

Utilisez un "Probe"

POUR LA MESURE DES TENSIONS haute fréquence

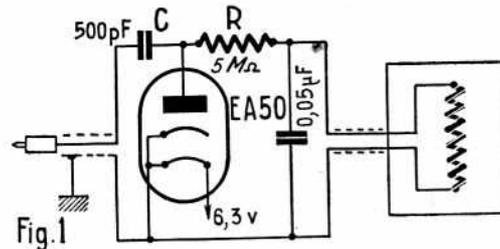
Pour la mesure des tensions alternatives avec un voltmètre à courant continu et en particulier pour le contrôle des tensions haute fréquence avec un voltmètre amplificateur on utilise un dispositif appelé sonde ou « probe ». Celui-ci permet de mesurer la valeur de crête des tensions, qui nous le rappelons, est 1.414 fois plus grande que la tension efficace à mesurer si cette dernière a bien la forme d'une sinusoïde.

Cette sonde n'est en fait qu'un redresseur, mais d'un contrôle un peu spécial. L'élément redresseur est soit un tube diode, soit un cristal; l'un et l'autre offrent l'avantage d'avoir une meilleure caractéristique de fréquence que les éléments métalliques qui, on le sait, ne fournissent plus de résultats précis, même pour les fréquences acoustiques du haut de la gamme.

Comme diode on peut utiliser le tube EA50 à pertes réduites, généralement utilisés en télévision. Outre l'élément redresseur la sonde comprend un condensateur et une résistance branchés comme l'indique la figure 1.

Examinons maintenant ce qui se passe lorsqu'on applique un courant alternatif (c'est-à-dire avec des alternances positives et négatives) à cet ensemble. Pour les alternances positives, la plaque devient elle-même positive par rapport à la cathode et le tube devient conducteur, la résistance propre du tube s'abaisse donc considérablement et le condensateur C se charge à travers cette faible résistance. La tension aux bornes du condensateur augmente progressivement et atteint approximativement la valeur de pointe de la tension appliquée. La polarité acquise par le condensateur chargé est telle que l'armature reliée à la plaque de la diode est négative par rapport à l'autre, aussi, lorsque la tension d'entrée devient négative le passage du courant à travers la diode est impossible puisque la charge du condensateur rend la plaque plus négative que la cathode.

Le condensateur commence alors lentement sa décharge à travers la résistance R à laquelle s'ajoute la résistance d'entrée du voltmètre. Si la constante de temps de RC est suffisamment élevée, le condensateur maintient sa charge pendant toute l'alter-



nance négative de la tension à examiner.

A l'alternance positive qui succède, la diode devient de nouveau conductrice et le condensateur récupère la partie de la charge qu'il vient de perdre. Dans ces conditions le courant après la diode est formé d'une suite d'impulsions, mais chacune d'elles se prolonge le temps voulu par le cycle de la tension appliquée. Le courant de charge qui s'écoule au moment de la décharge du condensateur permet d'obtenir aux bornes de la résistance d'entrée du voltmètre à courant continu une tension proportionnelle à la valeur de crête de la tension appliquée.

Les valeurs de capacité et de résistance que nous avons indiquées sont prévues pour l'adaptation à un voltmètre électronique de résistance d'entrée de l'ordre de 10 MΩ et pour fournir des résultats précis en haute fréquence. Pour les fréquences inférieures à 100 Kcs la tension redressée diminue graduellement d'amplitude, à 50 Kcs elle n'est qu'environ 20 % de la valeur de pointe de la tension appliquée. En augmentant la capacité de C on obtiendrait plus de précision en basse fréquence, mais on la perdrait en haute fréquence. La sonde doit donc être établie pour une gamme de mesure déterminée.

Pour la construction de cette sonde, il ne faut pas oublier d'employer un support de tube à faibles pertes et de choisir une résistance céramique de grande stabilité. Généralement on la réalise dans un boîtier cylindrique qui forme le manche de la sonde qui sert à établir le contact pour la mesure (fig. 2). La tension de chauffage peut être prise avec celle des tubes du voltmètre électronique auquel la sonde est adjointe. Enfin il convient de blinder soigneusement les câbles de liaison.

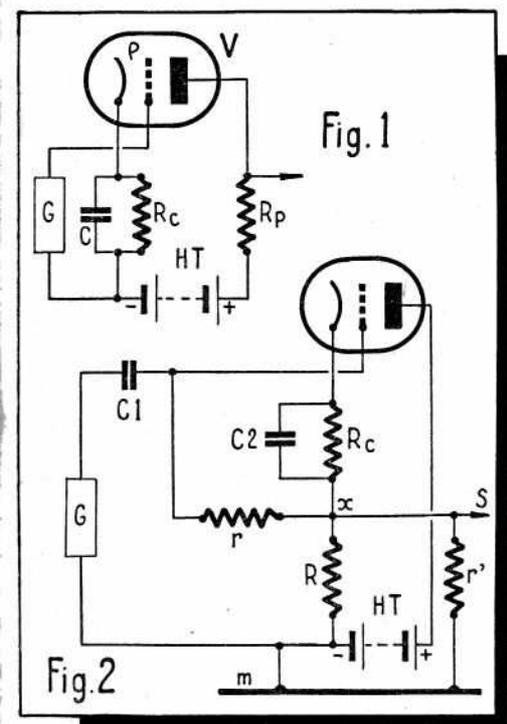
LES AMPLIFICATEURS A COUPLAGE CATHODIQUE

par A. DABRYOT

Le principe de ces amplificateurs est très simple : on sait que l'intensité d'un courant dépend uniquement de la tension appliquée et de la résistance du circuit.

Dans une lampe c'est la même chose, sauf que la résistance à considérer est celle interne du tube, plus les résistances extérieures.

La figure 1 illustre ce cas.



L'intensité débitée par la batterie HT dépend de sa tension et de la résistance totale du circuit, soit ici : résistance de plaque R_p + résistance interne de la lampe ou P + résistance de cathode R_c .

Pratiquement, la résistance R_c peut être négligée, car elle est très petite devant $R_p + C$. L'intensité du courant dépend, comme il est vu plus haut, outre la tension, de la résistance totale du circuit, ce qui signifie que rien ne changera si on place la résistance R_p en série avec la résistance de cathode R_c .

La figure 2 montre le schéma résultant. Sur les figures 1 et 2, G représente la source des signaux BF qui sont appliqués sur la grille de commande de la lampe.

Le couplage de G à la grille de la lampe se fait par capacité et résistance : C_1 et r sur la figure 2.

Remarquer seulement que la résistance r de fuite de grille n'est pas mise à la masse m mais reliée au point x commun entre les deux résistances R_c et R , qui est la résistance de charge.

Du point de vue polarisation, celle-ci est donnée par chute de tension dans R_c , R n'intervenant pas, puisque r est relié à la base de la résistance R_c et que le potentiel grille est compté par rapport à la cathode.

Du point de vue charge, la résistance R_c n'intervient pas, car elle est court-circuitée pour les fréquences musicales par le condensateur C_2 de forte valeur.

La sortie de l'étage se fait sur le point x qui doit être relié à la grille de la lampe suivante par résistance et capacité : $C_3 - r'$ sur la figure.

Le déphaseur cathodyne.

Dans ce montage, dû à ASCHEN, la charge est répartie moitié dans la plaque et moitié dans la cathode.

La figure 3 montre le schéma à utiliser.

Sur cette figure, G représente la source des signaux BF à amplifier, celle-ci agissant entre grille et masse m , à travers, c'est-à-dire la grille, une capacité de liaison C_1 et une résistance de fuite de grille r découplée par une cellule résistance-capacité $r'c_2$.

La résistance de plaque est notée R_p , elle est découplée par une résistance R_d complétée par une capacité C_4 .

La tension BF apparaît entre les points x et x' . Sortie sur les fils 1 et 2.

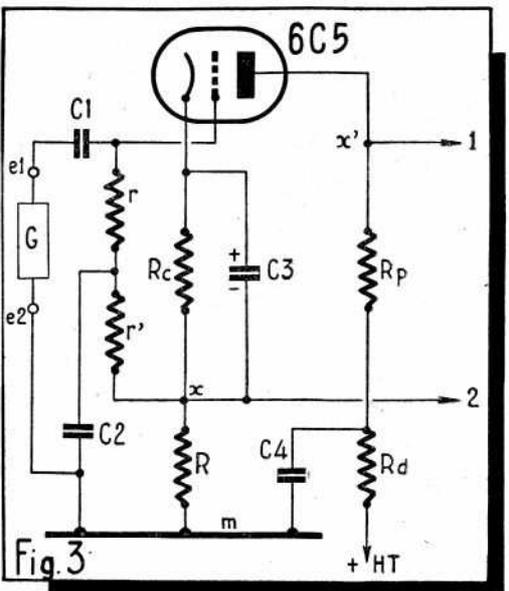
Les tensions délivrées en 1 et 2 sont en opposition de phase.

En d'autres termes, si à un instant donné 1 est positif, 2 est négatif et inversement.

Il s'ensuit que le déphasage cathodyne permet l'attaque directe d'un étage amplificateur push-pull.

Valeurs. — Nous considérerons le cas de la figure 3, qui correspond au schéma pratique.

Résistance de plaque R_p = résistance.
 R_c dans le circuit de cathode = de 5.000 à 10.000 Ω - 1 watt.



R_c = résistance de polarisation, variant suivant le tube utilisé. Par exemple de 1.000 à 5.000 Ω avec une triode 6C5. (Dissipation : 1 W.)

r = résistance de grille = 500.000 Ω 0,25 W.

R_d = résistance de découplage = 25.000 Ω 1 W.

Condensateurs :

$C_1 = C_2 = C_4$ = à partir de 10.000 cm.
 C_3 = condensateur électrochimique de shunt de cathode = 10 μF 25 V.

Les points 1 et 2 de sortie doivent être reliés aux grilles de deux lampes montées en push-pull.

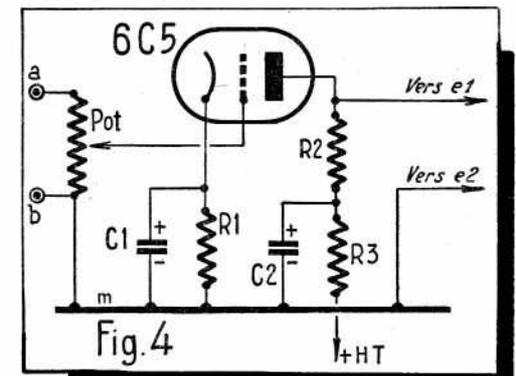
Noter que l'étage de la figure 3 fonctionne uniquement en déphaseur, c'est-à-dire ne procure aucune amplification.

Nécessité d'une préamplification.

On demande surtout à l'étage déphaseur de donner deux tensions égales et en sens inverses, celles-ci à l'image de la tension modulée appliquée sur les points d'entrée e_1 et e_2 .

Il faut donc prévoir un étage préamplificateur de tension, lequel correspond à la source G de la figure 3.

Nous donnons figure 4 le schéma d'un étage préamplificateur à triode 6C5.



Les signaux BF à amplifier sont appliqués aux bornes $a-b$ d'un potentiomètre Pot , dont la manœuvre permet le réglage du volume de son.

Ces signaux sont donnés au choix par un pick-up ou par un microphone.

Valeurs.

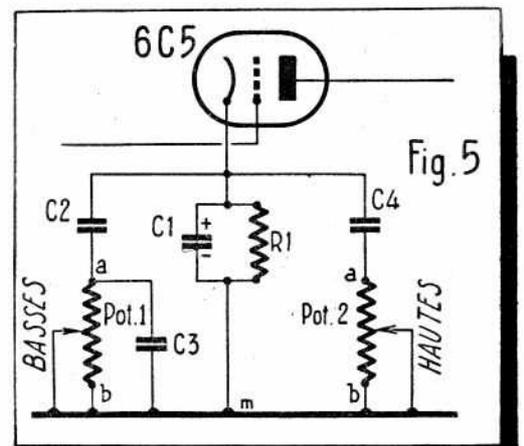
Pot = potentiomètre de 500.000 Ω .
 R_1 = 5.000 Ω 1 W.
 R_2 = résistance de plaque = 100.000 Ω 1 W.
 R_3 = résistance de découplage = 25.000 Ω 1 W.
 $C_1 = C_2$ = condensateurs électrochimiques 10 ou mieux 20 μF 50 V.

Contrôle des graves et des aigus.

Un contrôle des graves et des aigus peut être fait suivant le schéma donné figure 5.

a) Le contrôle des basses est donné par le potentiomètre P_1 shunté par un condensateur C_3 . En série, entre ce circuit et la cathode, on trouve un condensateur d'arrêt C_2 dont le rôle est d'arrêter le courant de cathode de la lampe.

Sans cette précaution, le potentiomètre Pot 1 se trouverait en dérivation sur la résistance de cathode R_1 et en provoquerait le court-circuit pour la position en a du curseur.



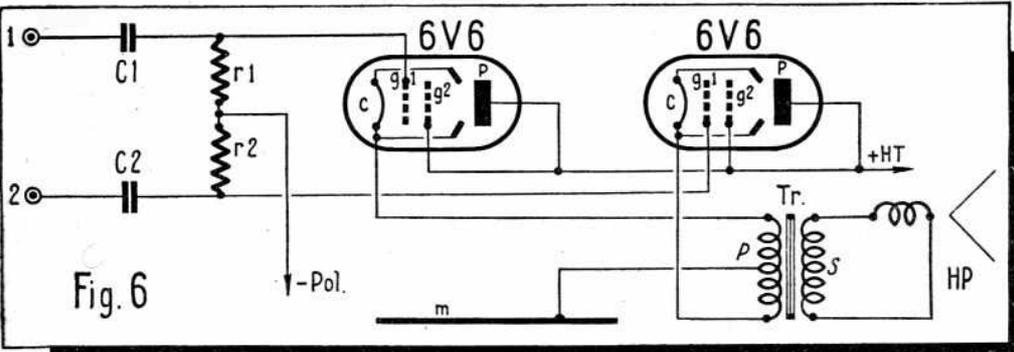


Fig. 6

b) Le contrôle des hautes est donné par le potentiomètre *Pot* 2, monté en série avec le condensateur *C4*.

Quand le curseur de *Pot* 2 est en position *a* il n'y a plus entre cathode et masse que le seul condensateur *C4* qui se laisse facilement traverser par les fréquences élevées. Il en résulte une atténuation des notes hautes.

Inversement, en déplaçant le curseur de *Pot* 2 vers le point *b*, c'est-à-dire vers la masse, on obtient un renforcement des notes hautes.

Valeurs. — *Pot* 1 = 100.000 Ω. *Pot* 2 = 50.000 Ω. *C2* = valeur aussi élevée que l'on veut. *C3* = *C4* = 0,25 μF.

Étage final.

L'étage déphaseur est donné par la figure 3. Il doit être précédé, comme déjà vu, par un étage préamplificateur de tension.

Celui-ci est représenté par la figure 4. Les points de sortie *e1* et *e2* sont à relier aux points de même nom sur la figure 4.

La sortie de l'étage déphaseur est notée 1 et 2 et doit aller aux grilles d'un étage *push-pull* final.

La figure 6 montre le schéma à utiliser.

Points particuliers :

1° Les deux lampes 6V6 sont montées en triodes.

A cet effet, dans chaque lampe on réunit la grille-écran *g2* à la plaque *P*.

Les ensembles *g2-P* de chaque lampe sont réunis en parallèle et portés au + HT.

2° On remarquera que les plaques sont ainsi reliées directement au + HT sans

aucune charge. En fait, la charge, c'est-à-dire le haut-parleur HP, est reportée dans les cathodes.

La chose est possible puisque le courant de cathode est précisément celui de plaque.

Par contre, comme on ne dispose plus des cathodes pour obtenir la polarisation, il faut avoir recours pour celle-ci à un redresseur séparé.

3° Autre conséquence : comme la charge est dans la cathode, le point milieu du primaire *P* du transformateur *Tr* de couplage du haut-parleur HP doit être mis à la masse.

Les points d'entrée 1 et 2 de l'étage final — figure 6 — doivent être reliés entre les points 1 et 2 de la figure 3.

Il ne nous reste plus à voir que l'alimentation.

L'alimentation.

Celle-ci est représentée par la figure 7. On dispose essentiellement d'un transformateur général d'alimentation *Tr* et de deux valves : 5Y3 donnant la tension-plaque et 6X4 donnant la tension de polarisation. Le filtrage de la HT est donné par une self *L* qui peut être simplement la bobine d'excitation du haut-parleur. Cette self — ou la bobine d'excitation — est complétée par deux condensateurs *C1* et *C2*.

Le filtrage de la tension de polarisation est fait par résistance *R* et capacités *C3* et *C4*. Le filtrage par résistance est rendu possible par le fait que le débit est absolument insignifiant.

Sur le transformateur *Tr* on trouve, outre le primaire *P*, cinq secondaires :

- S1. Chauffage des lampes de l'amplificateur.
- S2. Chauffage de la valve 5Y3.
- S3. Tension à redresser (HT), soit ici deux fois 350 V.
- S4. Chauffage de la valve 6X4.
- S5. Tension redressée pour obtenir la polarisation. On pourra prendre un enroulement à 110 V.

Au lieu de la valve 6X4, on peut prendre un petit redresseur *oxymétal*.

Le redresseur donnant la polarisation débite sur un potentiomètre *Pot*, avec un sens de circulation du courant indiqué par la flèche.

Le + tension de polarisation est relié directement à la masse *m*.

En tenant compte du sens de circulation du courant, on obtient aux bornes du potentiomètre *Pot* les polarités + et — indiquées sur la figure.

Par suite, si le curseur du potentiomètre *Pot* est placé à l'extrémité *b* de la résistance, son potentiel est celui de la masse, ce qui correspond à une polarisation nulle. Inversement, si le curseur est amené à l'extrémité *a* de la résistance, il devient négatif par rapport à la masse, ce qui donne bien la polarisation désirée : un point négatif par rapport à la masse.

De plus, comme le curseur est mobile, on a le moyen d'obtenir une tension de polarisation variable.

Le curseur du potentiomètre *Pot* donnant la polarisation — *pol* doit être relié au point — *pol* sur la figure 6.

Valeurs à utiliser.

Le transformateur à utiliser est du type « alimentation » avec en plus les deux enroulements supplémentaires *S4* et *S5* pour l'alimentation du redresseur de polarisation.

Il est toujours possible de prendre un transformateur d'alimentation normal pour amplificateur, plus un petit transformateur auxiliaire pour l'alimentation du redresseur de polarisation.

Les autres valeurs sont :

- C1* = *C2* électrochimiques de *C* = 16 μF.
- C3* = *C4* électrochimiques de *C* = 18 μF.
- C5* = découplage du curseur du potentiomètre *Pot*. *C* = 0,5 μF.
- R* de filtrage 5.000 Ω.

Remarque : Si on désire deux valeurs de HT, on peut utilement adopter la disposition de la figure 8.

La tension + HT1, la plus élevée, alimente la plaque de la lampe finale, la tension + HT2, plus faible, alimente les plaques des autres lampes.

Les condensateurs à utiliser sont : *C1* = *C2* = 16 μF et *C3* = 8 μF électrochimique.

Projet d'un amplificateur à couplage cathodique.

Un amplificateur de ce type pourra être établi en groupant :

- 1° L'étage préamplificateur de la figure 4.
- 2° L'étage déphaseur de la figure 3.
- 3° L'étage final de la figure 6.
- 4° L'alimentation de la figure 7.

Facultativement, on pourra ajouter un contrôle des graves et des aiguës en utilisant la disposition indiquée figure 6.

Pour terminer, on remarquera (voir figures) que les circuits utilisés sont très simples, donc peu onéreux.

De plus, il y a pour l'amateur la possibilité de nombreux essais, ce qui fait précisément l'intérêt de l'amateurisme.

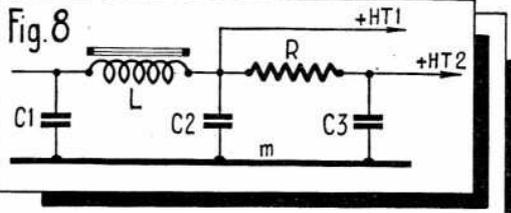
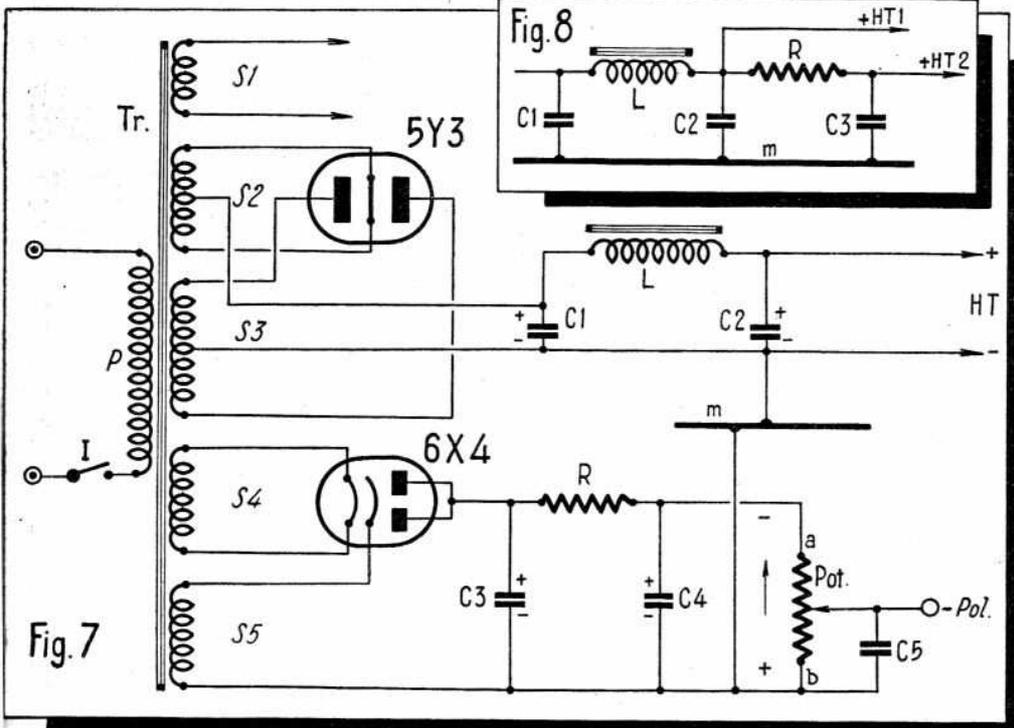
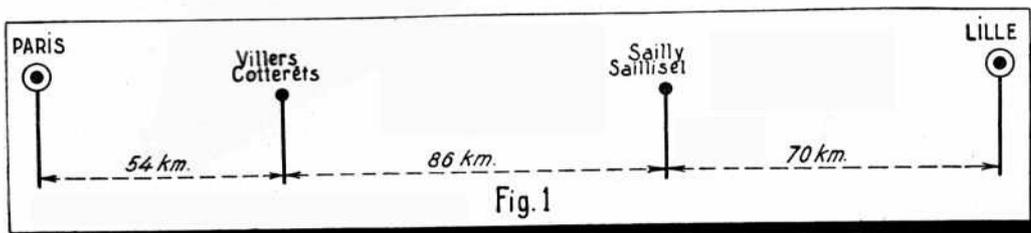


Fig. 7

Fig. 8



Qu'est-ce qu'UN RELAIS HERTZIEN

La mise en fonctionnement définitif du relais hertzien Paris-Lille pour la retransmission des spectacles télévisés, et l'utilisation par les P. T. T. de ce mode de transmission pour les liaisons téléphoniques, ont attiré l'attention sur cette technique qui n'est pas absolument récente, mais dont le

développement devient de plus en plus important, grâce aux progrès réalisés dans la technique des ondes ultra-courtes.

Pour la télévision, le relais hertzien est une nécessité vitale en raison de la faible distance de propagation des émissions télévisées. On sait qu'en raison de la large bande nécessaire à celles-ci, il n'a pu leur être attribué que des longueurs d'ondes très courtes. Or, ces dernières, théoriquement, ne se propagent qu'en ligne droite; du fait de la courbe de la terre leur réception est donc limitée à l'horizon. Il faudrait donc un bien plus grand nombre d'émetteurs en télévision qu'en radio pour couvrir tout un pays. Afin de réduire les frais d'exploitation qui, en télévision, sont très élevés, il est donc intéressant d'avoir un spectacle unique transmis par relais à tous les émetteurs secondaires.

Pour des liaisons à courtes distances, la transmission de la modulation peut se faire par câbles coaxiaux, mais les pertes croissent rapidement avec la distance et la qualité des images s'en ressent; d'autre part, la retransmission par câbles hertziens est beaucoup moins coûteuse et vulnérable.

Les câbles hertziens sont des faisceaux d'ondes ultra-courtes, dirigés dans une direction déterminée par des aériens de forme spéciale. Ces ondes sont modulées en amplitude ou en fréquence par le signal vidéo; quant aux aériens, ce sont, aussi bien pour l'émission que pour la réception, des réflecteurs paraboliques placés sur de hauts pylônes et orientés vers la station dont ils assurent la liaison.

Les puissances mises en jeu sont très faibles et les longueurs d'ondes sont généralement décimétriques. On a déterminé qu'elles ne devaient pas être inférieures à 6 centimètres pour ne pas être absorbées par la pluie et le brouillard. Ces courtes longueurs d'ondes obligent à avoir un ou plusieurs répéteurs entre les deux points à desservir et à placer ces derniers en visibilité directe l'un par rapport à l'autre.

Pour la voie hertzienne Paris-Lille, il y a deux relais répéteurs, l'un à Villers-Cotterêts, l'autre à Saily-Sailliset, éloignés entre eux des distances indiquées par la figure 1. A tour de rôle, ils reçoivent et retransmettent le signal après l'avoir amplifié.

Les Lillois, dont l'émetteur, outre les émissions régionales du mercredi et samedi, relaie le programme parisien, peuvent actuellement juger que malgré leur voyage les images sont excellentes, pratiquement identiques à celles qui sont reçues à Paris en 819 lignes et quelquefois meilleures que celles de l'émission régionale, du fait de la plus haute qualité de l'équipement des studios de la rue Cognacq-Jay.

Ce relais, qui n'a rien à envier aux réalisations techniques américaines et anglaises, en permettant au nord de la France de voir les spectacles parisiens, aura certainement une heureuse influence sur l'extension de la télévision; il faut souhaiter que bien d'autres relais viennent la diffuser sur tout le territoire.

M. A. D.

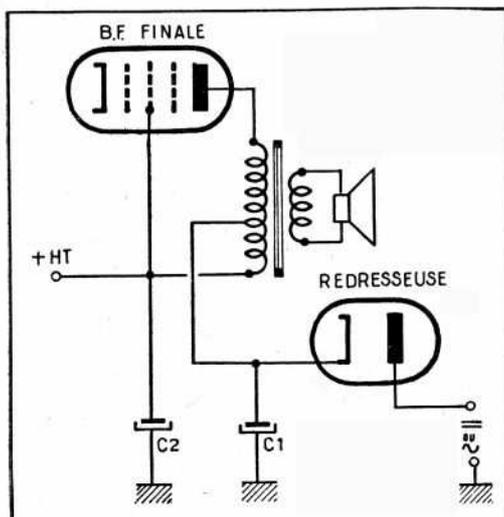
Le dépannage de certains

postes étrangers

Parmi les particularités que l'on rencontre sur les récepteurs étrangers, il en est une relative à l'alimentation des tous courants que l'on ne trouve sur aucun poste français. Elle peut donc déconcerter un dépanneur. C'est pourquoi il nous semble utile de leur faire connaître ce montage. Celui-ci se distingue par le fait qu'une partie de l'enroulement primaire du transformateur de sortie sert pour le filtrage du courant anodique.

Le montage est réalisé suivant les indications de la figure ci-dessous. Dans ces conditions la tension plaque de la dernière lampe amplificatrice basse fréquence se trouve prise tout de suite après le condensateur d'entrée du filtre (C_1), ce qui est suffisant comme filtrage pour l'alimentation anodique de cette lampe et permet d'avoir une tension plus élevée. Les autres lampes et la grille écran de cette dernière sont alimentées à travers le filtre constitué par C_1 et C_2 avec comme bobine de filtrage un fragment du primaire.

L'avantage de ce montage est qu'il permet, sans filtre coûteux et sans chute de tension excessive, de réduire les ronflements si la prise intermédiaire a été judicieusement déterminée. D'autre part ce procédé permet de réduire la composante continue puisqu'elle se trouve en opposition dans les deux portions d'enroulement, ce qui a une heureuse influence sur le transformateur de sortie.



LES VIEUX TRANSFORMATEURS

Moyenne Fréquence

Un trait caractéristique du vrai amateur radio est de conserver tout un tas de vieux matériel. Il ignore d'ailleurs bien souvent l'usage qu'il pourra en faire, mais il le garde précieusement en se disant que « ça pourra servir ». Quel est celui qui ne possède pas dans son placard de vieux transformateurs moyenne fréquence? Eh bien, sachez que ces pièces peuvent être utilisées pour la réalisation de petits dispositifs très utiles.

Ces transformateurs sont souvent de modèles différents. Tout d'abord il y en a de très anciens qui sont accordés sur 135 Kcs. Ce sont les moins intéressants pour nous. Puis il y a ceux accordés sur 472 Kcs ou mieux sur 455 Kcs ; mais ces derniers sont ceux présentement utilisés sur les récepteurs et à moins que ce soient des bobinages ayant un défaut : manque de sensibilité ou de sélectivité, accord flou d'un circuit, etc..., il est préférable de les employer à l'usage pour lequel ils ont été conçus plutôt que de les démembrer comme nous allons l'indiquer plus loin. Donc de préférence nous retiendrons les transformateurs accordés sur 472 Kcs. Ces transformateurs sont toujours à noyaux de poudre de fer (bâtonnet ou pot fermé. Pour certains (les plus anciens), l'accord se fait par condensateur ajustable; pour d'autres le réglage est obtenu en faisant varier la self par déplacement du noyau en poudre de fer, le condensateur d'accord étant fixe. Quel que soit le type, ils peuvent tous être utilisés suivant les indications que nous allons donner.

Self de choc.

En radio on a souvent besoin de selfs de choc : par exemple dans le circuit plaque d'une détectrice à réaction, ou, d'une façon beaucoup plus courante, pour l'alimentation de la plaque oscillatrice de la changeuse de fréquence d'un récepteur tous courants. On sait que dans ce cas l'emploi d'une self de choc est de beaucoup préférable à celle d'une simple résistance. On obtient en effet une plus grande tension sur la plaque de la lampe puisque la chute est négligeable dans la self alors qu'elle ne l'est pas dans la résistance et de plus la HF est beaucoup mieux bloquée. Ces deux raisons font qu'on obtient une meilleure oscillation locale.

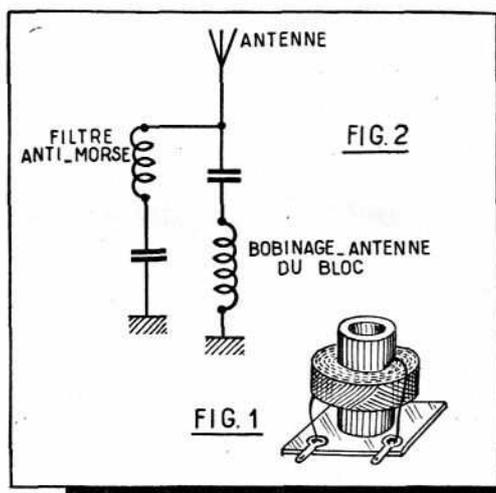
Un enroulement de transformateur MF constitue une bonne self de choc. Il suffit de la monter sur une plaquette de bakélite munie de deux cosses comme le montre la figure 1 et de souder l'entrée et la sortie du bobinage sur chacune des cosses. Cette disposition permettra un branchement aisé. On peut aussi pour cet usage utiliser un enroulement de transformateur 135 Kcs. En raison du grand nombre de tours d'un tel bobinage, on obtiendra une self de choc excellente.

Filtre anti-morse.

Il arrive souvent même avec un récepteur moderne que les auditions sont gênées par une émission télégraphique. Ces signaux morces qui se superposent à l'émission que l'on désire écouter sont très désagréables. De plus, ils semblent se rir du condensateur variable. En effet, quelle que soit la position de ce dernier ils sont reçus avec

la même intensité. Pourquoi cette réception intempestive est-elle indépendante de l'accord du récepteur? Simplement parce qu'il s'agit de stations de trafic opérant sur une fréquence voisine de la moyenne fréquence des récepteurs (472 ou 455 Kcs.) Les signaux franchissent donc assez facilement l'étage changeur de fréquence et trouvent dans l'étage moyenne fréquence un amplificateur très favorable.

On vend des circuits accordés sur 455 Kcs. ou 472 Kcs qui, insérés dans le circuit antenne du récepteur, permettent d'éliminer ces signaux télégraphiques. Un transformateur MF 455 Kcs ou 472 Kcs peut aisément servir à constituer un tel filtre. Pour cela on prend un des bobinages et son condensateur d'accord fixe ou ajustable suivant le cas. On monte le bobinage et son condensateur en série et on branche le circuit ainsi formé entre la prise antenne et la masse du récepteur. Et on obtient le filtre désiré. S'il s'agit d'un transformateur à condensateur ajustable ce dernier était souvent monté sur une plaquette de céramique qui pourra servir à la fixation du filtre dans le récepteur. S'il s'agit d'un



transformateur accordé par noyaux en poudre de fer, on pourra monter le bobinage et le condensateur fixe sur une plaquette de bakélite, comme nous l'avons indiqué pour la self de choc.

Le réglage du circuit anti-morse est facile. Si on dispose d'un générateur HF on l'accorde sur la valeur de la moyenne fréquence du récepteur et on branche la sortie HF entre antenne et masse. On doit alors entendre le signal modulé délivré par le générateur. On agit alors sur le moyen d'accord du filtre anti-morse (condensateur ajustable ou noyaux) jusqu'à élimination complète sur signal MF. Si on ne possède pas de générateur, on écoutera l'émission télégraphique indésirable et on agira sur le filtre anti-morse jusqu'à sa suppression. Si on a utilisé des éléments d'un transformateur MF 472 Kcs et que le récepteur soit avec une moyenne fréquence de 455 Kcs, il est possible qu'on obtienne par un accord exact le noyau tout à fait rentré ou le condensateur ajustable serré à fond. Il suffira alors de monter en parallèle sur le condensateur une petite capacité qu'on déterminera aisément par essais.

Quelques conseils pratiques

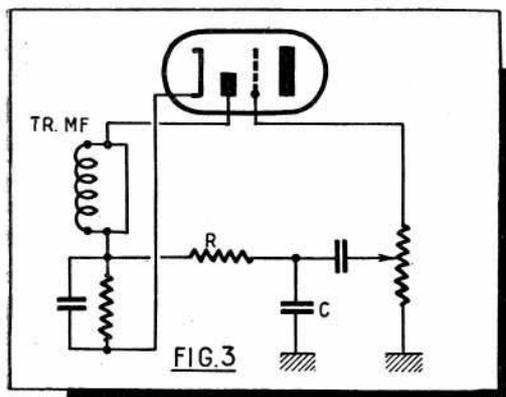


FIG. 3
Filtre de détection.

Pour éliminer la composante moyenne fréquence qui subsiste après détection, on utilise couramment un filtre constitué le plus souvent par une résistance de 50.000 Ω (R) et un condensateur de 100 à 200 cm C montés comme l'indique la figure 3. On peut obtenir une élimination beaucoup plus efficace en utilisant à la place de la résistance un circuit bouchon accordé sur la valeur de la moyenne fréquence. Pour constituer ce filtre on peut parfaitement utiliser un enroulement accordé d'un vieux transformateur MF. Ce circuit est branché comme l'indique la figure 4. Ce circuit pourra être monté nu dans le récepteur ; on pourra aussi le blinder. Le blindage utilisé sera celui du transformateur MF qu'on coupera à la moitié pour en réduire la hauteur. Pour la fixation, il suffira de river sur le boîtier ainsi formé les pattes de fixation filetées que possédait le boîtier d'origine.

Le réglage se fera avec un générateur HF accordé sur la moyenne fréquence du poste, et en cherchant l'élimination de ce signal par l'accord du circuit bouchon. Si on ne possède pas de générateur, on pourra faire un réglage satisfaisant au jugé. Le bon réglage étant celui qui élimine tout accrochage pouvant se produire lorsque le potentiomètre de puissance est tourné au maximum de puissance.

Nous venons de voir quelques usages de transformateur MF considéré à tort comme hors d'usage, mais il en est certainement d'autres et nous sommes persuadés que beaucoup de nos lecteurs astucieux en ont trouvé. Qu'ils nous les communiquent et nous nous ferons un plaisir d'en faire profiter la grande communauté des amateurs.

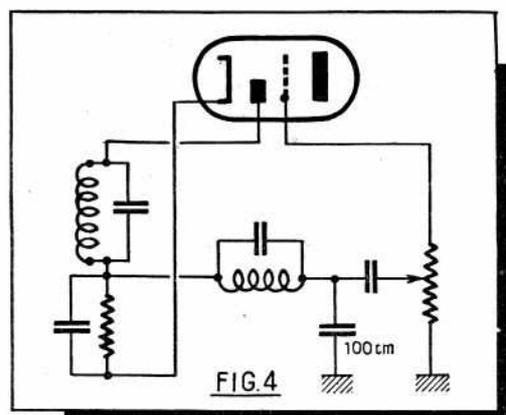
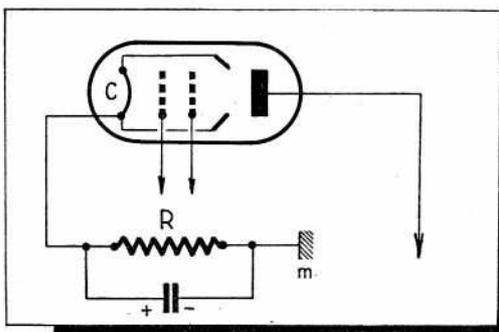


FIG. 4

Calcul rapide d'une résistance de polarisation

Soit une lampe 6V6 que l'on se propose de polariser à -15 V. La valeur de la résistance R (voir figure) à placer entre cathode et masse, se trouve alors par application de la loi d'Ohm. On a :

$$R = \frac{U}{I} = \frac{15}{0,07} = 214 \Omega.$$

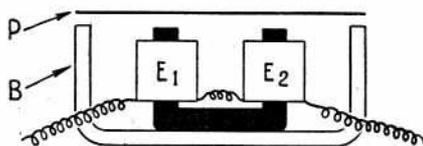


La valeur 0,07 A ou 70 millis correspond au courant-plaque sous 250 V.

La valeur 214 Ω n'étant pas courante, on pourra prendre 200 Ω sans inconvénient. Pour les cathodes des lampes à moyenne puissance (d'entrée) prendre une dissipation de 1/2 W.

Construction d'un écouteur téléphonique

Un amateur un peu adroit peut fabriquer assez facilement un écouteur téléphonique. Il faut un boîtier B, un électro-aimant à deux bobines E1 et E2 et une plaque vibrante p. L'électro est formé par un noyau en U en acier, sur lequel on embroche les deux bobines E1 et E2. Chaque bobine portera au moins 600 tours de fil 1/10^e isolé à la soie ou à l'émail. Il faut polariser le noyau.



Pour cela, on fait traverser les enroulements E1 et E2, reliés en série par un courant de pile ou d'accumulateur.

Il faut chercher un sens de branchement convenable des bobines E1 et E2.

La plaque vibrante p sera fixée aussi près que possible des pièces polaires de l'électro. Travail d'amateur qui demande quelques essais.

Dans le cas des lampes de puissance, comme c'est le cas ici, prendre une dissipation de 2 W.

Fabrication du chatterton.

Passer à chaud un ruban de coton dans le mélange suivant :

Goudron de Norvège.....	1 partie
Gutta-percha.....	3 parties
Résine.....	1 partie

L'opération se fait à basse température.

Soudure de l'aluminium

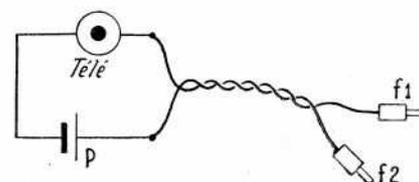
L'aluminium peut être soudé à l'étain. Il faut d'abord décaper le métal à l'aide de papier de verre huilé.

On peut à cet effet enduire le papier de papier de verre de stéarine.

Emploi des piles usagées

Une pile de poche ou autre usagée peut encore être utilisée dans un circuit de sonorisation.

Montage habituel : Pile P et un cordon aboutissant à deux fiches de contact f1



et f2 et un écouteur Télé en série dans le circuit. Cet emploi est rendu possible par la grande sensibilité des écouteurs téléphoniques qui répondent pour des courants de un micro-ampère.

Nettoyage du fil de litz

Le fil de Litz, ainsi improprement nommé, et plus souvent connu comme *fil divisé* ou *fil à brins multiples*, est d'un usage courant en radio. Il se compose d'un certain nombre de brins, cinq à neuf en général, d'un diamètre assez faible : 5/100 mm par exemple ; chaque brin est recouvert d'une couche d'émail qui en garantit l'isolement.

Il importe donc, lorsque l'on désire utiliser ce fil, de dénuder chaque brin afin de pouvoir en effectuer la soudure. La méthode la plus simple et la plus rapide est la suivante :

Matériel : Une lampe à alcool, un récipient contenant de l'alcool, un récipient contenant de la résine en fusion, un récipient contenant de la soudure en fusion.

Ordre des opérations :

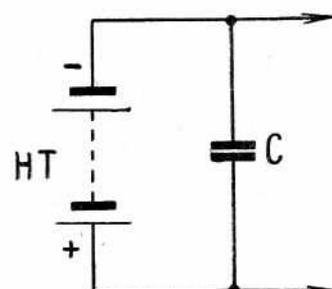
- 1° Allumer la lampe à alcool.
- 2° Brûler l'extrémité du fil sur une longueur de 15 mm.
- 3° Le plonger dans le bain d'alcool, puis
- 4° Dans la résine en fusion, et enfin
- 5° Dans la soudure en fusion.

De la sorte, tous les brins sont soudés ensemble et l'extrémité du fil est beaucoup plus facile à souder.

Ne pas oublier qu'un seul brin rompu ou non soudé peut abaisser de 40 % le rendement d'un bobinage en fil divisé.

Crachements dans les postes batteries

De multiples causes peuvent être invoquées. Voir d'abord s'il ne s'agit pas de bruits d'électrolyse prenant naissance dans la batterie plaque. Essayer de shunter la



batterie, voir figure, à l'aide d'un condensateur C de 1 ou 2 μF. De toute manière le shunt de la batterie plaque, par un condensateur fixe est toujours recommandable.

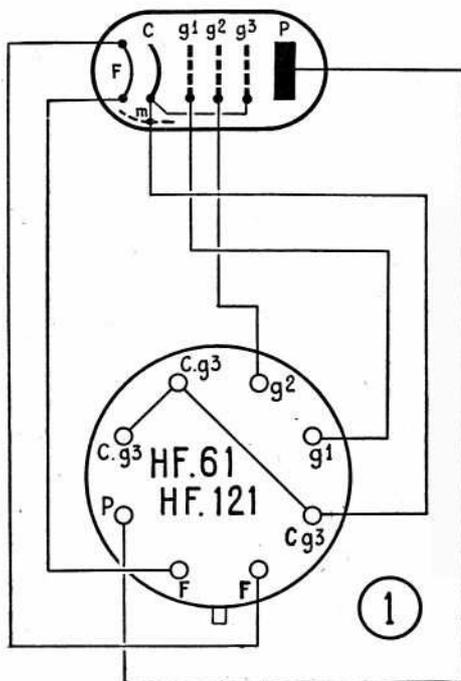
LES LAMPES DE LA SÉRIE « MEDIUM »

REVUE DES LAMPES

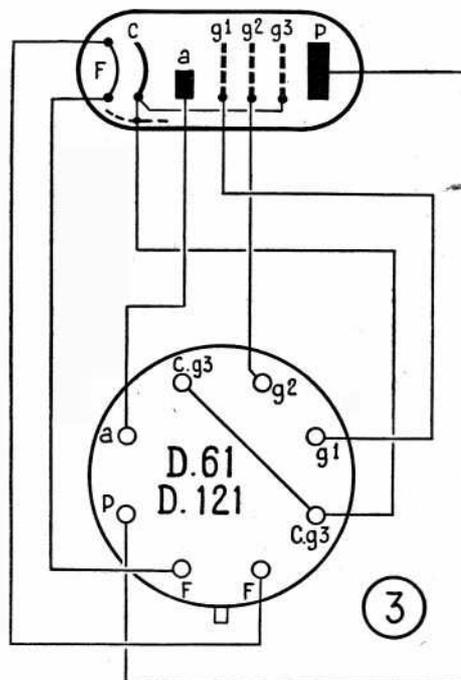
On trouve dans cette série :
 1° Des pentodes HF à pente variable.
 2° Triodes hexodes pour changement de fréquence.
 3° Diodes pentodes à pente variable.

4° Pentodes de puissance.
 5° Valves mono et biplaques.

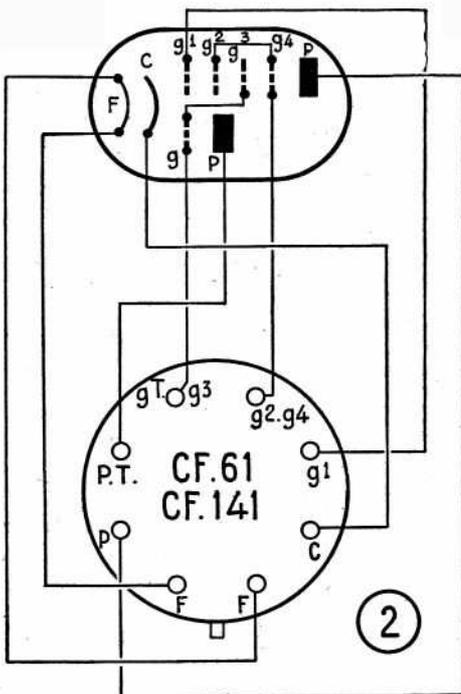
Nous allons examiner ces tubes dans le même ordre.



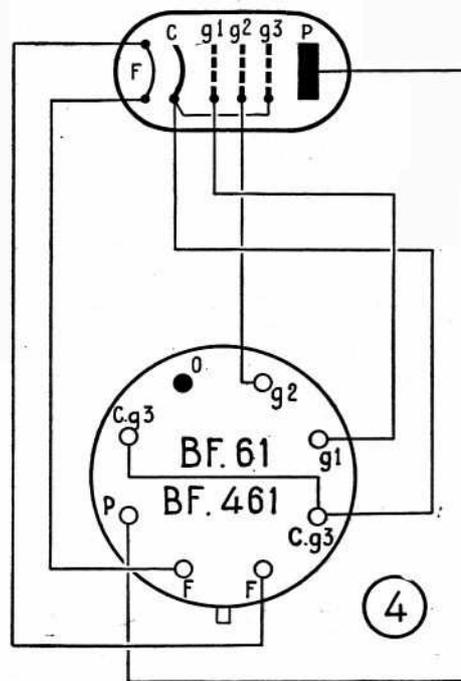
1. *Pentodes HF à pente variable.*
 HF61. $V_f=6,3$ V, $I_f=0,2$ A, $V_p=250$ V, R_{g2} (écran) 90.000Ω , R cath : 325Ω , $I_p=6$ mA, $I_{g2}=1,7$ mA. *Pente variable, culot 1.*
 HF121. $V_f=12,6$ V; $I_f=0,1$ A, $V_a=100$ V
 R cath : 325Ω , $I_p=3,35$ mA, $I_{g2}=1,05$ mA.
 Culot 1.



3. *Diodes pentodes.*
 D61. Diode simple et pentode à pente variable. $V_f=6,3$ V, $I_f=0,2$ A, $V_p=250$ V, R dans $g_2=95.000 \Omega$, R cath : 300Ω .
 Variation de polarisation grille d'entrée g_1 : de -2 à -40 V.
 Courant plaque : 5 mA.
 Courant d'écran : 1,6 mA.
 Culot 3.
 D121. Diode simple et pentode à pente variable. $V_f=12,6$ V, $I_f=0,1$ A, $V_p=100$ V, V_{g2} 40 à 50 V, R cath : 325Ω — V_{g1} : De $-1,45$ à -17 V, $I_p=3,35$ mA, $I_{g2}=1,05$ mA. Culot 3.



2. *Triodes hexodes.*
 CF61. $V_f=6,3$ V, $I_f=0,225$ A, $V_p=250$ V, $V_{g2}=125$ V, R cath : 200Ω . Culot 2.
 CF141. $V_f=14$ V, $I_f=0,1$ A, R cath : 200Ω , V_p , V_{g2} . Voir CF61. Culot 2.



4. *Pentodes de puissance.*

LE CHAUFFAGE DES FILAMENTS DANS LES RÉCEPTEURS TOUS-COURANTS

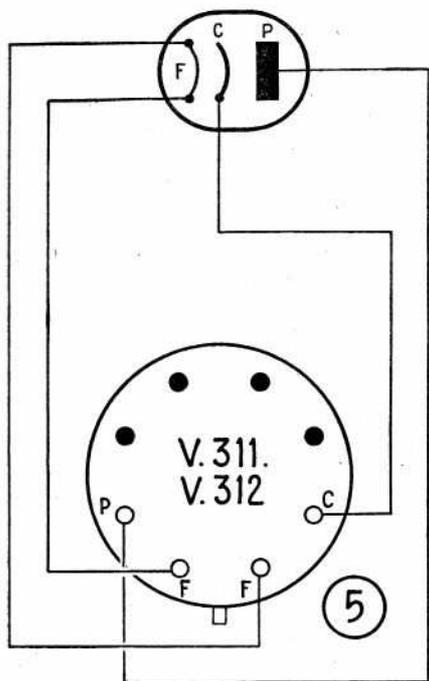
On sait que les lampes des récepteurs tous courants ont leurs filaments réunis en série, et sur tous les schémas on remarque qu'un ordre de branchement des filaments est donné. Celui-ci correspond aux indications de la figure où l'on peut voir que, par rapport au pôle mis à la masse, la première lampe est la détectrice, préamplificatrice basse fréquence, puis viennent la changeuse

éloignées de la masse, puisque la tension entre la cathode, en liaison avec la masse, et les différents filaments augmente au fur et à mesure que ceux-ci sont voisins du pôle du secteur qui n'est pas à la masse.

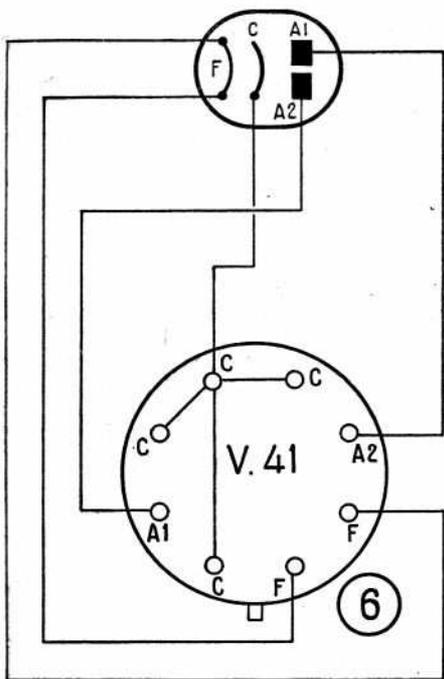
D'autre part, ce sont les lampes les plus sujettes au ronflement, comme la détectrice préamplificatrice BF, qui doivent être placées le plus près de la masse. A propos de ronflement et de masse dans les récepteurs tous courants signalons que lorsqu'ils sont alimentés par un secteur dont un des conducteurs est un fil de phase et l'autre un neutre, il suffit souvent d'inverser la fiche de courant dans la prise pour diminuer ou faire cesser le ronflement.

M. A. D.

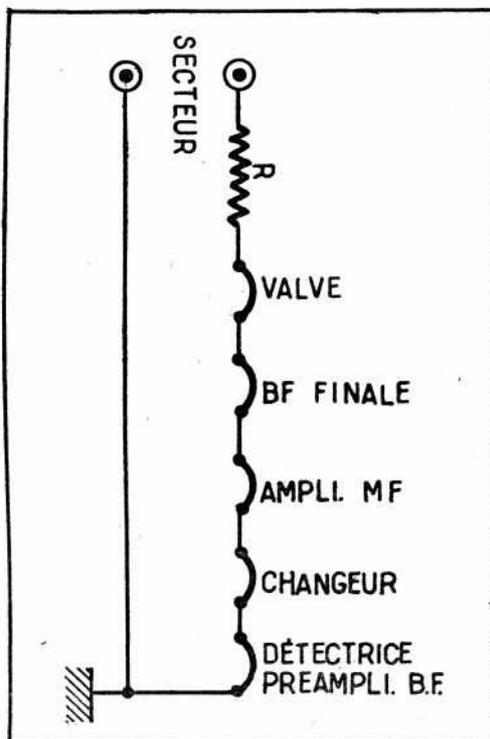
4. *Pentodes de puissance.*
BF61. Pentode de puissance. $V_f=6,3$ V, $I_f=0,65$ A, $V_p=V_{g2}=250$ V.
Polarisation grille $-V_g = -6$ V, R cath : 150Ω , $I_p=36$ mA, $I_{g2}=4$ mA, Z de charge = 7.000Ω . Puissance = $4,5$ W. Culot 4.
BF451. Pentode de puissance. $V_f=45$ V, $I_f=0,1$ A, $V_p=V_{g2}=100$ V.
Polarisation = $-5,3$ V. Puissance = 4 W. Culot 4.



5. *Valves mono et biplaques.*
V311. Valve monoplaque.
Cette valve est prévue pour fonctionner sous des tensions 110/220 V.
 $V_f=31$ V, $I_f=0,1$ A, débit max = 90 mA. Culot 5.



V312. Valve monoplaque.
Cette valve est prévue pour fonctionner sous 110 V.
 $V_f=31$ V, $I_f=0,1$ A. Débit max = 90 mA. Culot 5.
V41. Valve biplaque.
Les caractéristiques de cette valve sont :
Vf = 4 V, $I_f=0,625$ A. Tension entre plaques : 2×400 V ou 400 V sur chaque plaque. Culot 6.



de fréquence, l'amplificatrice moyenne fréquence, l'amplificatrice basse fréquence finale, la valve redresseuse et enfin la résistance de chute de tension quand celle-ci doit être prévue.

Lorsque l'on considère uniquement la question électronique on ne voit aucune raison à cet ordre de branchement, qui, en effet, pourrait être quelconque, si n'intervenaient pas des questions d'isolement et de ronflement.

Ce sont les lampes dont l'isolement entre cathode et filament est le plus grand (comme la valve) qui doivent être les plus

Correspondance entre les tubes « médium » et les tubes « Rimlock ».

Le tableau suivant donne toutes les indications utiles à ce sujet.

Tubes médium	Correspondance en Rimlock
HF121	UF41
HF61	EF41
CF61	ECH41
CF141	UCH41
D61	EL41
D121	UAF41
BF61	EL41
BF451	UL41
V311	UY41
V312	UY42
V41	AZ41

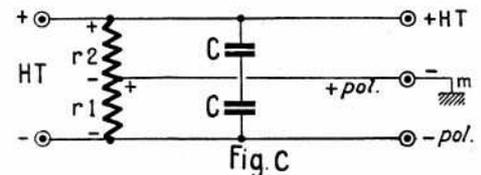
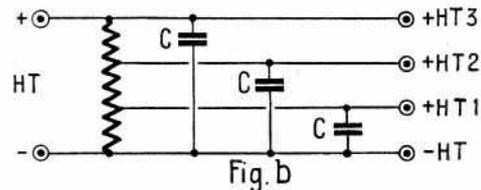
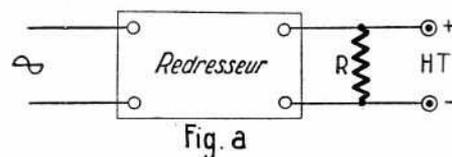
On peut donc passer de la série « médium » à la série « Rimlock » et inversement.

Calcul rapide des résistances « Bleeder ».

On appelle « Bleeder » une résistance montée en dérivation sur une source de tension plaque. Voir figure a.

La présence de cette résistance empêche la tension de monter dangereusement quand le redresseur fonctionne à vide.

Soit R cette résistance, on choisit sa valeur de manière à absorber le dixième du débit demandé par le récepteur. Admettons arbitrairement un débit de 100 millis sous 250 V, le dixième sera 10 millis et



pour laisser passer 10 millis ou $0,01$ A sous 250 V, il faut une résistance de $250/0,001 = 25.000 \Omega$. Prendre une résistance modèle aggloméré. Dans une telle résistance, on a la possibilité de faire des prises de tension intermédiaires à l'aide de colliers.

La figure b montre le schéma à utiliser. Chaque prise doit être découplée par un condensateur. Il est possible aussi d'obtenir sur une résistance bleeder une ou plusieurs tensions de polarisation. La figure c montre la disposition à utiliser. Les volts de polarisation ainsi obtenus se retranchent naturellement de la HT utilisable.

UN DISPOSITIF "ANTIPARASITE" simple et efficace

par P. GARRIC

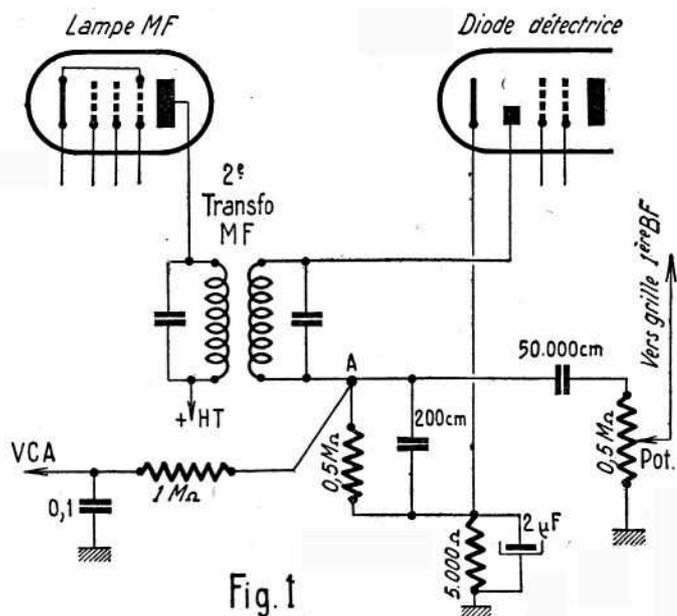


Fig. 1

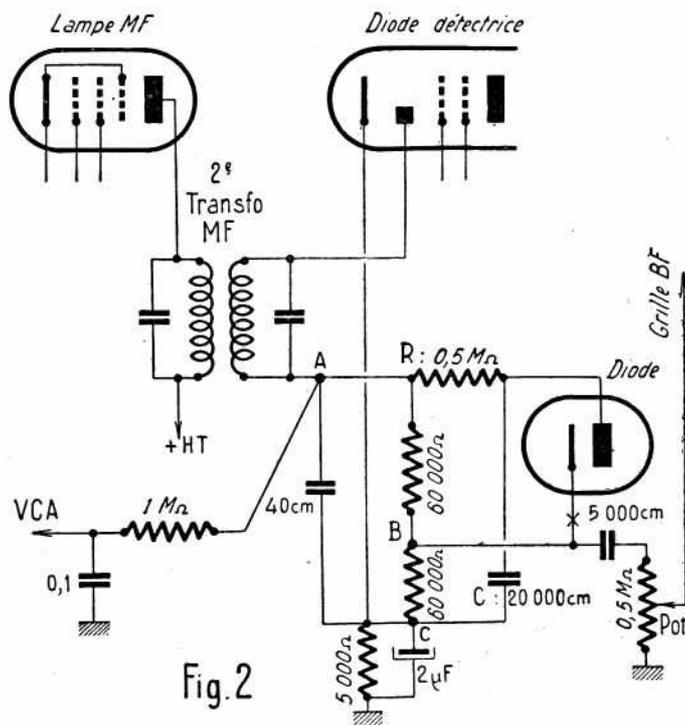


Fig. 2

Il est bien inutile d'énumérer les méfaits des parasites radioélectriques sur les réceptions et nos lecteurs sont fort avertis sur la question et d'autant mieux s'ils habitent en des cités où les sources habituelles de parasites sont légion, ce qui est le cas de toute ville moderne.

Il est moins inutile de revenir souvent sur les moyens de combattre ces parasites ; aussi bien parlerons-nous aujourd'hui d'un petit montage pouvant très facilement être adjoint à un récepteur classique. Le prix de revient en est des plus réduits si l'on possède quelques « fonds de tiroir » ; quant à sa mise au point elle est inexistante.

Il convient cependant de souligner que ce montage, en dépit de sa grande simplicité, est un des plus efficaces parmi les limiteurs de parasites et, en particulier n'apporte aucune *distorsion* de la modulation BF, ce qui n'est pas le cas de beaucoup de montages similaires.

Description du montage.

Ce limiteur de parasites est connu sous le nom de circuit « Dickert », vocable que nous utiliserons désormais pour le nommer.

Son principe consiste à utiliser, conjointement avec une lampe diode, la constante de temps d'un circuit composé d'une résistance et d'un condensateur.

Si nous examinons la figure 1, nous y trouvons le schéma classique de l'étage « détection » d'un récepteur superhétérodyne. Nous entendons par là que tout schéma de détection par diode, peut se ramener à la figure 1 quelles que soient les astuces dont on aura pu l'agrémenter.

C'est en apportant à ce schéma quelques additifs que sera monté notre « Dickert », suivant le schéma de la figure 2.

La diode détectrice peut être une simple diode ou une double diode associée à une triode ou pentode BF (6Q7, 6H8 ou autre) et n'a pas à subir de modification.

La diode du « Dickert » doit obligatoirement être une diode séparée, sa cathode n'étant pas commune avec celle de la diode détectrice (on pourra prendre un élément de 6H6, de EB4 ou même une triode montée en diode avec la grille réunie à la cathode).

Le montage est simple : partant du point A, on attaque la plaque de la diode du « Dickert », à travers 0,5 MΩ, la plaque étant découplée à la masse par un condensateur de 20.000 cm.

Entre le point A et la cathode détectrice est un pont constitué de deux résistances de 60.000 Ω dont le point commun est relié à la cathode du « Dickert » et à l'habituel condensateur de liaison BF (50.000 cm) suivi du potentiomètre de 0,5 MΩ de contrôle de puissance. Le pont de résistances est découplé par un condensateur au mica de 40 cm (ou picofarads).

Fonctionnement du « Dickert ».

Lorsque l'on reçoit une émission normalement modulée, il passe dans la résistance de charge (pont de $2 \times 60.000 \Omega$ entre A et C) un courant modulé qui détermine en A l'apparition d'une tension plus ou moins négative suivant la profondeur de modulation, suivant le principe classique de la détection par diode.

Pour mesurer le diamètre des fils fins, sans palmer.

Il est souvent utile, par exemple pour la confection d'un bobinage ou d'un transformateur, de connaître le diamètre exact d'un fil de cuivre. Ordinairement, cette mesure s'effectue à l'aide d'un palmer (sorte de pied à coulisse commandé par vis micrométrique), mais si l'on ne possède pas cet appareil (qui est d'ailleurs d'un prix élevé) on peut, avec une grande précision, mesurer le diamètre du fil en procédant comme suit :

Prendre un mandrin quelconque cylindrique (peu importe le diamètre) et bobiner très soigneusement une vingtaine de spires jointives bien serrées du fil en question.

Ensuite, à l'aide d'un pied à coulisse ou d'un simple réglet gradué, mesurer la longueur du bobinage.

Il suffit de diviser cette longueur par le nombre de spires bobinées pour avoir le diamètre exact du fil.

Supposons que, pour une certaine profondeur de modulation cette tension négative en A soit de -8 V .

En B (moitié du pont) elle sera de -4 V par rapport à C. Ce sera également la tension appliquée sur la cathode du « Dickert ».

L'anode du Dickert, par contre, est normalement au potentiel de A à travers la R de 0,5 MΩ et le C de 20.000 cm. Etant donnée la constante de temps de l'ensemble R (0,5 MΩ) — C (20.000 cm) = 0,01 seconde, la tension aux bornes de C ne suit pas les variations du point A et prend une valeur moyenne entre O (point C) et -8 V (point A). Nous y observerons donc présentement (cas d'une modulation normale) un potentiel compris entre 0 et -8 V , soit -4 V .

En conséquence notre diode Dickert, ayant sa plaque à un potentiel égal à celui de sa cathode, ne sera pas conductrice et tout se passera comme si elle n'était pas là.

Par contre, dès qu'un puissant parasite vient surmoduler notre courant HF, le potentiel en A va passer par exemple à -20 V et B va suivre à -10 V , ainsi que la cathode du Dickert.

Mais, à cause de la constante de temps de son circuit, l'anode du Dickert va rester pendant 0,01 seconde à son potentiel -4 V , ce qui va se traduire par : potentiel cathode : -10 V . ; potentiel anode : -4 V .

Soit l'anode positive de 6 V par rapport à la cathode. Notre diode va donc laisser passer le courant et présentera pratiquement un court-circuit au courant BF pendant le temps très court du parasite.

On voit la simplicité du fonctionnement de ce circuit qui, somme toute, remplace le claquement violent d'un parasite par un silence d'ailleurs imperceptible parce que très court (0,01 seconde).

Signalons aux lecteurs désireux d'essayer ce montage que la R de 0,5 MΩ et le C de 20.000 cm doivent être de bonne qualité et de valeur exacte, car c'est sur eux que repose le bon fonctionnement du montage.

On peut mettre hors circuit le limiteur de parasites en coupant la cathode du Dickert en X (fig. 2).

TABLEAU DE CONCORDANCE DES DIVERSES SÉRIES DE LAMPES

L'amateur est souvent embarrassé devant le nombre sans cesse croissant des lampes de réception. Or, il ne faut pas oublier, dans ce domaine, que si de nouveaux tubes ou de nouvelles séries (telles que les « Rimlock » européennes ou les « miniatures » américaines) apparaissent fréquemment, ceux-ci, s'ils représentent toujours un progrès, ne sont pas tellement différents de leurs prédécesseurs.

Aussi, est-il toujours possible de rattacher un nouveau type de lampe à un ancien déjà existant et connu. Cela permet de s'y retrouver plus aisément dans le maquis des catalogues.

Il y a lieu de prêter attention, par contre, aux tensions et aux courants de chauffage qui sont assez variables d'une série à l'autre et interdisent souvent, notamment dans les montages « tous courants », le remplacement d'une lampe d'une série

déterminée par une lampe d'une autre série.

Le tableau que nous donnons ci-dessous ne prétend donc pas donner des équivalences absolues entre tubes de séries différentes, mais simplement des identités d'emploi qui faciliteront la compréhension des schémas comportant de nouveaux tubes et rendront plus aisées d'éventuelles modernisations de récepteurs en leur adaptant un jeu de lampes modernes en remplacement de tubes anciens.

Nous avons fait figurer dans ce tableau certains tubes spéciaux tels que :

Triodes à usage d'oscillatrice séparée ou préamplificatrice BF ;

Doubles diodes servant à la détection et au V. C. A. ;

Œils cathodiques dont les deux types EM4 (européen) et 6AF7 (américain) continuent à être utilisés avec les séries de lampes modernes (Rimlock et miniature).

FONCTIONS	Européenne Trans- continentale	Américaine Vieille série 6 V	Américaine Série octale	Américaine Série « S »	Européenne « Rimlock »	Américaine « Miniature »
Changement de fréquence.	ECH3	6A7	6A8-6E8	6AS7	ECH41	6BE6
Pentode HF-MF à pente variable.....	EF9	78-6D6	6K7-6M7	6SK7	EF41	6BA6
Pentode HF-BF à pente fixe.....	EF6	77-6C6	6J7	6SJ7	EF40	6AU6
Double diode-triode.....	EBC3	75	6Q7-6R7	6SQ7-6SR7	EBC41	6AT6
Double diode-pentode...	EBF2	6B7	6H8	—	EAF41	—
Pentode ou tétrode finale.	EL3	42	6F6-6V6	—	EL41	6AQ5
Valve (sur transfo).....	1883	80	5Y3	—	GZ40	6X4

TUBES POUR SÉRIES « TOUS-COURANTS »

Pentode ou tétrode finale.	CBL6	43	25L6	—	UL41	50B5
Valve (monoplaque).....	CY2	25Z5	25Z6	—	UY41	35W4

TUBES SPÉCIAUX

Double-triode BF.....	—	53-6A6	6N7-6C8	6SN7 6SC7- 6SL7	ECC-40	6J6
Double-diode.....	EB4	—	6H6	—	EB40-EB41	6AL5
Triode.....	EM4	56	6C5-6F5	6SF5	EC41	6J4
Œil cathodique.....	EM4	6E5	6AF7	—	—	—