qui est négatif par rapport à la masse (environ

—1,5 volt), ce qui permet d'assurer la polarisation de repos des lampes dont les cathodes sont directement à la masse. La même tension négative,

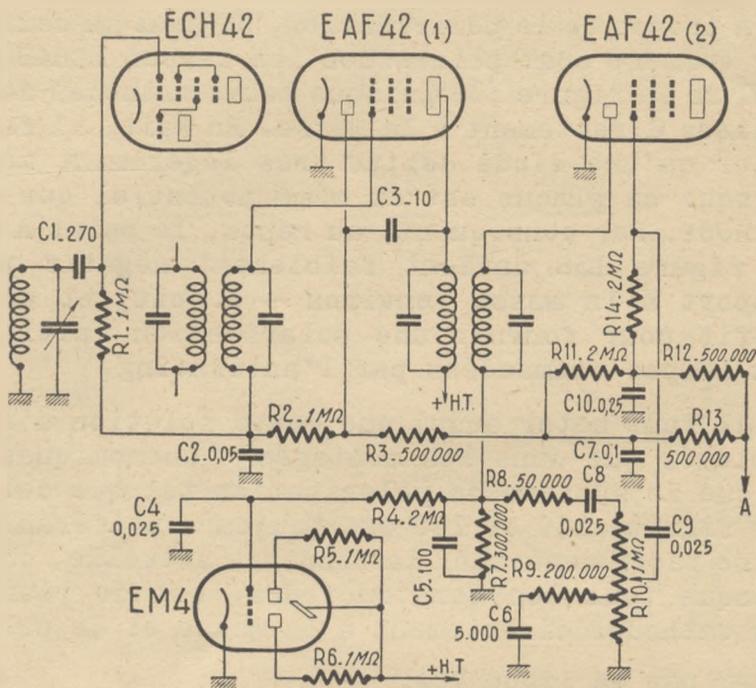


Fig. 140

prélevée au point A, sert à polariser la grille de la préamplificatrice BF, à travers les résistances R_{12} et R_{14} . Remarquons, en passant, que la grille de la 6AT6 de la figure 139 est polarisée suivant le même système.

Remarquons une particularité : l'antifading est appliqué même à la grille de la préamplificatrice BF, EAF 42 (2) par l'intermédiaire de la résistance R_{11} , et son action s'en trouve renforcée, puisqu'il agit ici sur trois tubes.

Les résistances R_{12} et R_{13} , avec les condensateurs C_{10} et C_7 , constituent simplement des cellules de filtrage supplémentaires, car il est possible qu'il existe, au point A, une composante alternative qu'il faut empêcher d'arriver aux grilles des lampes.

La diode de l'EAF42 (2) est utilisée pour la détection du signal et la résistance de charge correspondante est R_7 . Nous avons, encore une fois ici, une double liaison vers la grille de la pré-amplificatrice BF, avec cette particularité que le potentiomètre R_{10} commandant la puissance est du type compensé, comportant une prise intermédiaire réunie à la masse par un circuit correcteur approprié (R_9-C_6). Le but recherché par ce dispositif, très fréquemment employé, est d'obtenir un certain relèvement des notes basses lorsque le curseur du potentiomètre se trouve vers la masse, c'est-à-dire lorsqu'on écoute à faible puissance. On sait, en effet, qu'à faible puissance l'oreille humaine est moins sensible aux notes basses et il convient, par conséquent, de les favoriser afin de garder à la musique tout son relief.

La prise se fait généralement entre un dixième et un cinquième de la valeur totale du potentiomètre côté masse et on trouve assez couramment des potentiomètres de ce genre dans le commerce. La valeur de la résistance R_9 , marquée 200.000 ohms sur le schéma de la figure 140 et conforme aux indications du constructeur, nous semble un peu élevée, car généralement cette valeur se situe vers 20.000 à 30.000 ohms.

Enfin, arrêtons-nous un instant sur le branchement de l'indicateur cathodique EM4, caractéristique pour la plupart des récepteurs munis d'un antifading retardé. En effet, si la grille de l'indicateur cathodique est réunie à la ligne d'antifading, ce qui est souvent le cas, son fonctionnement sera retardé, comme l'action du VCA, et nous aurons l'impression que l'indicateur cathodique manque de sensibilité. On tourne la difficulté en commandant la grille de l'indicateur par un circuit séparé (ici R_4-C_4) qui lui amène la tension résultant de la détection du signal, donc sans retard.

Quelques mots pour finir sur la façon dont on obtient la tension négative de polarisation, celle du point A des figures 139 et 140. A cet

effet on intercale, entre le point milieu du secondaire HT du transformateur d'alimentation

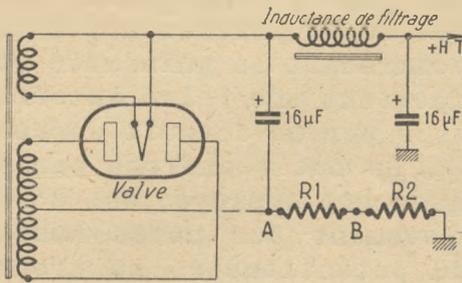


Fig. 141

et la masse, une résistance de valeur convenable et on prélève la tension négative en A (fig. 141). Si nous avons besoin d'une tension négative unique, une seule résistance est nécessaire. Par contre, si nous voulons disposer de deux

tensions négatives différentes, nous allons prévoir deux résistances en série telles que R_1 et R_2 de la figure 141, et prélever nos tensions de polarisation en A et en B.

Le calcul de ces différentes résistances est très facile et tient compte des tensions de polarisation nécessaires et du débit total du récepteur en haute tension.

Pour un récepteur classique, à quatre lampes, une valve et un indicateur cathodique, ce débit est de l'ordre de 65 mA. Quant aux polarisations, nous pouvons, par exemple, avoir besoin de -7 volts pour la EL41 finale et de $-1,5$ volt pour la préamplificatrice BF.

Donc, la résistance totale ($R_1 + R_2$) devra être de :

$$\frac{7}{0,065} = 107 \text{ ohms, soit } 110 \text{ ohms en chiffre rond.}$$

De même, la résistance R_2 sera, pour avoir une chute de tension de 1,5 volt :

$$\frac{1,5}{0,065} = 23 \text{ ohms, soit } 25 \text{ ohms en chiffre rond.}$$

Nous aurons finalement :

$$R_1 = 85 \text{ ohms et } R_2 = 25 \text{ ohms.}$$

On remarquera que le « moins » du premier électrochimique de filtrage doit être réuni non à la masse, mais au point milieu du secondaire HT.

DOUZIÈME LEÇON

DESCRIPTION D'UN RÉCEPTEUR SUPERHÉTÉRODYNE

Dans cette leçon, nous allons décrire un superhétérodyne alimenté par le courant alternatif et utilisant les lampes de la série Rimlock.

Ce récepteur comprend :

- 1° Un étage d'amplification haute fréquence.
- 2° Un étage changeur de fréquence.
- 3° Un étage d'amplification moyenne fréquence.
- 4° Un étage détecteur.
- 5° Un étage d'amplification basse fréquence en tension.
- 6° Un étage d'amplification basse fréquence de puissance.
- 7° Un indicateur visuel d'accord.
- 8° Une alimentation.

Les lampes qui l'équipent sont choisies parmi les types les plus récents et sont parfaitement adaptées aux fonctions qu'elles ont à remplir.

Notre schéma de principe représente les bobinages d'une seule gamme en service. Une commutation, non représentée pour ne pas surcharger le schéma, et qui relève d'ailleurs d'une leçon de réalisation pratique (voir notre EPS8P), permet de mettre successivement en service les bobinages particuliers à chaque gamme d'ondes.

Les bobinages L_1 , L_2 , L_3 , L_4 , L_5 , L_6 figurés sur le schéma sont donc indifféremment ceux appartenant à une gamme d'ondes courtes, de petites ondes ou de grandes ondes. Cela ne change rien à ce que nous allons dire.

Un étage d'amplification HF avant le changement de fréquence donne au récepteur un surcroît de sensibilité, permet une régulation antifading

meilleure et apporte une présélection qui élimine complètement la fréquence image, avec cette supériorité sur le présélecteur tel que nous l'avons déjà étudié, que ce dernier agit au détriment de la sensibilité tandis que l'étage d'amplification HF apporte un gain notable. Ce gain est souvent illusoire avec les fréquences très élevées si la lampe utilisée n'est pas appropriée. La pentode EF41 amplifie encore fort convenablement à 20 mégacycles (15 mètres) et convient donc pour notre récepteur.

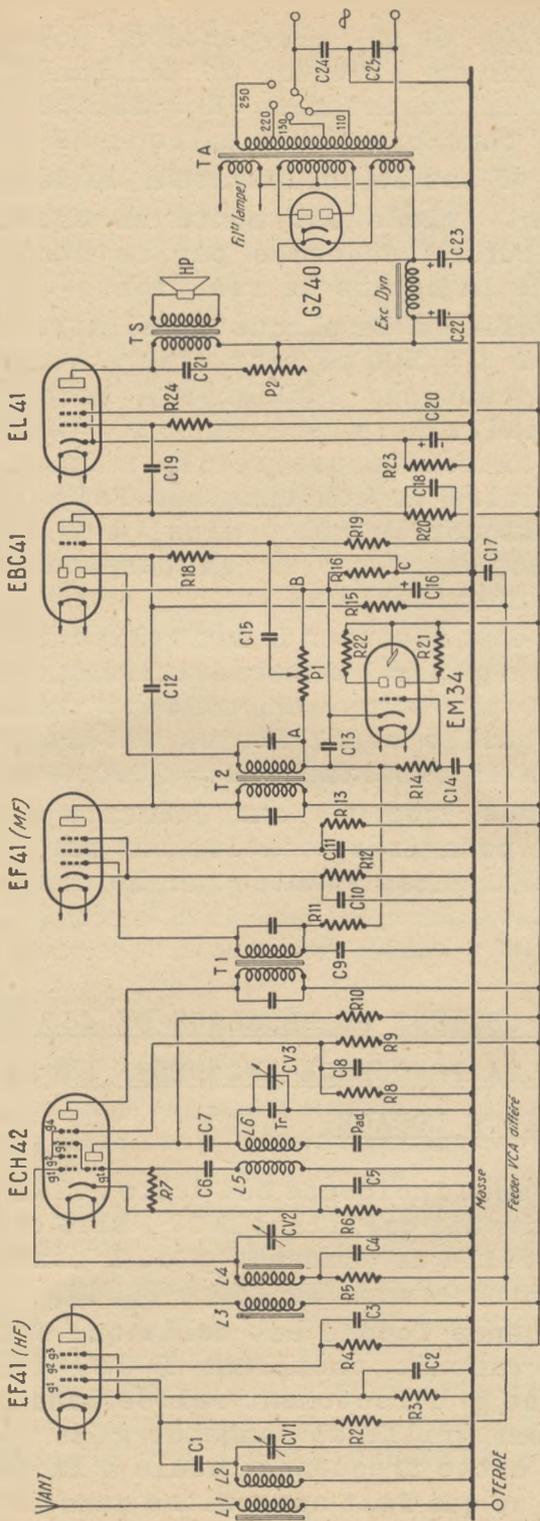
L_1 est le bobinage d'antenne. Il est couplé inductivement avec le bobinage de grille L_2 qui est accordé par le condensateur variable CV_1 . La grille de commande g_1 de la lampe EF41 est reliée à l'extrémité du circuit oscillant L_2 CV_1 opposée à la masse, par l'intermédiaire du condensateur C_1 de 100 pF. La grille g_1 reçoit, par l'intermédiaire de la résistance $R_2 = 1$ mégohm, la tension continue négative de VCA différé.

La cathode, reliée à la grille de suppression g_3 est polarisée par la résistance $R_3 = 300$ ohms shuntée par le condensateur $C_2 = 0,1$ μ F.

L'écran g_2 est alimenté, à partir de la haute tension, par l'intermédiaire de la résistance R_4 de 90.000 à 100.000 ohms. Il est découplé vers la masse par le condensateur C_3 de 0,1 μ F.

ÉTAGE CHANGEUR DE FRÉQUENCE.

La lampe EF41 est couplée à la lampe changeuse de fréquence par un transformateur HF constitué par les bobinages L_3 et L_4 . L_3 est le primaire, inséré dans le circuit plaque de la lampe EF41, entre plaque et $+HT$. L_4 , le secondaire, est accordé par le condensateur variable CV_2 ; c'est un bobinage exactement semblable à L_2 . L'une des extrémités est reliée à la ligne d'anti-fading différé par la résistance $R_5 = 100.000$ ohms, découplée par le condensateur $C_4 = 0,1$ μ F; l'autre extrémité est reliée à la grille de commande g_1 de l'élément hexode de la lampe ECH42.



RECEPTEUR E.P.S. 12 T.

L'écran (g_2 et g_4) est porté au potentiel de 100 volts par un diviseur de tension constitué par les deux résistances $R_9 = 25.000$ ohms et $R_8 = 25.000$ ohms branchées entre + HT et masse.

$C_8 = 0,1 \mu F$ est le condensateur de découplage.

L'élément triode est monté en oscillateur. L_6 est la bobine accordée par le condensateur variable; L_5 la bobine de réaction.

L_6 est reliée à la plaque oscillatrice par le condensateur $C = 500$ pF afin d'être soustraite à la tension continue appliquée à la plaque par l'intermédiaire de la résistance $R_{10} = 30.000$ ohms. Son autre extrémité est reliée à la masse par l'intermédiaire du condensateur Pad , dont nous allons expliquer le rôle, ainsi d'ailleurs que celui du condensateur Tr en parallèle sur le condensateur variable CV_3 .

La bobine de réaction L_5 est reliée à la grille oscillatrice g_1 par l'intermédiaire du condensateur $C_6 = 50$ pF, et par son autre extrémité à la masse. La grille oscillatrice est réunie à la cathode par la résistance $R_7 = 25.000$ ohms.

La cathode, commune aux éléments hexode et triode, est polarisée positivement par la résistance $R_6 = 200$ ohms, shuntée par le condensateur $C_5 = 0,1 \mu F$.

COMMENT ON OBTIENT LE DÉCALAGE DE 455 kc/s ENTRE LA FRÉQUENCE INCIDENTE ET LA FRÉQUENCE LOCALE.

La fréquence incidente est celle qui existe aux bornes du circuit oscillant $L_4 CV_2$. Elle est appliquée à la grille de commande g_1 de l'hexode modulatrice contenue dans la lampe ECH42.

La fréquence locale est celle qui existe aux bornes du circuit oscillant $L_6 CV_3$. La grille oscillatrice g_1 directement reliée dans la lampe à la deuxième grille de commande g_3 de l'hexode, « mélange » cette fréquence locale à la fréquence incidente, ce qui fait apparaître dans le circuit

plaque une fréquence égale à la différence des fréquences locale et incidente et qu'on appelle moyenne fréquence.

Théoriquement, le décalage de 455 kc/s pourrait être obtenu par un décalage mécanique de CV_3 par rapport à CV_2 . Les lames mobiles de ces condensateurs (ainsi d'ailleurs que celles de CV_1) sont commandées par un axe commun. Le décalage des lames mobiles de CV_3 par rapport à celles de CV_2 et CV_1 réaliserait la différence constante de 455 kc/s, à condition, naturellement, que l'inductance L_3 soit semblable aux inductances L_1 et L_2 .

Cette solution, séduisante en son principe, n'est pas aussi simple à réaliser qu'il semble en première analyse. Pour des raisons de construction mécanique des condensateurs variables, elle n'a pas été adoptée.

Voici comment on réalise ce décalage en utilisant des condensateurs variables exactement semblables :

Pour chaque gamme d'ondes à couvrir, on calcule la self oscillatrice pour une fréquence choisie dans le milieu de la gamme. Ce sera une bobine ayant moins de tours de fil que les bobines L_1 et L_2 , puisqu'avec une même capacité d'accord on doit résonner sur une fréquence supérieure de 455 kc/s à la fréquence incidente.

Mais dans le bas et dans le haut de la gamme le décalage n'est plus le même.

Dans le bas (lames du condensateur variable entièrement sorties), il est supérieur à 455 kc/s, car la capacité d'accord CV_3 est trop faible; dans le haut (lames complètement rentrées), ce sera l'inverse, car la capacité CV_3 est trop forte.

Pour augmenter la capacité de CV_3 dans le bas de la gamme, on ajoute un condensateur fixe (Tr) en parallèle avec CV_3 (cette capacité s'appelle un trimmer). Pour la diminuer dans le haut de la gamme, on ajoute une autre capacité fixe (Pad) en série avec CV_3 (cette capacité s'appelle un padding).

En fait, ces capacités, trimmer et padding, sont constituées par des condensateurs ajustables afin de permettre l'« alignement » rigoureux des circuits au moment de la mise au point finale du récepteur.

La détermination judicieuse, pour chaque gamme, des trois éléments :

Inductance de la bobine oscillatrice,

Capacité du trimmer,

Capacité du padding,

permet de réaliser un décalage à peu près constant sur toute l'étendue de la gamme.

Actuellement, on préfère cependant agir un peu autrement. En effet, la presque totalité des bobinages utilisés de nos jours sont munis de noyaux magnétiques réglables, en fer pulvérulent aggloméré. De cette façon, nous avons la possibilité d'agir sur la « self » d'une bobine, et nous pouvons, dans le cas de l'oscillateur ci-dessus, nous contenter d'un padding fixe, le réglage final se faisant par l'ajustement de la self.

ÉTAGE MOYENNE FRÉQUENCE.

La lampe ECH42 est couplée à la lampe EF41, amplificatrice moyenne fréquence, au moyen du transformateur moyenne fréquence T_1 . Son primaire est inséré entre plaque de l'ECH42 et +HT. Son secondaire est inséré entre grille de l'EF41 et le VCA simple par l'intermédiaire de la résistance $R_{11} = 100.000$ ohms découplée par le condensateur $C_9 = 0,1 \mu F$.

La cathode de l'EF41 est polarisée par la résistance $R_{12} = 300$ ohms découplée par le condensateur $C_{10} = 0,1 \mu F$.

L'écran est porté au potentiel convenable par la résistance $R_{13} = 100.000$ ohms qui le relie au +HT. Le condensateur $C_{11} = 0,1 \mu F$ découple ce circuit.

DÉTECTION.

La détection est l'oeuvre de l'une des diodes contenues dans la lampe EBC41, une double diode-triode.

La lampe EF41 est, à cet effet, couplée à la diode de détection par le transformateur moyenne fréquence T_2 . Son primaire est dans le circuit plaque de l'EF41, entre plaque et +HT. Son secondaire est par une extrémité relié à l'anode de détection a_1 et par l'autre extrémité à la cathode par la résistance de charge constituée par un potentiomètre P_1 . Le condensateur $C_{13} = 100$ pF shunte ce potentiomètre afin d'offrir un chemin à la composante MF.

LE V.C.A.

Les lampes EF41 (amplificatrice HF) et ECH42 sont contrôlées par un VCA différé de 1,5 volt environ. La lampe EF41 (amplificatrice MF) reçoit une tension de VCA simple. Cette tension, non différée, est prise à l'extrémité A du potentiomètre P_1 . Quant à la tension de VCA différée, elle est procurée par la deuxième diode de l'EBC 41.

A cet effet, la plaque de l'EF41 (MF) est reliée à l'anode a_2 par un condensateur $C_{12} = 50$ pF, $R_{18} = 1$ mégohm, la résistance de charge, étant réunie à la masse (point C) qui est négative de 1,5 volt par rapport à la cathode de l'EBC41.

La résistance de cathode R_{16} est de 1.200 ohms, ce qui polarise l'élément triode de la lampe à la valeur nécessaire pour un fonctionnement correct.

On voit que grâce à ce montage, la diode a_2 ne fonctionnera que pour les signaux ayant une amplitude supérieure à 1,5 volt. La tension de VCA différé est transmise aux lampes EF41 et ECH42 par l'intermédiaire du filtre $R_{15} = 1$ mégohm et $C_{17} = 0,1 \mu F$.

Nous avons vu comment chacun des circuits grille contrôlé est découplé par rapport aux autres au moyen des résistances R_2 , R_4 , R_5 , R_{11} . Le condensateur C_{16} de 10 microfarads shunte les résistances R_{16} et R_{17} .

L'INDICATEUR VISUEL D'ACCORD.

Il est constitué par un trèfle cathodique à deux sensibilités EM34 monté comme suit :

La grille de commande reçoit la tension de VCA non différé, afin de donner des indications même pour les émissions faibles. Dans ce but, elle est reliée au point A par une résistance R_{14} de 1 mégohm. $C_{14} = 0,1 \mu F$ relie cette grille à la masse. Il stabilise le potentiel de cette grille.

La cathode de l'EM34 doit être au même potentiel que celle de l'EBC41. Elle est donc directement reliée à cette cathode. Les plaques de déviation sont reliées à la HT par les résistances de charge R_{21} et R_{22} de 1 mégohm chacune. La cible (écran fluorescent) est reliée directement au +HT.

L'ÉTAGE AMPLIFICATEUR BF EN TENSION.

Les tensions BF disponibles entre le curseur et l'extrémité B du potentiomètre sont appliquées à la grille de l'élément triode de la lampe EBC41 par l'intermédiaire du condensateur $C_{15} = 20.000 \text{ pF}$ qui soustrait la grille à la composante continue. R_{19} est la résistance de fuite.

L'ÉTAGE AMPLIFICATEUR BF DE PUISSANCE.

La plaque triode de l'EBC41 est reliée au +HT par la résistance $R_{19} = 100.000 \text{ ohms}$, résistance de charge de l'élément triode. Le condensateur $C_{18} = 500 \text{ pF}$ qui shunte la résistance R_{19} offre un chemin de moindre impédance que cette résistance à la composante MF résiduelle. Sa

valeur ne doit pas être plus forte, car C_{18} deviendrait de trop faible impédance aux fréquences acoustiques, celles que nous désirons transmettre à la lampe suivante.

Cette lampe est une pentode EL41. Sa grille de commande reçoit les tensions BF venant de la plaque de l'EBC41, par l'intermédiaire du condensateur $C_{19} = 20.000$ pF. $R_{24} = 500.000$ ohms est la résistance de fuite.

La cathode est polarisée positivement par la résistance $R_{22} = 150$ ohms shuntée par le condensateur $C_{20} = 50$ μ F.

L'écran est relié directement au $-HT$.

Le primaire du transformateur de haut-parleur T_6 est inséré dans le circuit de plaque, entre la plaque et le $+HT$.

LE CONTROLE DE TONALITÉ.

Nous avons déjà expliqué le rôle du condensateur que l'on branche aux bornes du primaire du transformateur de haut-parleur.

Sans ce condensateur, nous aurions une suramplification des notes aiguës. Si, d'autre part, on donne à ce condensateur une valeur trop élevée, on obtiendra l'effet inverse, une amplification insuffisante de ces notes aiguës, c'est-à-dire, par effet de contraste, une prédominance des notes graves.

Il existe donc, on le conçoit, une valeur optimum de ce condensateur. Elle varie, suivant les lampes et les haut-parleurs, entre 2.000 et 10.000 pF.

Du point de vue fidélité, on n'a pas intérêt à obtenir une tonalité plus grave. Mais lorsque la réception est fortement gênée par les parasites, qui sont en grande partie constitués par des fréquences élevées, il est intéressant de dériver ces fréquences. Il vaut mieux, en effet, diminuer la gêne causée par les parasites, fût-ce au prix d'une réception moins fidèle.

Le contrôle de tonalité permet de régler la tonalité du haut-parleur entre deux limites : d'une part, celle qui correspond à une réception fidèle, d'autre part, celle qui correspond à la réception la plus grave, que l'on choisit à l'avance.

A cet effet, le condensateur $C_{21} = 50.000$ pF, s'il était branché directement aux bornes du primaire, donnerait une tonalité relativement grave. Mais il est en série avec un potentiomètre $P_2 = 100.000$ ohms monté simplement en résistance variable. L'impédance de l'ensemble $C_{21} P_2$ peut, par la manoeuvre du potentiomètre, varier progressivement, et avec elle la tonalité de l'audition.

ALIMENTATION.

Le transformateur d'alimentation peut être branché au moyen d'un distributeur muni d'un fusible de sécurité, sur les différents secteurs alternatifs à 50 périodes en usage : 110, 130, 220, 250 volts. Le primaire comporte à cet effet les prises intermédiaires nécessaires.

Remarquons les deux condensateurs C_{24} et C_{25} de 0,02 μ F chacun, branchés entre chaque fil d'arrivée du secteur et la masse. Cette disposition dérive un certain nombre de parasites fournis par le secteur, et évite certains effets de modulation à BF par le secteur.

Le transformateur possède trois secondaires :

1° L'un sert à chauffer les filaments des lampes sous 6,3 volts. Il peut débiter 2 ampères.

2° Le deuxième fournit 2×350 volts et peut débiter 75 milliampères.

3° Le troisième sert à chauffer la valve sous 5 volts. Il peut débiter 1 ampère.

Les lampes sont chauffées en parallèle. Une extrémité de leur filament est reliée directement à la masse, ainsi qu'une des extrémités de secondaire 6,3 volts. Les autres extrémités

des filaments et l'autre extrémité du secondaire 6,3 volts sont réunies ensemble par un même conducteur (fig. 142).

La valve est du type GZ40. Elle est à chauffage indirect et, de ce fait, met, pour devenir active, le même temps que les lampes de réception. Il n'y a donc pas, à la mise en route, de surtension risquant de compromettre les condensateurs de filtrage.

Les deux extrémités de l'enroulement 2×350 volts sont connectées aux plaques de la valve, tandis que le point milieu est à la masse.

La HT redressée présente à la cathode de la valve est fournie aux lampes réceptrices après avoir été filtrée à travers une cellule de filtre composée du condensateur $C_{23} = 16 \mu F$,

de la bobine d'excitation du haut-parleur électrodynamique, qui constitue une inductance très élevée, et du condensateur $C_{22} = 32 \mu F$. Les valeurs

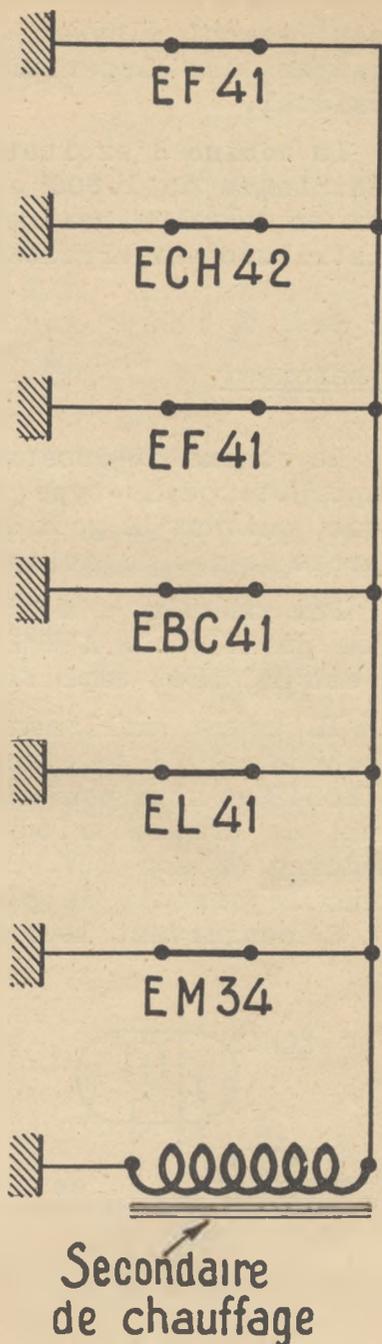


Fig. 142

relativement élevées des capacités de filtrage assurent une disparition complète du ronflement résiduel.

La bobine d'excitation du haut-parleur a une résistance de 1.800 ohms. La chute de tension qui en résulte ramène à 250 volts la tension distribuée aux circuits anodiques.

Remarques.

Le schéma ci-dessus est celui d'un récepteur superhétérodyne-type et il est évident qu'il peut, suivant le goût de chacun, subir un certain nombre de modifications de détail.

Par exemple, l'antifading peut être appliqué « en parallèle » à l'ECH42 également, comme il l'est à l'EF41 amplificatrice HF.

Il n'est nullement obligatoire de rendre accordé par CV₃ le circuit de la plaque triode de l'ECH42 et nous pouvons transporter dans le circuit de grille triode le bobinage L₅ avec son padding et son C.V. Le bobinage L₅ vient alors dans le circuit de plaque, les condensateurs C₆ et C₇ conservant leur place (fig. 143).

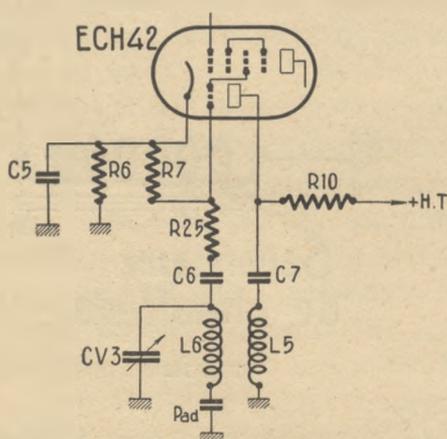


Fig. 143

Dans le même schéma (fig. 143), nous voyons une résistance supplémentaire R₂₅, de 50 à 100 ohms, dans le circuit de la grille d'oscillation.

Cette résistance n'est pas indispensable, mais souvent utile, et permet d'améliorer l'oscillation en O.C. et la rendre plus régulière.

Il est souvent indiqué de prévoir un filtre HF dans le circuit de détection, et la figure 144 nous montre en quoi il consiste. Il s'agit simplement

d'intercaler, entre la sortie du secondaire MF2 et le potentiomètre P₁, une résistance R₂₆ de 50.000 ohms et de placer un deuxième condensateur de découplage HF, C₂₆, de 100 à 150 pF. Répé-

tons encore une fois : ce filtre n'est pas indispensable, mais souvent utile et permet d'éviter certains accrochages.

Le condensateur C₁₈ peut être, sans inconvénient, disposé entre la plaque de la EBC41 et la masse et non pas en parallèle sur la résistance R₂₀. L'effet sera exactement le même.

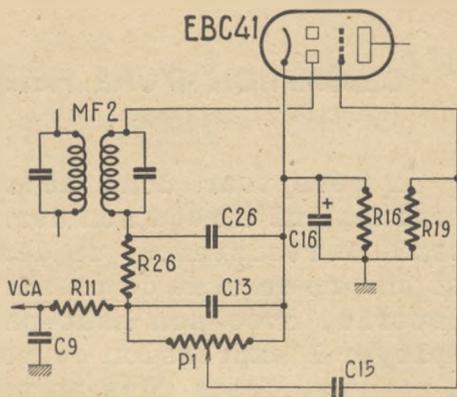


Fig. 144

TREIZIÈME LEÇON

DESCRIPTION D'UNE HÉTÉRODYNE MODULÉE

Un récepteur dont le montage vient d'être terminé, qui a reçu son dernier condensateur, sa dernière résistance, sa dernière soudure, n'est pas encore en état de prendre place dans son ébénisterie, avec son haut-parleur. Il faut, pour employer l'expression courante, qu'il soit « mis au point ». Cette mise au point consiste d'abord dans la vérification des circuits et de leur alimentation, mais aussi et surtout dans l'alignement des circuits d'accord, oscillateur et moyenne fréquence.

S'il est à la rigueur possible d'aligner d'une façon acceptable « à l'oreille » un récepteur à amplification directe ne comportant que des circuits HF, il est à peu près impossible, par contre, d'obtenir un résultat correct lorsqu'il s'agit d'un superhétérodyne.

Les opérations d'alignement des récepteurs nécessitent l'emploi d'un émetteur de petite puissance pouvant travailler sur toutes les fréquences utilisées par la radiodiffusion et celles qui concordent avec l'accord des MF.

Cet appareil, appelé « hétérodyne », permettra à tout instant de disposer d'une tension HF entretenue, pure ou modulée, dont on pourra faire varier la fréquence et l'amplitude dans de larges limites.

Nous allons décrire une hétérodyne modulée simple et précise, dont le schéma constitue un excellent exemple de ce qu'est une hétérodyne de dépannage. Il existe des appareils plus simples encore ou beaucoup plus compliqués, mais le principe reste le même (fig. 145).

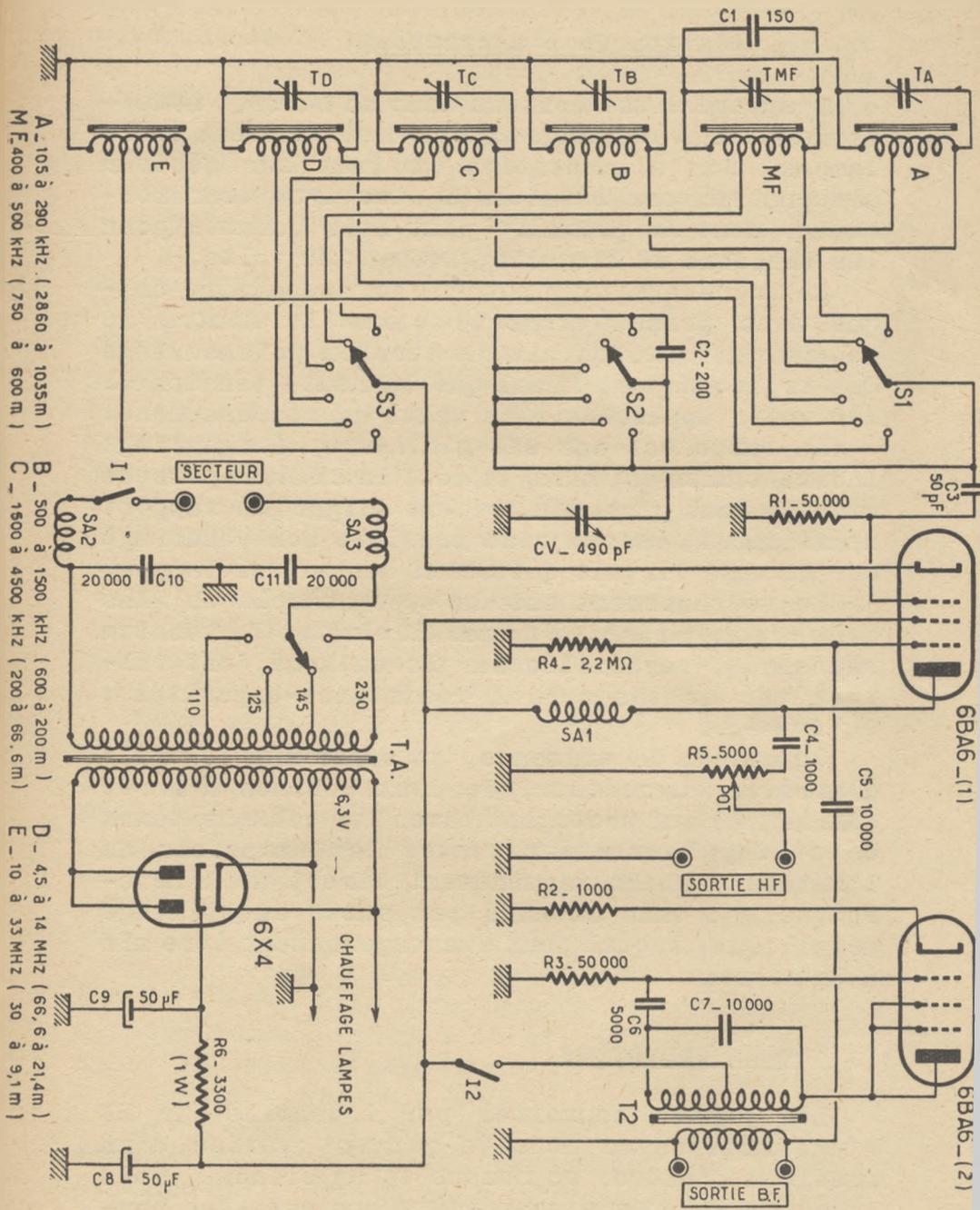


Fig. 145

DESCRIPTION D'UNE HÉTÉRODYNE.

Constitution de l'appareil.

L'appareil est contenu dans un coffret métallique formant blindage intégral et comprend trois lampes. Son alimentation se fait sur secteur alternatif, par l'intermédiaire d'un transformateur dont le primaire peut être commuté pour les tensions de 110, 125, 145 et 230 volts.

Ce transformateur possède un secondaire unique avec prise, connecté comme le montre le schéma, et qui fournit la tension de chauffage des trois lampes, ainsi que la haute tension de 110 volts appliquée à la valve de redressement.

La valve est une 6X4 miniature, à chauffage indirect bien entendu, et dont la cathode possède un isolement particulièrement soigné par rapport au filament, ce qui rend possible son chauffage sur le même circuit que celui des autres lampes.

Le redressement est du type monoplaque (les deux plaques réunies en parallèle) et la tension redressée, recueillie sur la cathode, est filtrée par un ensemble à résistance-capacités : C_9 , C_8 et R_6 .

On notera la présence, en série sur les fils d'arrivée du secteur, de deux bobines d'arrêt (SA_2 et SA_3) qui protègent, avec les condensateurs C_{10} et C_{11} , le secteur contre les émissions de l'hétérodyne. Le rayonnement direct de l'hétérodyne est très atténué par suite du blindage métallique, lequel peut avantageusement être mis à la terre.

Gammes couvertes.

Les gammes couvertes par l'oscillateur HF d'une hétérodyne modulée peuvent varier d'un modèle à l'autre, en nombre et en étendue, mais la répartition que nous indiquons est très souvent employée, à quelques petites variantes près, et c'est pour cette raison que nous la considérons comme standard.

Pour les besoins du dépannage, il est nécessaire de disposer non seulement de la gamme G.O. normale, mais également des fréquences allant de 150 à 100 kc/s environ, plage où se situe l'accord des transformateurs MF d'un grand nombre de récepteurs anciens encore en service : 135, 125, 115 et 110 kc/s.

La première gamme de notre hétérodyne s'étendra donc de 105 kc/s à 290 kc/s, et comprendra les points d'alignement standard de 160, 200 et 264 kc/s.

La bande allant, approximativement, de 300 à 400 kc/s, n'est pratiquement d'aucune utilité et il vaut mieux la sacrifier au profit de la bande MF, 400 à 500 kc/s, qui sera étalée sur toute la longueur du cadran. De cette façon, les fréquences particulièrement utiles pour l'accord des circuits MF, entre 490 et 445 kc/s, occuperont plus du tiers du cadran, ce qui permettra un travail précis dans ce domaine.

La troisième gamme, de 500 à 1.500 kc/s, englobera pratiquement toutes les fréquences dont nous avons besoin pour travailler sur la gamme P.O. normale d'un récepteur.

Vient ensuite la gamme 1.500 kc/s à 4.500 kc/s qui servira pour la vérification de l'extrémité de la gamme P.O. des récepteurs modernes, s'étendant à 1.600 kc/s environ, pour l'éventuelle gamme dite « Chalutiers » et pour les bandes O.C. de 2 à 4,5 Mc/s, où il existe à l'heure actuelle près de 150 émetteurs, situés dans tous les points du globe.

La cinquième gamme de notre hétérodyne va de 4,5 à 14 Mc/s. Elle servira pour tout étalonnage sur les bandes étalées de 49, 41, 31 et 25 m, ainsi que pour l'alignement du bas de la gamme O.C. normale, vers 6,5 Mc/s.

La sixième et dernière gamme va de 10 à 33 Mc/s et comprend les fréquences des bandes étalées de 19, 16 et 13 m, ainsi que les points d'alignement du haut de la gamme O.C. normale, vers 18 Mc/s. De plus, elle peut être de la plus grande utilité pour dégrossir les circuits d'un téléviseur. En effet, nous pouvons facilement

obtenir un signal sur 42 Mc/s en utilisant l'harmonique 2 de la fréquence 21 Mc/s. De même, les 46 Mc/s sont donnés par l'harmonique 2 de la fréquence 23 Mc/s.

Et même s'il s'agit d'un téléviseur 819 lignes nous pouvons utiliser la 6^e harmonique de la fréquence 30 Mc/s pour l'image ($6 \times 30 = 180$ Mc/s) et la 6^e harmonique de la fréquence 29 Mc/s pour le son ($6 \times 29 = 174$ Mc/s).

Oscillateur HF.

L'oscillateur HF est constitué par la lampe 6BA6 (1) et le bloc de bobinages à six gammes qui lui est associé.

Le bloc lui-même comprend, comme le schéma général l'indique, les six bobines réalisées sur supports magnétiques à noyaux réglables, cinq ajustables à air, les condensateurs fixes C_1 , C_2 et C_3 , ainsi que la résistance de fuite R_1 .

Tous les détails de la commutation, avec introduction du condensateur C_2 en série avec le CV, pour l'étalement de la gamme MF, sont indiqués sur le schéma.

Notons simplement que l'oscillation se fait en « ECO », montage bien connu pour sa stabilité et qui consiste à ramener la cathode de la lampe oscillatrice à une prise située au cinquième environ du bobinage (côté masse).

La HF ainsi produite peut être recueillie dans le circuit plaque de la lampe, chargée par une bobine d'arrêt HF (SAL) et envoyé sur le potentiomètre R_5 constituant l'atténuateur de sortie.

Oscillateur BF.

Pour moduler l'onde HF dont nous disposons, il nous faut un oscillateur BF, et c'est la lampe 6BA6 (2), montée en triode et associée à un transformateur spécial T_2 , qui va nous délivrer les quelques volts BF nécessaires, sous 400 périodes environ.

La forme de l'onde ainsi produite est pratiquement sinusoïdale.

Modulation.

La basse fréquence recueillie au secondaire T_2 est utilisée pour moduler l'onde HF. A cet effet nous la dirigeons, par C_5 , vers la troisième grille (suppresseur) de la 6BA6 (1), réunie à la masse par R_4 . Les éléments R_4 et C_5 sont déterminés de façon à avoir une profondeur de modulation moyenne de 30 %. Nous disons « moyenne », car, en fait, cette profondeur est supérieure à 30 % sur les gammes A, MF et B, de l'ordre de 30 % sur la gamme C, et inférieure à 30 % sur la gamme D et E.

En principe, lorsqu'il s'agit d'une hétérodyne de dépannage, la qualité et la profondeur de modulation n'ont pas beaucoup d'importance. Mais comme il est aussi simple de réaliser une modulation correcte, nous estimons qu'il serait illogique de ne pas le faire.

Un interrupteur (I_2), du type « tumbler », permet, en coupant l'alimentation HT de la lampe BF, d'arrêter la modulation et d'avoir une onde HF pure.

Sortie BF.

Cette sortie est connectée aux bornes du secondaire du T_2 et délivre environ 3 volts BF, que nous pouvons utiliser pour les différents essais de la partie BF d'un récepteur.

En effet, la tension de 3 volts est déjà largement suffisante pour attaquer la grille d'une lampe finale et avoir, aux bornes de la bobine mobile, une tension de 0,5 à 2 volts, suivant le type de cette lampe.

De plus, nous pouvons appliquer une source de modulation extérieure quelconque à cette même sortie BF, l'hétérodyne étant dans les conditions de fonctionnement HF pure, c'est-à-dire l'interrupteur I_2 étant ouvert. Par exemple, en connectant un pick-up à la sortie BF, nous modulerons l'oscillation HF par de la musique provenant d'un disque.

Sortie HF.

La sortie HF est commandée par le potentiomètre R₃ qui constitue l'atténuateur HF. Il est évident que l'on ne peut pas exiger d'une hétérodyne simple une atténuation vraiment efficace, car cette dernière est avant tout un problème de mécanique, de blindages internes, de cloisonnements judicieux, etc. Mais malgré tout, ce système simplifié agit sur le niveau de sortie d'une façon suffisamment nette pour pouvoir doser le signal HF injecté à un point quelconque d'un récepteur à aligner.

La précision.

La précision d'étalonnage d'un générateur HF est, avant tout, fonction de ses bobinages, de son CV et, surtout de la graduation du cadran et dans les générateurs de haute précision, on fait graver chaque cadran séparément, d'après l'étalonnage préalablement effectué. De cette façon on compense les différences infimes qui peuvent exister d'un CV à l'autre et les écarts qui peuvent en résulter.

Dans les générateurs simples, comme l'hétérodyne décrite ici, on opère différemment. Un cadran-modèle est établi d'après un CV-étalon, et tous les autres cadrans sont reproduits d'après ce modèle, soit par gravure, soit par impression.

La précision que l'on obtient par ce procédé simplifié dépend du soin avec lequel a été établi le modèle, mais d'une façon générale, si le travail a été exécuté consciencieusement, nous pouvons tabler sur une précision voisine de ± 1 à 1,5 %, sauf sur la gamme MF étalée où nous pouvons prétendre à ne pas dépasser 0,5 %.

Tout cela veut dire, ne l'oublions pas, qu'en mettant l'aiguille de notre cadran par 1.000 kc/s par exemple, nous pouvons obtenir en réalité une fréquence comprise entre 990 et 1.010 kc/s.

Cela veut dire encore, dans le domaine des fréquences élevées, qu'au lieu de 30 Mc/s nous pouvons avoir 29,7 ou 30,3, sans que la tolérance de $\pm 1\%$ soit dépassée, et malgré l'énormité apparente de l'erreur (300 kc/s en plus ou en moins).

Antenne fictive.

Afin de placer le récepteur aligné dans les conditions aussi rapprochées que possible de la réalité, on utilise un petit circuit nommé antenne fictive, qui reproduit les caractéristiques électriques d'une antenne de réception moyenne.

Une antenne fictive est quelquefois incorporée à l'hétérodyne modulée, mais très souvent, elle est extérieure et se place entre la sortie HF de l'hétérodyne et la prise d'antenne du récepteur.

Il existe trois types principaux d'antennes fictives, dont les schémas de la figure 146 nous montrent la constitution. L'antenne a est indiquée pour les gammes P.O. et G.O., tandis que l'antenne b, simple résistance de 400 ohms, devra être utilisée en O.C. Enfin, l'antenne c est en quelque sorte « universelle » et peut être employée sur toutes les fréquences.

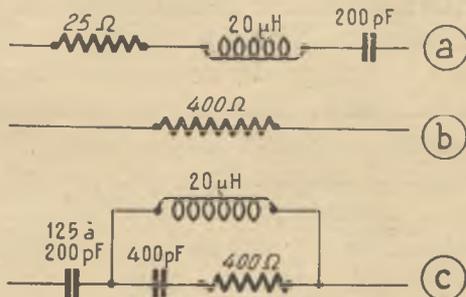


Fig. 146

Signalons que la bobine de 20 μ H peut être réalisée avec environ 43 spires en fil de 25/100 émail, bobinées sur un tube de 12 mm de diamètre, et que toutes les résistances des antennes a, b et c doivent être, obligatoirement, du type non inductif.

QUATORZIÈME LEÇON

ALIGNEMENT D'UN RÉCEPTEUR

Qu'entend-on par alignement ?

Il y a d'abord des circuits moyenne fréquence, dans le cas, qui est le plus répandu, d'un récepteur à changement de fréquence, ou superhétérodyne. Les circuits moyenne fréquence, comprennent en général deux, quelquefois trois transformateurs MF. Ceux-ci sont accordés une fois pour toutes sur la MF choisie, qui est, sauf rares exceptions, de 455 kc/s. C'est la MF standard à l'heure actuelle. Les récepteurs superhétérodynes utilisant la MF de 125 ou 135 kc/s ne sont plus guère fabriqués actuellement. Ceux que l'on aura à aligner ou vérifier sont donc surtout des récepteurs en dépannage, d'une technique de fabrication déjà ancienne. L'avantage d'une fréquence intermédiaire relativement élevée comme 455 kc/s éliminant à peu près radicalement l'inconvénient de l'« image de fréquence », a conquis, à l'heure qu'il est, les suffrages de tous les constructeurs, surtout depuis que la technique des bobinages à noyau magnétique s'est affirmée et permet, avec une MF de 472 kc/s, d'obtenir une sensibilité et une sélectivité en tous points comparable à celle que donnaient les bobinages 135 kc/s.

Il y a donc, dans un récepteur à aligner, des circuits MF, à accorder d'abord sur 455 kc/s ou, ce sera l'exception, sur 125 ou 135 kc/s.

Il faut ensuite aligner le ou les circuits d'accord et celui d'oscillation. Ces circuits doivent, par la manoeuvre du condensateur variable, couvrir les gammes standard de la radiodif-

fusion, qui sont approximativement les suivantes :

16 à 51 m (18,75 à 5,9 Mc/s) pour les O.C.
185 à 575 m (1.620 à 522 kc/s) pour les P.O.
1.000 à 2.000 m (300 à 150 kc/s) pour les G.O.

Il existe actuellement, sur presque tous les récepteurs, en plus des trois gammes ci-dessus, une bande O.C. étalée, allant de 6,5 à 5,9 Mc/s à peu près, soit de 46,1 à 51 m. De plus, beaucoup de récepteurs d'une certaine classe possèdent plusieurs gammes O.C. ou plusieurs bandes O.C. étalées.

Le circuit d'accord (circuit d'entrée) est le plus souvent unique et commande alors directement la grille d'attaque de la lampe changeuse de fréquence, octode, heptode ou triode-hexode, suivant le cas.

Il y a quelquefois un autre circuit d'accord, on le rencontre soit comme présélecteur, soit comme circuit haute fréquence, faisant par conséquent, outre la fonction de présélecteur, celle d'amplificateur HF puisqu'il attaque une pentode HF précédant la changeuse de fréquence.

Les circuits d'accord doivent être réglés de façon à couvrir les gammes d'ondes correctement.

Le circuit d'oscillation doit « suivre » parfaitement l'accord pour toutes les positions du condensateur variable.

Avant de commencer l'alignement d'un récepteur, nous brancherons un voltmètre de sortie ou, plus exactement, un voltmètre qui nous indiquera un maximum au moment de l'accord exact sur une émission. Un tel voltmètre peut être réalisé de plusieurs façons différentes :

1. — On branchera un voltmètre alternatif (par exemple, la sensibilité 30 ou 75 volts, en alternatif, d'un contrôleur universel), entre la

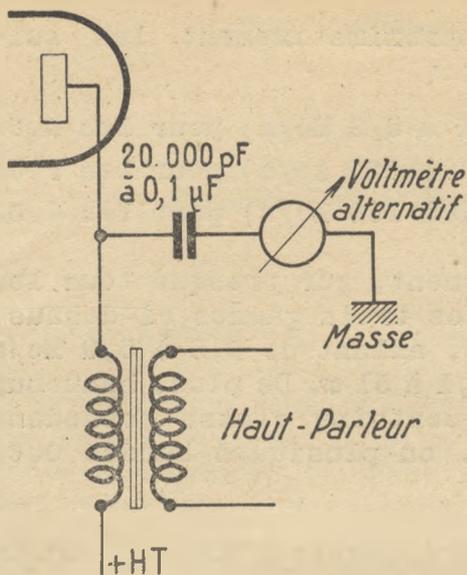


Fig. 147

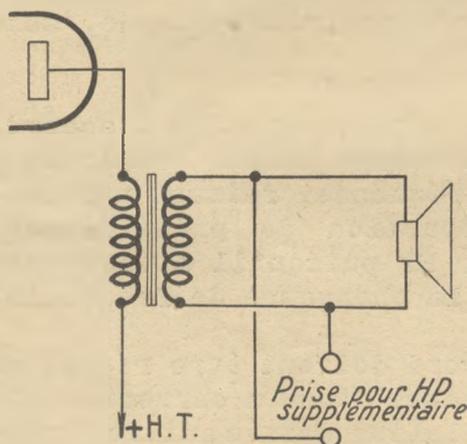


Fig. 148

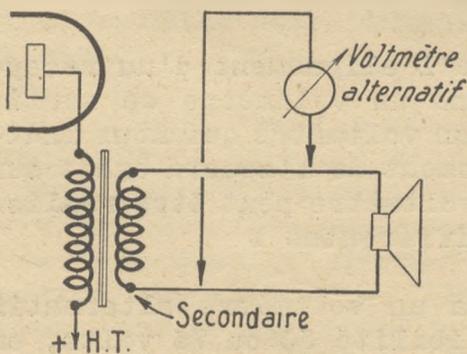


Fig. 149

plaque de la lampe finale et la masse, en intercalant un condensateur de 0,02 à 0,1 μ F (fig. 147).

Le branchement est souvent facilité par le fait que la connexion plaque de la lampe finale va vers le haut-parleur et se trouve donc accessible. Parfois, cette plaque est réunie à la prise pour haut-parleur supplémentaire (fig. 148) et le branchement est alors très simple, surtout s'il existe déjà un condensateur en série comme c'est souvent le cas.

2. — On branchera un voltmètre alternatif aux bornes du secondaire du transformateur de sortie (figure 149). On utilisera alors la sensibilité 1,5 ou 7,5 volts d'un contrôleur universel (en alternatif), sans intercaler un condensateur en série. Remarquons que cela revient à brancher

le voltmètre aux bornes de la bobine mobile, ce qui est souvent plus commode, et que le procédé présente l'avantage de supprimer tout danger de secousse désagréable par contact accidentel avec la haute tension.

Dans la plupart des récepteurs modernes, la prise pour H.P. supplémentaire est connectée au secondaire du transformateur de sortie (fig. 150), ce qui facilite encore le branchement du voltmètre.

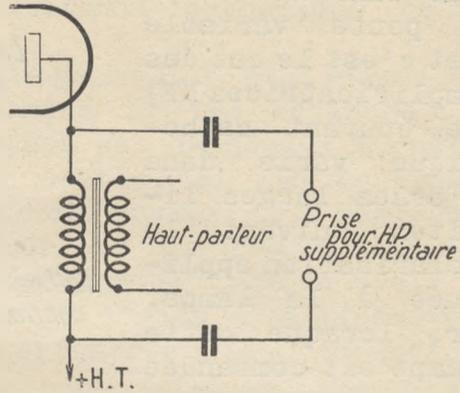


Fig. 150

3. - Les deux procédés ci-dessus sont très commodes, mais ont l'inconvénient d'être bruyants : le haut-parleur fonctionne pendant l'alignement et le son qu'il émet n'a rien de particulièrement agréable. Pour éviter cet inconvénient, nous pouvons débrancher la bobine mobile du haut-parleur et connecter une résistance bobinée R, de 2 à 3 ohms, en parallèle sur le secondaire.

Le voltmètre indicateur (sensibilité 1,5 à 7,5 volts en alternatif) sera branché aux bornes de cette résistance (fig. 151). L'alignement terminé, on remet la bobine mobile en place.

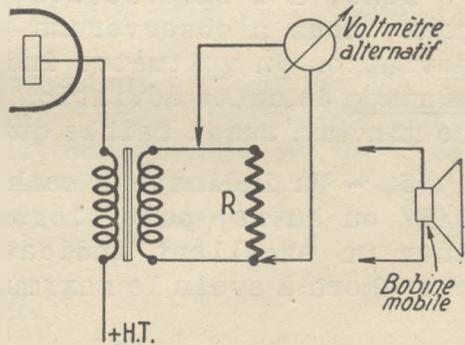


Fig. 151

4. - Lorsque la lampe amplificatrice MF du récepteur comporte une résistance de polarisation entre sa cathode et la masse, nous pouvons

brancher un voltmètre continu (sensibilité 7,5 volts) aux bornes de cette résistance (fig. 152). On sait, en effet, que dans une lampe à pente variable (et c'est le cas des amplificatrices MF) le courant cathodique varie dans d'assez larges limites suivant la polarisation appliquée à la lampe. Or, lorsque cette lampe est commandée par l'antifading, la polarisation devient d'autant plus

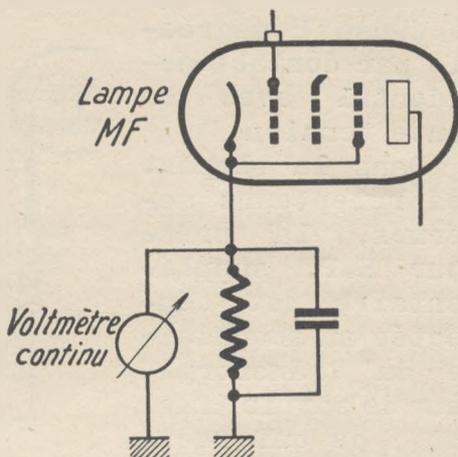


Fig. 152

élevée que le signal est plus intense ou, ce qui revient au même, que la sensibilité du récepteur est, à un moment donné, plus élevée. Lorsque nous alignons un récepteur, nous cherchons à obtenir le maximum de sensibilité et, au moment où ce maximum sera atteint, la polarisation de la lampe MF sera également maximum et son courant cathodique minimum.

Donc, à l'inverse des procédés décrits plus haut, nous n'observerons pas ici le maximum de déviation du voltmètre indicateur, mais bien le minimum de cette déviation et chercherons à avoir ce minimum aussi faible que possible.

5. - Un indicateur cathodique d'accord (EM4, 6AF7 ou autre) peut, lorsqu'il existe, constituer un excellent indicateur d'alignement. On cherchera à avoir le maximum d'épanouissement.

I. - RÉCEPTEUR A AMPLIFICATION DIRECTE.

L'alignement est simple.

On fait travailler l'hétérodyne sur 200 m (1.500 kilocycles). On branche l'antenne fictive de l'hétérodyne à la prise antenne du récepteur, le blindage à la masse.

On amène l'aiguille du cadran du récepteur sur 200m et on agit sur les trimmers P.O. du récepteur, jusqu'à ce qu'on ait l'indication maximum au voltmètre (ou minimum s'il s'agit de voltmètre dans le circuit cathodique de la lampe HF).

L'alignement sur la gamme P.O. peut être alors considéré comme terminé si les bobinages du récepteur ne comportent pas de noyaux magnétiques réglables. Par contre, si les bobinages employés sont munis de ces noyaux, nous réglerons le cadran du récepteur sur 500 m (600 kc/s) et ajusterons les deux noyaux de façon à avoir le maximum, en injectant, à l'aide d'un générateur HF, un signal de même fréquence à la prise antenne du récepteur.

Généralement, les récepteurs à amplification directe ne comportent aucun réglage en G.O., mais il existe cependant des blocs où les bobines G.O. sont également munies de noyaux magnétiques réglables. Parfois même, on voit des trimmers séparés pour G.O.

En un mot, si les bobinages G.O. comportent des éléments réglables (noyaux ou trimmers), nous ferons l'alignement en G.O. exactement de la même façon qu'en P.O., en choisissant comme fréquence de réglage environ 800 m (375 kc/s) pour les trimmers et 1.875 m (160 kc/s) pour les noyaux.

Il faut signaler cependant que les récepteurs à amplification directe sont infiniment moins nombreux que les superhétérodynes et que, par conséquent, nous aurons très rarement l'occasion de nous occuper de leur alignement.

II. - SUPERHÉTÉRODYNE.

Réglage des transformateurs MF.

Cette opération se fait généralement de la façon suivante :

1. - On commence par accorder le générateur HF sur la valeur de la moyenne fréquence du récepteur : 455, 472 ou 480 kc/s, suivant le cas.

2. - On branche la sortie HF du générateur à la grille de commande de l'amplificatrice MF à travers un condensateur C de 5.000 à 20.000 pF. La masse du générateur HF sera, bien entendu, réunie à la masse du récepteur (fig. 153).

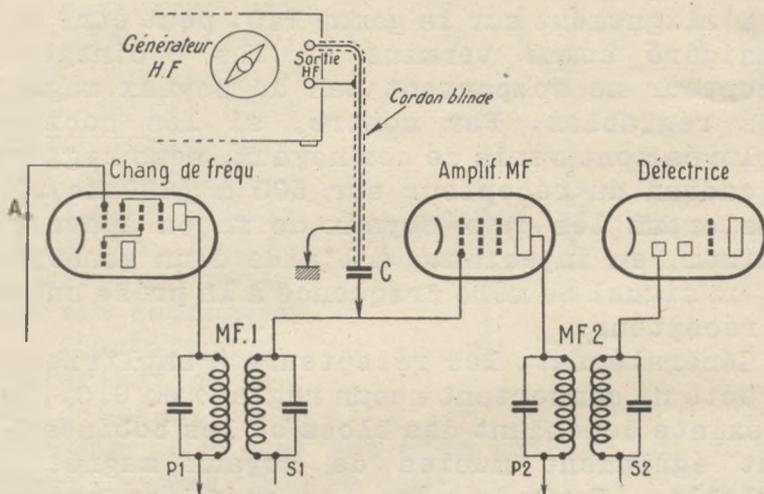


Fig. 153

3. - On connecte un indicateur de sortie quelconque, suivant l'un des systèmes que nous avons décrits plus haut et on place le générateur HF dans la position « HF modulée ».

4. - Le récepteur lui-même sera commuté en P.O. et son aiguille placée vers les fréquences supérieures de la gamme : 1.000 à 1.500 kc/s (300 à 200 m).

5. - On commence par régler le secondaire S_2 du deuxième transformateur MF (MF_2 , fig. 153), en recherchant le maximum à l'indicateur de sortie. Le réglage se fait en vissant ou en dévissant le noyau magnétique de la bobine correspondante ou en faisant la même opération sur le condensateur ajustable, au cas où l'accord se fait par ce moyen, ce qui est très rare dans les récepteurs modernes.

Pendant le réglage du secondaire S_2 , on observera presque toujours que le maximum est assez

flou, car l'enroulement est amorti par la diode et ne présente pas une courbe de résonance pointue.

Par ailleurs, si nous voyons que la déviation du voltmètre de sortie devient trop importante, nous la diminuerons en agissant sur l'atténuateur du générateur HF, sans toucher au potentiomètre de puissance du récepteur.

6. - Le secondaire S_2 étant réglé, on effectue la même opération sur le primaire P_2 .

7. - Ensuite, on déconnecte la sortie du générateur HF de la grille de commande de la lampe MF et on la branche à la grille de commande de la changeuse de fréquence (point A de la figure 153), exactement de la même façon, c'est-à-dire à travers un condensateur C de 5.000 à 20.000 pF.

8. - Il ne reste plus qu'à régler successivement le secondaire S_1 et le primaire P_1 du premier transformateur MF (MF1).

Remarques. - Lorsque nous voulons faire un réglage rapide des transformateurs MF, nous pouvons nous dispenser de connecter d'abord le générateur HF à la grille de commande de la lampe MF. Il suffira alors de brancher le générateur HF directement au point A de la figure 153, c'est-à-dire à la grille de commande de la changeuse de fréquence, et de régler les deux transformateurs MF dans l'ordre indiqué ci-dessus, c'est-à-dire S_2 , P_2 , S_1 , P_1 . Au contraire, si nous voulons faire du travail très soigné et éviter l'action pendant le réglage d'un enroulement sur l'autre, nous devons procéder de la façon suivante.

Préparer un circuit dit « d'amortissement », constitué par une résistance de 10.000 ohms en série avec un condensateur de 20.000 pF, l'ensem-

ble étant muni de pince-crocodile à chaque extrémité (fig. 154).

Amortir, à l'aide de cet ensemble, le circuit que l'on ne règle pas de chaque transformateur MF. Autrement dit, lorsque nous réglons le secondaire

du transformateur MF2, par exemple, nous branchons le circuit de la figure 154 en parallèle sur le primaire, tandis qu'en réglant le primaire nous le mettons sur le secondaire.

Pour simplifier le branchement, on se contente, la plupart du temps, de brancher le circuit d'amortissement entre la grille et la masse ou la plaque et la masse, etc., ce qui, au point de vue de la HF, équivaut au branchement en parallèle sur l'enroulement correspondant.

Il existe également un autre procédé, dont le but est le même que ci-dessus et qui est recommandé par certains constructeurs importants dans leurs notices de dépannage. Il consiste à dérégler complètement tous

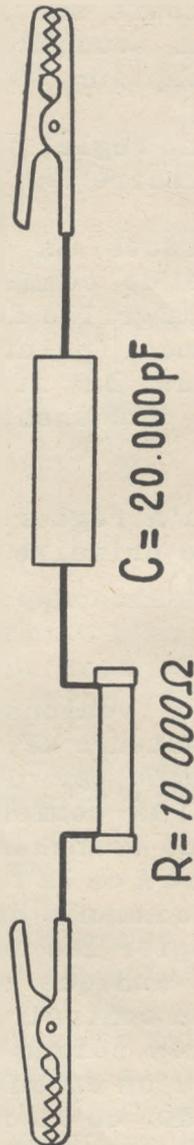


Fig. 154

les circuits MF avant le réglage et à opérer ensuite comme décrit plus haut.

Alignement des circuits d'accord et d'oscillation.

Les détails de cette opération peuvent varier suivant la conception des bobinages, leur commutation, la présence ou l'absence de trimmers et de noyaux magnétiques réglables sur certaines bobines, etc...

Cependant, le principe reste toujours le même et les points d'alignement, c'est-à-dire les fréquences sur lesquelles on cherche à obtenir la différence exacte de 455 kHz (ou autre, si la MF est différente) entre la fréquence reçue et la fréquence locale, sont actuellement standardisées pour chaque gamme.

Avant de commencer l'alignement, on branche un voltmètre de sortie, comme cela a été fait pour le réglage des transformateurs MF, et on connecte la sortie du générateur HF aux prises antenne et terre du récepteur à aligner, à travers une antenne fictive. A vrai dire, pour les opérations courantes d'alignement, une antenne fictive ne présente pas une grande utilité et nous pouvons la négliger.

Presque toujours, et sauf indication contraire, on commence l'alignement par la gamme P.O. et dans l'ordre suivant :

a) On place l'aiguille du cadran du récepteur sur 1.400 kc/s (214 m) et on accorde le générateur HF sur la même fréquence.

b) On règle le trimmer oscillateur P.O. pour avoir le maximum au voltmètre de sortie. Très souvent, ce trimmer est celui du condensateur variable correspondant, mais parfois il existe un trimmer P.O. séparé sur le bloc de bobinages.

c) On règle ensuite le trimmer d'accord P.O. au maximum. Même remarque que ci-dessus en ce qui concerne l'emplacement de ce trimmer : souvent sur le CV correspondant, mais parfois sur le bloc de bobinages.

d) On place l'aiguille du cadran du récepteur sur 574 kc/s (523 m) et on accorde le générateur HF sur la même fréquence.

e) On règle d'abord le noyau de l'oscillateur P.O. pour avoir le maximum, puis le noyau de l'accord P.O., si ce noyau existe, pour améliorer encore la sensibilité, c'est-à-dire la déviation du voltmètre de sortie.

Dans tous les cas, lorsque la déviation de ce dernier devient trop importante, on réduit la puissance de sortie en retouchant l'atténuateur du générateur HF, sans agir sur le potentiomètre du récepteur.

f) On revient sur 1.400 kc/s et on répète les opérations des points a, b et c, car le réglage du noyau aura décalé notre réglage sur 1.400 kc/s.

g) On revient encore une fois sur 574 kc/s et on répète, s'il y a lieu, les opérations d et e.

L'alignement de la gamme P.O. peut être considéré alors comme terminé et nous pouvons passer à la gamme suivante G.O.

Pour cette dernière, très souvent, il n'existe pas de trimmers séparés et l'alignement se réduit au réglage des noyaux. On place l'aiguille du cadran sur 160 kc/s (1.875 m), on accorde le générateur HF sur la même fréquence et on règle d'abord le noyau oscillateur G.O., puis le noyau accord G.O. au maximum du voltmètre de sortie. Dans certains blocs, le noyau accord G.O. n'existe pas ou, plus exactement, il n'est pas réglable, et l'opération se réduit au réglage du noyau oscillateur G.O.

Lorsqu'il existe un ou deux trimmers G.O., leur réglage se fera sur 265 kc/s (1.131 m), exactement comme dans le cas de la gamme P.O. : on place l'aiguille du cadran du récepteur sur 265 kc/s, on accorde le générateur HF sur la même fréquence et on règle d'abord le trimmer oscillateur G.O., puis, s'il existe, le trimmer accord G.O., au maximum du voltmètre de sortie.

En G.O., où l'écart relatif en fréquence, entre les deux points d'alignement (160 et 265 kc/s) est beaucoup plus faible qu'en P.O., tout réglage à l'une des extrémités réagit fortement sur l'autre. Par conséquent, il est nécessaire, sur cette gamme, de revenir plusieurs fois sur chaque point avant d'arriver à un alignement satisfaisant.

En ce qui concerne la gamme O.C., il existe beaucoup de blocs où aucun réglage n'est nécessaire en O.C. Un peu plus souvent, nous avons affaire à des blocs où il n'existe que les noyaux réglables (oscillateur et accord) pour cette gamme. Enfin, le cas général, où nous avons, en O.C., des trimmers et des noyaux à régler, se rencontre aussi, mais plus rarement.

Toujours est-il que si nous n'avons que les noyaux, nous les réglerons sur 6,5 Mc/s (46,1 m), en commençant par celui de l'oscillateur et en « fignant », s'il y a lieu, avec le noyau accord O.C. On procédera bien entendu comme pour les gammes P.O. et G.O. : placer l'aiguille du cadran sur 6,5 Mc/s et accorder le générateur HF sur la même fréquence.

Si nous avons les trimmers, leur réglage se fait comme pour les gammes P.O. et G.O., mais sur 16 Mc/s (18,75 m).

La principale difficulté d'alignement en O.C. est la présence du deuxième battement et le risque de le confondre avec le point de réglage correct.

Nous savons, en effet, que par le principe même de la réception superhétérodyne, il existe deux possibilités de réception pour une même fréquence d'oscillation locale : lorsque la fréquence du signal reçu est supérieure à la fréquence locale et lorsque la fréquence du signal reçu est inférieure à la fréquence locale. Dans les deux cas, la différence, en plus ou en moins, par rapport à la fréquence locale, doit être égale à la valeur de la MF (455, 472 kc/s, etc.).

Inversement, lorsque la fréquence du signal

reçu reste fixe, la réception peut avoir lieu pour deux fréquences différentes de l'oscillation locale.

Il se passe donc ceci, lorsque nous injectons, à l'aide d'un générateur HF, un signal O.C. quelconque à un récepteur commuté sur cette gamme. En tournant le bouton d'accord de ce récepteur, nous modifions la fréquence de son oscillateur local et nous trouverons deux points pour lesquels la différence entre la fréquence du signal reçu et celle de l'oscillateur local sera égale à la moyenne fréquence. Nous aurons donc deux points de réception pour un même signal et la distance entre ces deux points sera de deux fois la valeur de la MF.

Par exemple, si nous injectons à un récepteur un signal sur 10 Mc/s (30 m), nous aurons la possibilité de le recevoir lorsque l'oscillateur local sera accordé sur 10,455 Mc/s et sur 9,545 Mc/s. Ces deux points s'appellent généralement battements et on parle du battement supérieur (celui dont la fréquence est plus élevée) et du battement inférieur.

La question qui se pose est la suivante : lequel des deux battements doit correspondre à la graduation 30 m du cadran ?

Cela dépend de la conception du bobinage oscillateur O.C., qui varie d'un constructeur à l'autre. En effet, on peut concevoir un oscillateur dont la fréquence reste constamment supérieure, de la valeur de la MF, à la fréquence du signal. Dans ce cas, nous devons faire nos réglages sur le battement supérieur. On peut aussi avoir un oscillateur dont la fréquence reste constamment inférieure, toujours de la valeur de la MF, à la fréquence du signal. Dans ce cas, nous devons faire nos réglages sur le battement inférieur.

Pratiquement, les choses se passent de la façon suivante : lorsque nous tournons le noyau réglable de l'oscillateur O.C., nous faisons varier la fréquence de cet oscillateur et nous

pouvons donc recevoir le signal du générateur HF pour deux positions bien distinctes de ce noyau. Le battement supérieur, correspondant à la fréquence la plus élevée, sera celui pour lequel le noyau sera le plus dévissé.

Il en est de même en ce qui concerne le réglage des trimmers : si en manoeuvrant le trimmer oscillateur O.C. nous trouvons deux points de résonance, le battement supérieur sera donné par le point où la capacité du trimmer est moindre.

Presque toujours, les constructeurs des blocs de bobinages indiquent la façon dont est conçu l'oscillateur O.C. et le battement qu'il convient d'utiliser lors de l'alignement.

QUINZIÈME LEÇON

LES PERFECTIONNEMENTS DES RÉCEPTEURS

Nous avons décrit, au cours de la douzième leçon, un superhétérodyne moderne, muni notamment du volume contrôle automatique et de l'indicateur visuel cathodique. Il reçoit la principale gamme d'ondes courtes : de 16 à 51 m, outre, naturellement, les P.O. et les G.O. Les lampes qui l'équipent sont de types récents : sensibilité, sélectivité, puissance ne laissent rien à désirer.

Est-ce à dire que le nec plus ultra est atteint ? Certes non, et nous ne savons pas encore ce que sera un récepteur de radio dans dix ans. Cependant nous pouvons, à juste titre, penser que les perfectionnements actuels que la technique met à notre disposition, ont les caractères embryonnaires de ceux qui seront réalisés dans le récepteur futur. Voyons donc quelques perfectionnements modernes. Il est cependant nécessaire de dire auparavant quelques mots sur les bandes de modulation et la répartition des fréquences de radiodiffusion.

LES BANDES DE MODULATION.

Un émetteur est caractérisé par la fréquence de son onde porteuse. Nous savons qu'on appelle ainsi une onde entretenue pure qui sert de support à la modulation basse fréquence. On démontre que la modulation d'une onde porteuse de fréquence F par une onde de fréquence f fait apparaître deux autres ondes : l'une de fréquence $F + f$, l'autre de fréquence $F - f$. C'est ainsi que, dans le cas d'un émetteur dont l'onde porteuse a une fréquence $F = 1.000$ kilocycles (soit 1.000.000 de cycles), si nous faisons vibrer devant le microphone un diapason donnant

le $\lambda = 435$ périodes par seconde, nous ferons apparaître deux ondes secondaires de fréquence

$$1.000.000 + 435 = 1.000.435 \text{ c.}$$

$$\text{et } 1.000.000 - 435 = 999.565 \text{ c.}$$

Dans la pratique, quand une station transmet de la musique, son onde porteuse se trouve modulée par un courant microphonique très complexe, de fréquence extrêmement variable, qui donnera naissance, de part et d'autre de la fréquence F , à une multitude d'ondes latérales de fréquences différentes.

Or, une transmission de haute qualité doit transmettre non seulement les fréquences fondamentales de la musique, qui déterminent les hauteurs des sons, mais aussi les fréquences harmoniques multiples de la fondamentale qui l'accompagnent toujours et qui, par leur nombre, leur puissance, caractérisent le timbre de l'instrument et font que nous distinguons un trombone d'un violoncelle jouant la même note, deux voix d'homme ou de femme chantant la même note. C'est ainsi qu'une transmission parfaite de la musique exigerait une largeur de bande de 24 kilocycles.

LA RÉPARTITION DES FRÉQUENCES.

Si nous considérons la gamme P.O. qui s'étend de 185 m à 575 m de longueur d'onde, soit sur 1.080 kc/s, nous voyons que si chaque émetteur disposait dans l'éther d'une bande de 24 kc/s, il y aurait place pour $1.080 : 24 = 45$ émetteurs. Or, on compte en Europe plus de 200 stations de radiodiffusion. Pour arriver à accorder une place à un si grand nombre de stations, il a fallu non seulement attribuer une même longueur d'onde à deux ou plusieurs stations, mais aussi réduire à 9 et même 8 kc/s la bande de modulation permise à chacun; ce qui veut dire qu'en principe, les stations sont astreintes à ne pas transmettre de fréquences au-dessus de

4.000 cycles. Nous écrivons : en principe, parce que, dans la réalité, les stations sont dans l'impossibilité technique de couper radicalement les fréquences supérieures à 4.000. Tout ce qu'elles peuvent faire, c'est les atténuer, dans une très grande mesure, c'est certain, mais non les supprimer.

On conçoit donc l'intérêt qu'il y a pour un récepteur de reproduire les fréquences supérieures à 4.000 cycles, mais alors, si un tel récepteur peut recevoir une bande de 24 kc/s, il sera en mesure de recevoir trois stations en même temps; il ne sera plus assez sélectif.

Pratiquement, il serait intéressant de pouvoir écouter les stations locales avec la plus faible sélectivité, c'est-à-dire la meilleure musicalité, ces stations puissamment reçues n'étant pas brouillées par les émetteurs voisins en longueur d'onde, et de pouvoir recevoir les stations faibles, lointaines, gênées par les émetteurs locaux voisins en longueur d'onde, avec une sélectivité poussée. Cela est possible grâce à la sélectivité variable.

LA SÉLECTIVITÉ VARIABLE.

Accueillie avec enthousiasme lorsqu'elle fut présentée au public, la sélectivité variable a déçu un grand nombre de personnes, pour deux raisons principales : d'abord, parce que beaucoup crurent que le procédé permettrait d'augmenter la sélectivité d'un récepteur, alors que tout au contraire, il avait pour but de la diminuer en vue d'améliorer la musicalité. Ensuite, parce que l'avantage de musicalité apporté par la sélectivité variable n'était pas mis en valeur par les circuits d'amplification basse fréquence et par le haut-parleur. Mais, depuis, le climat technique a évolué et de nouvelles améliorations sont venues faire ressortir le bénéfice de ce perfectionnement. Nous ne parlerons que pour les

citer des progrès réalisés dans la qualité des émissions, ainsi que de ceux qui ont marqué la construction des haut-parleurs, mais nous nous étendrons sur les perfectionnements apportés à l'amplification basse fréquence et, en particulier, sur la contre-réaction.

L'idéal dans une transmission radiotéléphonique serait que tous les sons, tous les bruits émis devant le microphone soient reproduits dans leur intégrité par le haut-parleur, de façon à donner à l'auditeur l'illusion de la réalité.

Beaucoup d'obstacles encombrant encore la route du progrès qui nous conduit à cet idéal. Le plus grave, dans l'état actuel de la question, est la multiplicité d'émetteurs plus puissants les uns que les autres, qui nous condamne à une sélectivité exagérée afin de pouvoir les séparer les uns des autres. Sélectivité et musicalité sont en conflit, on ne peut augmenter l'une qu'au détriment de l'autre.

COMMENT ON RÉALISE LA SÉLECTIVITÉ VARIABLE.

La sélectivité d'un récepteur est la résultante de plusieurs facteurs. Elle dépend du nombre de circuits accordés, de la qualité de chacun d'eux, qui est conséquence d'un plus ou moins grand amortissement, et du couplage des circuits entre eux.

On a donc la possibilité d'agir : 1° sur le nombre des circuits; 2° sur l'amortissement de ceux-ci; 3° sur leur couplage.

1° Le fait de supprimer un étage MF sur un superhétérodyne qui en comprend 2, est théoriquement possible. Pratiquement, cela entraînerait une commutation qui serait la source de pertes importantes ou la cause de couplages parasites qui entraîneraient des accrochages.

Cependant, il est un moyen de supprimer un circuit accordé sans grande complication. Il

consiste à réunir le circuit de détection à volonté au secondaire ou au primaire du deuxième transformateur MF.

2° On peut faire varier la sélectivité d'un récepteur en montant en série ou en parallèle avec les circuits accordés des résistances fixes ou variables.

3° L'étude du couplage des circuits oscillants nous a montré que la courbe de résonance de deux circuits semblables couplés inductivement a une forme pointue lorsque le couplage est lâche et qu'elle s'élargit progressivement au fur et à mesure qu'on serre le couplage. Ce couplage peut être électrostatique (par capacité) ou inductif. Plusieurs solutions sont en présence qui ont chacune leurs partisans :

a) On utilise des transformateurs moyenne fréquence possédant deux secondaires, l'un couplé de façon normale, l'autre couplé de façon serrée (fig. 155). Suivant que la grille de la lampe suivante sera reliée à l'un ou à l'autre secondaire, la sélectivité sera plus ou moins poussée. On peut agir sur les deux transformateurs MF de façon indépendante et combiner le couplage lâche de l'un avec le couplage serré de l'autre. On obtiendra ainsi deux degrés de sélectivité. L'accord du transformateur doit être fait en position sélective.

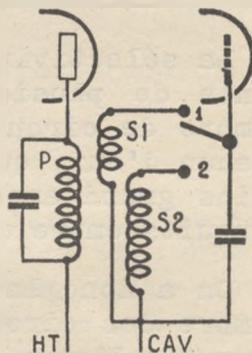


Fig. 155

b) Le primaire et le secondaire d'un transformateur MF peuvent être couplés par capacité. Si cette capacité est variable, le couplage le sera aussi. Mais malheureusement l'accord aussi sera variable. Il faut donc corriger ce désaccord par l'adjonction d'autres capacités à celles qui existent déjà. Elles seront mises en service en

même temps que les condensateurs de couplage qu'elles doivent compenser. Système délicat, mais qui, réalisé par des constructeurs sérieux, donne des résultats excellents.

c) On peut recourir à un couplage mixte, inductif et électrique. Le primaire et le secondaire ne sont pas couplés directement par induction, mais par l'intermédiaire de deux petites bobines p et s reliées à un circuit commun comprenant une résistance variable (fig. 156). En agissant sur la résistance on fait varier le couplage de façon très progressive.

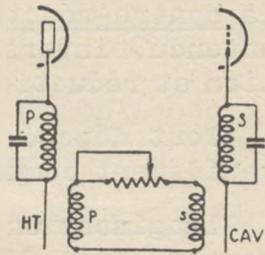


Fig. 156

d) On peut agir sur le couplage inductif entre les bobines primaire et secondaire en les rapprochant plus ou moins l'une de l'autre.

LA CONTRE-RÉACTION BASSE FRÉQUENCE.

En quoi consiste la contre-réaction ?

Nous avons tous construit une ou plusieurs détectrices à réaction et la notion de la réaction nous est plus ou moins familière. Nous avons constaté, expérimentalement, que cette réaction, à un certain degré, à un certain taux, comme on dit, confère au récepteur une sensibilité étonnante. Autrement dit, la réaction augmente l'amplification.

Cependant, si ce taux de réaction se trouve dépassé, un accrochage se produit, avec son accompagnement bien connu de sifflements et de hurlements.

Nous savons aussi, par expérience, qu'une réaction peut se manifester, d'une façon particulièrement indésirable, dans un récepteur quel-

conque lorsqu'il se crée un couplage entre l'entrée et la sortie d'un étage ou d'une suite d'étages.

En somme, si nous avons un couplage entre la sortie et l'entrée d'un amplificateur, il peut y avoir de la réaction, mais pas toujours. Cela peut être aussi le contraire, c'est-à-dire de la contre-réaction dont les effets seront, bien entendu, inverses : diminution de l'amplification et réduction de la tendance à l'accrochage.

Tout dépend de la phase et nous allons voir rapidement comment les choses se passent.

Imaginons un amplificateur élémentaire quelconque (fig. 157) où Z_1 représente l'impédance

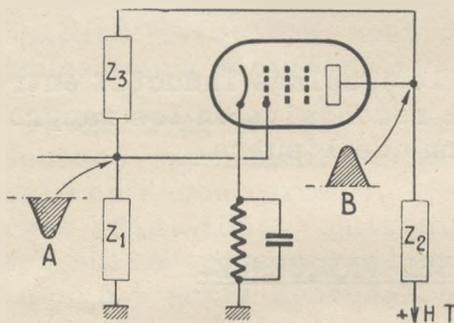


Fig. 157

de grille et Z_2 celle de plaque. Ces deux impédances peuvent être ce que l'on voudra : résistances pures s'il s'agit d'un amplificateur à résistances - capacité ; enroulements HF ou MF ; transformateur de sortie (pour Z_2),

s'il s'agit d'une lampe finale.

L'existence d'un couplage entre la sortie et l'entrée de cet amplificateur peut être schématisée en introduisant une certaine impédance Z_3 placée entre la grille et la plaque. Encore une fois, cette impédance peut être inductive, capacitive ou constituée par une résistance pure.

Nous savons que, normalement, la tension alternative de sortie dans une lampe est en opposition de phase avec la tension d'entrée. Autrement dit, comme le montre la figure 157, si une alternance négative A existe à un moment donné sur la grille, il apparaît, au même moment, une alternance positive B, d'amplitude évidemment plus grande, sur la plaque.

L'impédance de couplage Z_s , quelle que soit sa nature, transfère une portion de la tension de sortie sur l'entrée de l'amplificateur.

Si cette portion de la tension réappliquée à l'entrée se trouve en phase avec la tension A, autrement dit si l'impédance Z_s inverse la phase, il y aura réaction ou, du moins, possibilité de réaction.

Si la portion de la tension réappliquée à l'entrée se trouve en opposition de phase avec la tension A, autrement dit si l'impédance Z_s n'introduit aucun déphasage, il y aura contre-réaction.

La contre-réaction en B.F.

Si nous prenons le schéma classique d'un amplificateur BF (fig. 158) et que nous lui appliquons à l'entrée une certaine tension alterna-

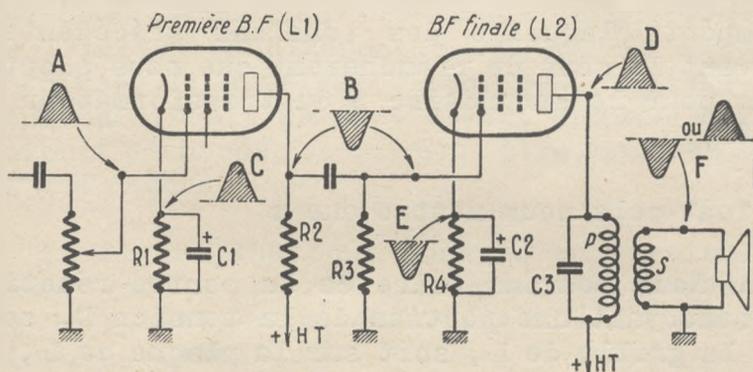


Fig. 158

tive A, les différentes phases de cette tension se trouveront, le long des circuits, de la façon suivante :

1° A la plaque de la lampe L_1 , nous aurons une tension B, opposée en phase à la tension A.

2° A la cathode de la lampe L_1 , mais à condition de supprimer le condensateur C_1 qui, pratiquement, court-circuite la composante BF, nous

aurons une certaine tension alternative C, en phase avec A (donc en opposition avec B), dont l'amplitude dépendra évidemment de la valeur de R_1 .

3° Sur la grille de la lampe finale L_2 , nous aurons encore la tension B, en négligeant, en première approximation, le déphasage introduit par les éléments de liaison.

4° Sur la plaque de la lampe finale L_2 , nous trouverons une tension D, en opposition de phase avec B et en phase avec A et C.

5° Sur la cathode de la lampe finale, et toujours à condition de supprimer C_2 , la tension E sera en opposition avec A, C et D, et en phase avec B.

6° Enfin, à la bobine mobile du HP, dont nous mettrons l'une des extrémités à la masse, la tension F sera en phase ou en opposition avec n'importe laquelle des tensions précédentes, suivant le sens de branchement que nous adopterons pour le secondaire S du transformateur de sortie.

Tout cela nous montre que :

1° Nous pouvons faire de la contre-réaction en renvoyant une portion de la tension D, soit sur la grille de L_2 , soit sur la plaque de L_1 , ce qui revient au même.

2° Nous pouvons également imaginer une contre-réaction qui renverrait une portion de la tension E soit sur la cathode de L_1 , soit sur la grille de la même lampe.

3° Enfin, le système très souvent employé consiste à prélever une fraction de la tension existant aux bornes du secondaire S du transformateur de sortie et de la renvoyer soit sur la

cathode de L_1 , soit sur la grille de la même lampe. Ce moyen est particulièrement commode, puisqu'il suffit de choisir convenablement le sens de branchement du secondaire S pour avoir la phase correcte.

Contre-réaction en tension et
contre-réaction en intensité.

Nous avons dit plus haut que la contre-réaction consistait à prélever une fraction de la tension alternative de sortie d'un amplificateur et de renvoyer cette fraction sur l'entrée de cet amplificateur, en respectant la relation de phase nécessaire.

Mais au lieu de parler d'une fraction de la tension, nous pouvons tout aussi bien imaginer une contre-réaction dans laquelle une fraction de l'intensité alternative de sortie agit sur l'entrée. Il suffirait, pour cela, qu'une portion du circuit de sortie soit commune avec le circuit d'entrée, ce qui peut être conçu de mille et une façons.

La figure 159 nous montre, en particulier, comment on peut réaliser une contre-réaction en intensité en « retournant » à la masse le circuit cathodique de la lampe finale à travers le secondaire S du transformateur de sortie, ce secondaire faisant alors partie, simultanément, de la charge de sortie et du circuit cathodique, c'est-à-dire du

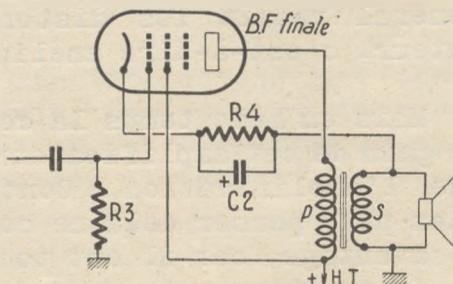


Fig. 159

circuit d'entrée. Par contre, dans le schéma de la figure 160, où nous avons également une contre-réaction entre le secondaire S du transformateur de sortie et le circuit cathodique de la lampe finale, il s'agit d'une contre-réaction en tension, car le circuit de sortie, c'est-à-dire le secondaire S, ne fait plus partie du circuit d'entrée, mais se trouve shunté par le diviseur de tension R_5-R_6 qui applique au circuit d'entrée une fraction de la tension développée aux bornes de S.

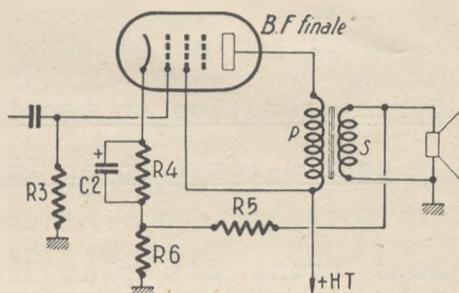


Fig. 160

Toute la différence entre les deux modes de contre-réaction se trouve résumée dans ces deux figures (159 et 160), et lorsqu'il s'agit d'une contre-réaction en tension, la sortie de l'amplificateur se trouve toujours shuntée, d'une façon plus ou moins apparente, par un pont, un diviseur de tension, sur lequel on prélève la portion appliquée à l'entrée.

Effets de la contre-réaction.

Il est certain que la contre-réaction en général réduit les distorsions d'un amplificateur, c'est-à-dire améliore sa musicalité.

Mais en même temps la contre-réaction réduit le gain de cet amplificateur, c'est-à-dire diminue l'amplification. Contrairement à ce que l'on peut penser cela ne constitue nullement un désavantage, car il est toujours possible, pour avoir une même puissance de sortie, d'appliquer à l'entrée de cet amplificateur une tension BF plus élevée.

En un mot, à puissance de sortie égale, un amplificateur avec contre-réaction a moins de distorsion, mais exige une tension d'entrée plus élevée.

Taux de contre-réaction.

Nous avons constamment parlé, dans ce qui précède, d'une portion de tension ou d'intensité prélevée à la sortie et réappliquée à l'entrée de l'amplificateur. On peut, bien entendu, chiffrer cette portion, en fonction de la valeur des éléments du circuit, et l'exprimer en %, ce qui nous donnera le taux de contre-réaction, terme généralement employé.

Qu'il s'agisse d'une contre-réaction en tension ou en intensité, le principe de l'évaluation du taux est le même : on fait le rapport de la portion du circuit d'entrée, subissant l'action de la contre-réaction, et de la valeur totale soit de la charge de sortie (pour l'intensité), soit du diviseur de tension shuntant cette charge (pour la tension).

Ainsi, pour le schéma de la figure 160, le taux t sera donné par la relation

$$\underline{t} = \frac{R_6}{R_5 + R_6}$$

Si nous avons, par exemple, $R_6 = 50$ ohms et $R_5 = 200$ ohms, le taux sera :

$$\underline{t} = \frac{50}{250} = 0,2 = 20 \%$$

Le taux de contre-réaction dépend de l'effet que l'on désire obtenir, car plus ce taux est élevé, plus la correction est énergique et plus le gain de l'amplificateur diminue.

D'autre part, en faisant intervenir, dans les circuits de contre-réaction, des éléments dépendant de la fréquence, tels que condensateurs dont la capacitance est inversement proportionnelle

à la fréquence, nous pouvons obtenir un taux différent pour telle ou telle bande de fréquences et agir par là sur la tonalité.

Par exemple, en admettant un taux plus élevé aux fréquences élevées (notes aiguës), nous diminuons l'amplification sur ces fréquences et, par contre-coup, la tonalité devient grave.

QUELQUES SCHÉMAS PRATIQUES.

La figure 161 nous donne le schéma très simple qui, à première vue, peut paraître indépendant de la fréquence puisque l'élément de couplage (R_3) est une résistance pure. Cependant, un

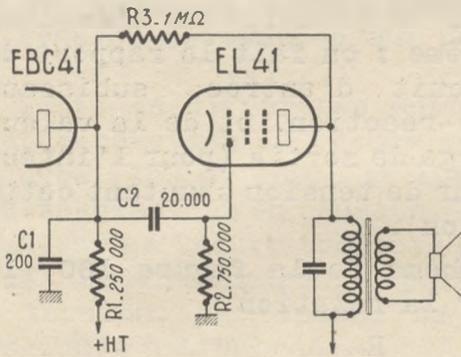


Fig. 161

examen plus attentif révèle la présence de C_1 qui shunte, en fait, l'ensemble R_1 - R_2 .

En effet, tout se passe comme si la tension alternative de sortie, à la plaque de la lampe finale EL41, était shuntée par le diviseur de tension R_3 - R_a , la résistance R_a étant égale à R_1 et R_2 montées en parallèle. Or, R_a se trouvant shuntée par C_1 , l'impédance de cette branche diminue lorsque la fréquence augmente, ce qui provoque une diminution du taux de contre-réaction aux fréquences élevées et favorise donc ces dernières.

Il est bon de faire ressortir une particularité de ce montage, particularité à laquelle on ne fait pas suffisamment attention : les aiguës sont d'autant moins affaiblies que la valeur de C_1 est plus élevée, ce qui est le contraire de ce que l'on observe avec le même montage, mais sans contre-réaction (supprimer R_3).

Voici maintenant (fig. 162) un montage où la présence du condensateur C_3 permet, à première vue, de prévoir une réduction des aiguës. Cependant, comme dans le cas précédent, l'existence du condensateur C_1 détermine l'effet contraire. L'ensemble, si les différents éléments du circuit de contre-réaction répondent à certaines relations, nous donnera une atténuation des fréquences moyennes, du médium comme on dit, et un relèvement des basses et des aiguës.

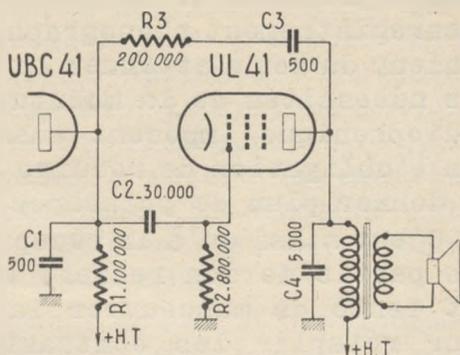


Fig. 162

En gros, cette condition se trouve réalisée si le produit $R_a \times R_3 \times C_1 \times C_3$ est compris entre 0,1 et 0,02, R_a et R_3 étant exprimées en kilo-ohms et C_1 et C_3 en microfarads, tandis que

$$R_a = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$$

Voici maintenant (fig. 163) un schéma un peu différent où la tension de contre-réaction, empruntée au secondaire du transformateur de sortie, est appliquée à une résistance (R_3) à la base du potentiomètre de puissance R_2 .

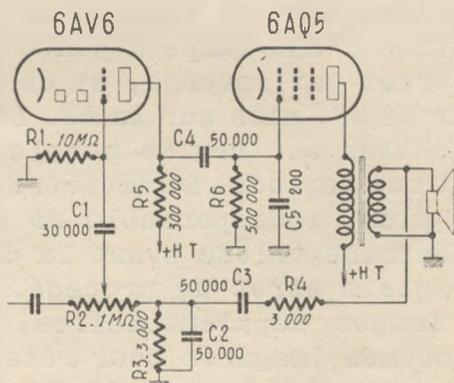


Fig. 163

Ce système nous procure également, si la relation entre les éléments R_3 , R_4 , C_2 et C_3 répond aux conditions énoncées plus haut, une atténuation des fréquences moyennes, donc un relèvement des basses et des aiguës.

L'EXPANSION SONORE.

Les procédés de la gravure sur disques, dans l'enregistrement phonographique, obligent l'ingénieur du son à atténuer la puissance des forte. Les nécessités de la modulation dans l'émission radiophonique imposent aussi à l'ingénieur du son l'obligation de réduire les forte et souvent de donner plus de puissance aux pianissimi.

C'est ainsi qu'à la réception, la musique perd une partie de son relief. Un auditeur musicien est tenté de manoeuvrer la commande de volume pour rétablir les contrastes. Les montages à expansion sonore ont été conçus pour remplir automatiquement ce rôle sans intervention manuelle.

Ces systèmes peuvent être adaptés à n'importe quel amplificateur musical puissant. Ils ont pour but de déterminer, pour des oscillations importantes, une amplification supplémentaire notable. Les oscillations faibles ne déterminent pas de gain appréciable. Le contraste sonore est ainsi rétabli. Un montage à expansion sonore comprend essentiellement un détecteur auxiliaire BF destiné à faire apparaître une tension automatique d'expansion proportionnelle à l'amplitude de la composante modulée. Cette tension sert à régler l'amplification d'une lampe, à la manière dont la tension de VCA règle l'amplification d'une lampe à pente variable. Seulement, l'effet est inverse, et de plus se produit, non sur la HF, mais sur la BF. La lampe dont l'amplification est réglée par la tension d'expansion est une heptode. La détectrice, une diode. Il est, de plus, indispensable de monter une préamplificatrice triode avant la diode, afin d'obtenir le plein effet du procédé. Celui-ci exige donc 3 lampes supplémentaires. Il existe d'autres systèmes imaginés pour rétablir les contrastes. Ils sont basés sur des principes différents : la propriété qu'ont les filaments métalliques d'avoir une résistance qui augmente en même temps que la température, c'est-à-dire suivant l'intensité du courant qui les traverse.

LA COMMANDE AUTOMATIQUE DE FRÉQUENCE.

Ce dispositif permet au récepteur de se régler automatiquement de façon précise, pourvu qu'on le règle à la main au voisinage de l'accord exact. Cela permet tout de suite d'apercevoir l'avantage de ce dispositif combiné avec le système d'accord par boutons que l'on enfonce. On connaît l'inconvénient de ces systèmes d'accord automatique. Ils se dérèglent rapidement. La commande automatique de fréquence (CAF) enlève tout inconvénient à ce dérèglage inévitable.

Elle a aussi l'avantage de rendre pratiquement impossible le glissement de fréquence. Celui-ci se manifeste en O.C. lorsque la variation du champ reçu est très grande et lorsque le secteur varie brusquement. La fréquence d'oscillation change légèrement et il arrive que le réglage doive être retouché. On dit que la lampe a du glissement de fréquence. Avec la CAF, l'accord est maintenu automatiquement.

QUESTIONNAIRE

ONZIÈME LEÇON

1. Quelle est l'utilité du V.C.A. ?
2. Comment crée-t-on la tension négative continue pour le V.C.A. ?
3. Quel est le rôle de la résistance R_2 et du condensateur C_2 (fig. 123 et 124) ?
4. Quel est l'intérêt du V.C.A. différé ?
5. Comment obtient-on un retard dans l'action du V.C.A. ?
6. Quel est le rôle des résistances R , R_1 , R_2 , R_3 et des condensateurs C , C_1 , C_2 , C_3 de la figure 133 ?
7. Principe et fonctionnement d'un indicateur visuel cathodique.

DOUXIÈME LEÇON

1. Quels sont les avantages de l'étage d'amplification HF avant changement de fréquence ?
2. Quel est le rôle du trimmer et quel est celui du padding dans le circuit d'oscillation locale ?
3. Qu'arriverait-il si l'extrémité B du potentiomètre P était réunie, non pas à la cathode de l'EBC41, mais à la masse ?
4. Qu'arriverait-il si le curseur du potentiomètre P_2 était réuni, non pas à la HT, mais à la masse ?
5. Peut-on supprimer R_{14} et C_{14} , et réunir la grille du EM34 au point commun de R_{11} et C_6 ?

TREIZIÈME LEÇON

1. Quelle est l'utilité d'une hétérodyne modulée ?
2. Décrivez succinctement l'hétérodyne faisant l'objet de la 13^e leçon, et donnez des indications sur le rôle des différents organes.

QUATORZIÈME LEÇON

1. En quoi consiste l'alignement d'un récepteur ?
2. Quels sont les appareils de contrôle utilisés pour aligner un récepteur ?
3. Comment aligne-t-on un superhétérodyne ?

QUINZIÈME LEÇON

1. Faites comprendre aussi brièvement que possible l'intérêt de la sélectivité variable.
2. Quel est le but de la contre-réaction en BF ?
3. Dessinez la partie BF du récepteur EPS 12 T en la modifiant pour y apporter une contre-réaction de votre choix.

IMPRIMERIE
SPÉCIALE
DE L'ÉCOLE

