

Amplification de puissance et amplification de tension

Nos lecteurs ont souvent lu les expressions qui composent le titre de cet article dans les exposés concernant la radio. Cepen-

dant pour certains cela n'a qu'une signification vague et nous croyons utile de préciser de quoi il s'agit.

Amplification de puissance.

Chacun sait que les sons reproduits par un poste radio ou un amplificateur sont obtenus par la mise en vibration de l'air qui environne le haut-parleur. Or, un haut-parleur, pour mettre en mouvement cette masse d'air, doit développer une certaine puissance. Le haut-parleur ne crée pas de puissance, c'est en fait un transformateur de puissance ; il transforme une puissance électrique en puissance acoustique. Disons en passant que cette transformation se fait avec un rendement assez bas puisque dans les cas les plus favorables il est de 16 %.

La puissance électrique, le haut-parleur la reçoit de l'amplificateur à lampe. Si on considère le signal capté par l'antenne d'un récepteur toujours au point de vue puissance, cette dernière est très faible. Il convient donc de l'augmenter dans de grandes proportions, et c'est là le rôle des différents étages d'amplification.

Pourtant cette amplification ne se fait pas sur la puissance elle-même dès l'entrée de l'amplificateur. Ce rôle est dévolu au dernier étage qui pour cela est souvent appelé « étage de puissance ».

L'étage final d'un récepteur ou d'un amplificateur peut, dans le cas le plus simple, se schématiser comme à la figure 1. Il comprend bien entendu une lampe qui peut être une triode (comme sur le schéma) ou une pentode ce qui ne change rien quant au principe de fonctionnement. Un signal BF est appliqué entre la grille et la cathode de cette lampe, il en résulte une variation correspondante du courant plaque. Dans le circuit plaque nous trouvons le haut-parleur et son transformateur d'adaptation. Cet ensemble présente une certaine impédance qui, vous ne l'ignorez pas, est la résistance au courant alternatif. Le passage des variations du courant plaque qui constituent un courant alternatif vont provoquer dans l'impédance du HP et de son transformateur une différence de potentiel de même forme. Or, vous savez que la puissance d'un courant est égale au produit de son intensité par la différence de potentiel. Donc la puissance électrique développée dans le haut-parleur et son transformateur sera égale au produit de l'intensité du courant BF qui le traverse par la différence de potentiel que ce courant y créera. Il coule de source que pour que cette puissance soit aussi grande que possible il faudra que le courant BF et la différence de potentiel le soient aussi. C'est donc vers ce but que vont tendre nos efforts.

Nous allons voir que la lampe qui équipe un étage de puissance doit avoir des caractéristiques bien particulières.

Il est évident que plus le signal appliqué entre la grille et la cathode de la lampe sera grand, plus les variations du courant-plaque le seront aussi. Cependant il faut que la lampe puisse supporter ce signal ; c'est-à-dire qu'il ne faudra pas qu'il rende la grille positive et qu'il déborde des parties rectilignes des caractéristiques de cette lampe. Ces parties étant celles pour lesquelles les variations de courant plaque sont rigoureusement proportionnelles aux variations du signal appliqué à la grille. Si ces conditions n'étaient pas remplies, il en résulterait une déformation des sons reproduits. Il faut donc qu'une lampe de puissance ait un grand « recul de grille », c'est-à-dire que le courant plaque s'annule

pour une forte tension négative de la grille par rapport à la cathode. Cela permet de lui appliquer un signal important.

Pour un signal grille donné il faut que les variations de courant plaque soient aussi importantes que possible. Cela est obtenu si la pente de la lampe est grande. Cependant il est difficile de concilier une grande pente avec un important recul de grille. Il faut donc souvent faire un compromis en faveur du recul de grille qui est la condition la plus importante des deux.

La résistance interne de la lampe tend à limiter l'intensité du courant plaque. On cherche donc dans la construction des tubes de puissance à limiter cette résistance. D'un autre côté, la résistance interne de la lampe se trouve en série avec l'impédance d'utilisation et de ce fait la chute de tension créée par le courant variable se répartira entre ces deux résistances proportionnellement à leur valeur. Or seule, celle qui apparaît aux bornes de l'impédance d'utilisation est utile. On démontre que le maximum de rendement de l'étage de puissance, c'est-à-dire le maximum de puissance fournie pour un signal grille donné, est obtenu lorsque l'impédance de charge est égale à la résistance interne de la lampe. Cependant on ne peut jamais se placer dans de telles conditions car il faut tenir compte de la courbure des caractéristiques de la lampe et si on veut être dans les parties droites où nous l'avons déjà dit la distorsion est la plus petite, il faut généralement prendre une

Amplification de tension.

Nous savons maintenant que pour attaquer convenablement une lampe de puissance, il faut que le signal appliqué à sa grille de commande ait une tension suffisante. Or le signal capté par l'antenne d'un récepteur ou celui délivré par un pick-up, dans le cas d'un amplificateur phonographique ont une tension très faible. Il convient donc d'augmenter cette tension avant l'étage de puissance et c'est le rôle des étages amplificateurs de tension.

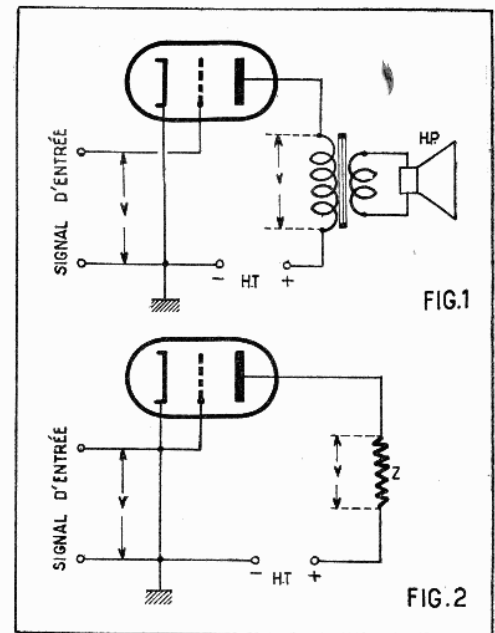
Un étage amplificateur de tension comprend encore une lampe (triode, pentode, etc., etc...) et une impédance d'utilisation. Il se schématise comme à la figure 2. Nous avons représenté l'impédance d'utilisation par une résistance mais cela peut être, suivant le cas, une self, un circuit oscillant, un transformateur HF, MF ou BF.

Le problème consiste en partant d'un signal d'entrée de tension variable à obtenir aux bornes de l'impédance d'utilisation, une autre tension variable V aussi grande que possible. Cette tension variable est la chute de tension provoquée dans l'impédance d'utilisation par le passage du courant variable du circuit plaque de la lampe. La valeur de cette chute de tension est donnée par la loi d'Ohm : $E = R \times I$.

R étant la valeur de l'impédance d'utilisation,

I étant la valeur du courant variable de plaque de la lampe.

On voit immédiatement que plus l'impédance et le courant seront grands, plus cette chute de tension sera grande. Donc, dans un amplificateur de tension, il faut chercher à obtenir une variation aussi grande que possible du courant plaque pour un



impédance de charge plus faible que la résistance interne de la lampe. Ainsi pour une EL41 dont la résistance interne est 50.000 Ω on prend une impédance d'utilisation de 7.000 Ω seulement. Sans entrer dans le détail, ce qui sortirait du cadre de notre exposé, signalons que cette impédance est déterminée en se servant du réseau de courbe de la lampe.

Nous avons dit qu'une lampe de puissance devait donner de grandes variations de courant plaque, mais pour cela il faut que le courant au repos soit lui-même assez élevé. C'est pour cette raison que le courant plaque d'une lampe finale est important. Si nous reprenons l'exemple de la EL41, il est de 36 μA .

signal d'entrée donné et utiliser une impédance de charge aussi grande que possible.

Nous avons signalé plus haut que les variations du courant plaque étaient d'autant plus grandes, pour un signal d'entrée déterminé, que la pente de la lampe était grande. On équipera donc un étage amplificateur de tension avec des tubes ayant une pente très élevée. Pour la télévision on fait couramment des lampes ayant une pente de l'ordre de 10 μA par volt, ce qui est énorme.

Le signal appliqué à l'entrée d'un étage amplificateur en tension étant toujours relativement faible on n'a pas besoin d'un recul de grille important, ce qui facilite l'obtention d'une pente élevée.

L'impédance de charge d'un amplificateur de tension doit être très grande et on utilise couramment des valeurs de l'ordre de 250.000 à 500.000 Ω . Dans le cas d'un amplificateur à résistance, on est limité par le fait qu'il ne faut pas trop réduire la tension sur la plaque de la lampe pour rester dans des conditions de fonctionnement convenables.

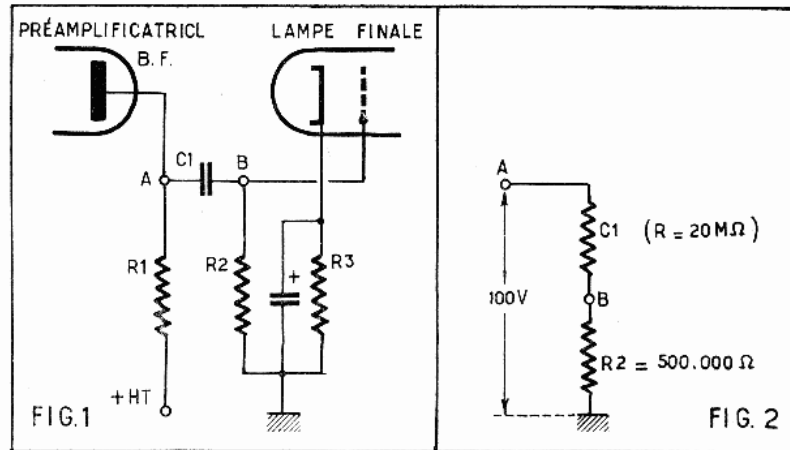
Si l'utilisation est un circuit oscillant ou un transformateur accordé (cas des amplificateurs HF et MF), l'impédance dépendant de la qualité des bobinages, on cherche à soigner la réalisation de ces derniers.

Nous pensons que cet exposé, que nous avons cherché à rendre accessible à tous, vous aura montré les différences fondamentales entre ces deux modes d'amplification que l'on trouve dans tous les montages radio, que ce soit les récepteurs de radio-diffusion ou les appareils de télévision.

LE CONDENSATEUR DE LIAISON

DANS LES
AMPLIFICATEURS

B. F.



Le condensateur de liaison, élément bien connu, existe dans tout récepteur et, la plupart du temps, on ne prête pas suffisamment d'attention à ce petit cylindre familier, marqué, suivant le cas, 0,01 μ F, 10.000 pF, etc.

Pourtant, cette pièce d'aspect insignifiant peut constituer la source d'ennuis de toutes sortes : déformation, soufflement, tonalité trop aiguë, absence de « basses » et ainsi de suite. Il nous semble donc utile de préciser le rôle d'un condensateur de liaison, et d'en déduire les caractéristiques qu'il doit posséder.

Il suffit de regarder le schéma de la figure 1 pour se rendre compte qu'un condensateur de liaison tel que C_1 doit, avant tout, avoir un *isolement suffisant* pour ne pas admettre même une portion infime de la tension existant en A sur la grille de la lampe suivante, c'est-à-dire en B. A première vue, cela peut sembler une sorte de vérité de La Palisse, et on s' imagine volontiers que n'importe quel condensateur, par définition imperméable au courant continu, peut faire l'affaire. Nous verrons plus loin qu'il n'en est pas ainsi, beaucoup plus souvent qu'on ne le pense, et qu'il faut un isolement énorme pour ne pas perturber le potentiel du point B, c'est-à-dire la polarisation de la lampe suivante.

Barrière infranchissable pour le continu, un condensateur de liaison doit offrir, au contraire, un chemin facile aux tensions basse fréquence qui se développent aux bornes de la résistance de charge R_1 . Or, nous savons tous qu'un condensateur se laisse traverser d'autant plus facilement par un courant alternatif que sa capacité est plus élevée ou que la fréquence du courant est plus grande. Donc, un condensateur de liaison tel que C_1 doit avoir une *capacité suffisante* pour laisser passer facilement même les fréquences basses de la gamme acoustique, autrement dit des fréquences de l'ordre de 50-100 périodes.

Voyons maintenant quelques chiffres et les conséquences qui peuvent résulter d'un condensateur qui ne satisfait pas aux deux conditions ci-dessus : isolement et capacité suffisants.

Lorsqu'on interroge quelqu'un sur l'isolement minimum que devrait avoir un bon condensateur de liaison, on obtient souvent des réponses montrant que la plupart des radiotechniciens n'ont qu'une faible idée sur l'ordre de grandeur de cette résistance. Disons donc, pour commencer, qu'un bon condensateur au papier, neuf de 0,02 à 0,05 μ F, par exemple, présente une résistance qui se situe entre 10.000 et 40.000 $M\Omega$. Nous disons bien : dix mille à quarante mille $M\Omega$, car il est certain

que ces chiffres peuvent paraître ahurissants. Mais attention ! Aussitôt qu'un condensateur a séjourné quelque temps dans un endroit plus ou moins humide, son isolement diminue et peut, lorsqu'il s'agit de pièces fabriquées sans précautions spéciales, descendre à des valeurs qui le rendent impropre en tant qu'élément de liaison.

Pour fixer les idées, supposons donc que nous ayons en A (fig. 1) une tension de 100 V et que le condensateur C_1 employé présente une résistance de 20 $M\Omega$, ce qui est encore relativement honorable, car il y a des condensateurs qui font beaucoup moins.

Nous pouvons alors représenter l'ensemble C_1 - R_2 comme un diviseur de tension monté en parallèle sur une source de tension de 100 V (fig. 2). Comme la résistance R_2 a, le plus souvent, une valeur voisine de 500.000 Ω , il n'est pas difficile de voir que nous aurons en B une tension V déterminée par la relation

$$\frac{500.000}{20.500.000} = \frac{V}{100}$$

c'est-à-dire $\frac{1}{41} = \frac{V}{100}$

et $V = \frac{100}{41} = 2,5$ V environ.

La grille de la lampe finale se trouvera donc à + 2,5 V par rapport à la masse. Or, ce qui compte, pour la polarisation, c'est la différence de potentiel entre la grille et la cathode. Si le point B était au potentiel de la masse, c'est-à-dire si le condensateur C_1 n'avait aucune fuite, cette polarisation serait déterminée par la chute de tension dans la résistance R_3 , placée entre la cathode et la masse, chute de tension variable suivant la lampe, mais spécialement de 6 à 12 V.

Mais comme B se trouve positif par rapport à la masse, la différence de potentiel entre la grille et la cathode est diminuée d'autant, c'est-à-dire, dans le cas envisagé ci-dessus, de 2,5 V, ce qui est énorme si la polarisation totale n'est que de 6 V.

A remarquer qu'en réalité cela est un peu moins grave, car la polarisation résultante diminuant, le courant anodique de la lampe augmente, ce qui provoque une augmentation de la chute de tension aux bornes de R_3 .

Mais il est bon de noter également que nous avons envisagé le cas d'un condensateur C_1 dont l'isolement était de 20 $M\Omega$ et que dans la pratique, on se heurte souvent à des condensateurs dont l'isolement est tombé à moins de 5 $M\Omega$.

(Suite page 41).

LE CONDENSATEUR DE LIAISON DANS LES AMPLIFICATEURS B. F.

(Suite de la page 40)

Un autre aspect du rôle du condensateur C_1 est son influence sur la tonalité ou, plus exactement, sur la reproduction des basses.

Il doit exister, en effet, une certaine relation entre la valeur du condensateur C_1 et celle de la résistance de fuite R_2 . Approximativement, on considère que la transmission des fréquences basses est correcte, lorsque le produit de C_1 (exprimé en *microfarad*) par R_2 (exprimée en *mégohms*) est compris entre 0,01 et 0,005. Par exemple, si la résistance R_2 est de 500.000 Ω (0,5 $M\Omega$) et le condensateur C_1 de 10.000 pF (0,01 μF), le produit $C_1 \times R_2 = 0,5 \times 0,01 = 0,005$. C'est donc tout juste suffisant et il vaut mieux, dans tous les cas, augmenter C_1 jusqu'à 15.000 ou 20.000 pF.

Nous voyons, en somme, que le condensateur C_1 doit être d'autant plus important que la résistance R_2 est plus faible, et inversement. Et cela nous fait comprendre pourquoi, dans les récepteurs alimentés par piles, dans lesquels R_2 est, en général, de 1 à 2 $M\Omega$, le condensateur C_1 est toujours faible, de 3.000 à 5.000 pF. On voit, en effet, que le produit de 1 $M\Omega$ par 5.000 pF (0,005 μF) est encore de 0,005. Et comme les petits récepteurs alimentés sur piles ne sont pas faits pour reproduire correctement les basses, cela n'a pas une grande importance.

Les condensateurs de shunt des haut-parleurs

Depuis l'origine de la radio, on a pris l'habitude de shunter les *résistances d'utilisation* par des condensateurs fixes. Les amateurs n'ont guère appris la chose qu'aux environs de 1919-1920 avec la vulgarisation des premiers postes à galène. Nous rappelons, pour mémoire, le schéma d'un poste à galène classique. (V. fig. 1.)

Dans ce cas, la résistance d'utilisation est le téléphone *Télé* et C — en trait fort — le condensateur fixe de shunt.

En principe, ce condensateur est destiné à laisser passer la résiduelle IIF résultant de la détection, laquelle *n'est jamais parfaite*. En fait, tous les amateurs se sont accordés pour dire que ce condensateur « ne servait à rien ... »

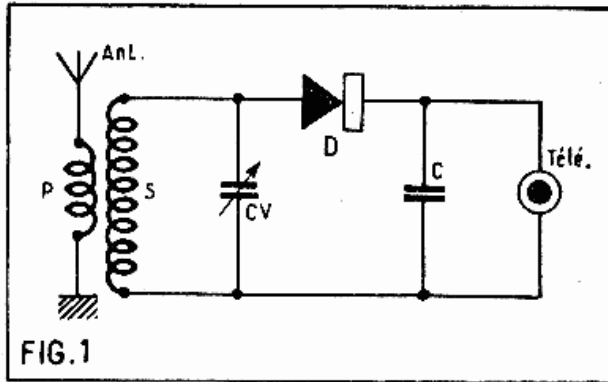


FIG. 1

La figure 2 en a, b et c, montre les trois dispositions généralement utilisées.

En (a) le condensateur shunt C est monté directement en dérivation sur le primaire P du transformateur Tr de couplage du HP.

En (b) le même condensateur C est monté entre entrée primaire P et masse M.

En (c), *solution préférable*, le même condensateur C est monté entre entrée primaire P de Tr et la cathode de la lampe.

Comme fuite HF, ce condensateur a peu d'action et il peut varier dans de larges limites sans modifier sensiblement les résultats.

Au demeurant, dans un amplificateur BF bien construit, la résiduelle HF doit être éliminée dès l'entrée de l'appareil et non par fuite à sa sortie.

Faut-il en conclure que le condensateur C est sans utilité ?

Non, car ce condensateur *découple* la plaque de la lampe finale et, comme tel, écarte certains *risques d'accrochage*, ce qui est surtout sensible quand la lampe est à vide assez poussé.

Ensuite, le même condensateur laisse passer les fréquences aiguës et cela d'autant plus facilement que sa capacité est élevée.

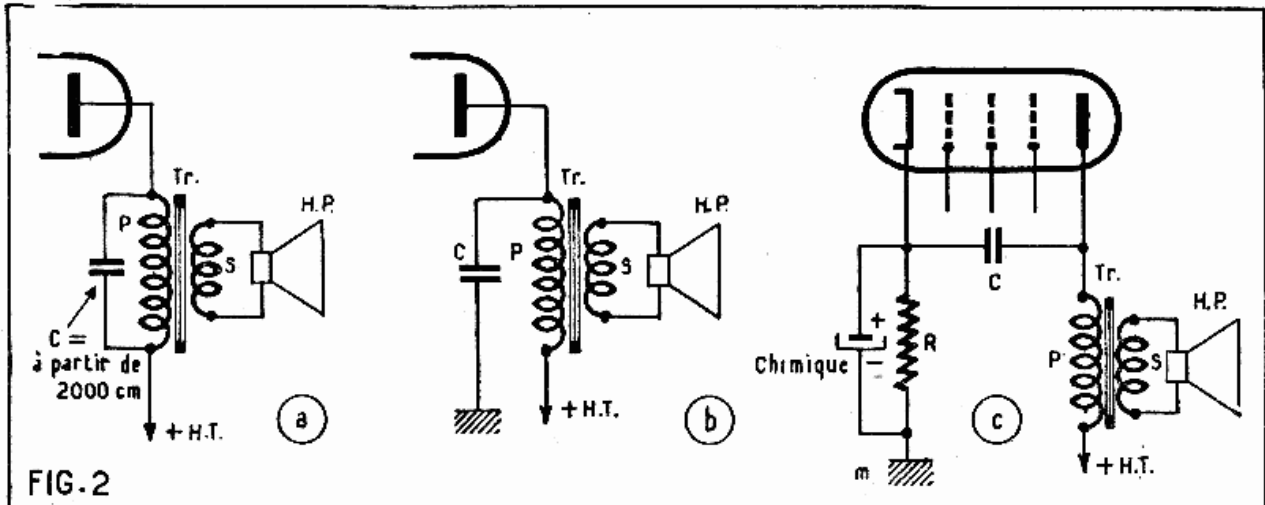


FIG. 2

C'est que l'on est parti d'une notion théorique un peu trop rapide : considérer les enroulements de l'écouteur *Télé* comme constituant une bobine d'arrêt IIF. Dans la réalité, les enroulements d'écouteur sont faits « en électro », donc à forte *capacité répartie*. En outre, il existe une *capacité entre les deux bobines de l'écouteur*.

Ainsi, la capacité shunt *nécessaire* est constituée naturellement par ces capacités : répartie et entre bobines.

En outre, si on veut aller plus loin, il est facile de montrer que la composante HF — qui existe bien — induit des courants tourbillonnaires dans les noyaux des bobines et par suite se dissipe en chaleur.

L'habitude étant prise, on a continué dans les postes à lampes, à monter un condensateur en dérivation sur le haut-parleur.

Il en résulte une *amélioration apparente des notes graves*.

En effet, les *graves* se font d'autant plus sentir que les *aiguës* sont plus atténuées.

L'effet du condensateur C est enfin d'autant plus sensible que l'*impédance* du primaire P du transformateur de couplage Tr est plus élevée. Tout peut évidemment être calculé, mais on va plus vite en procédant par expérience.

R. T.

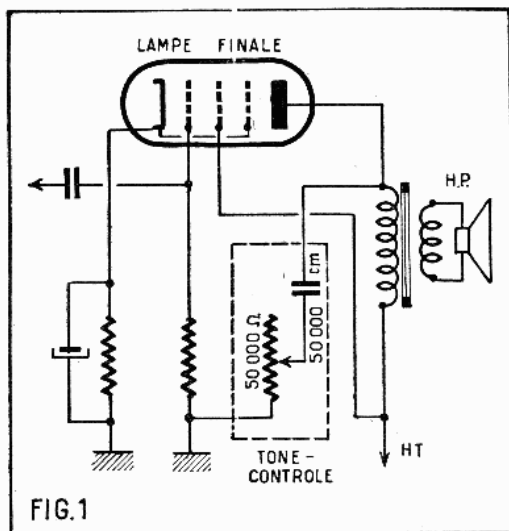
UN EFFICACE CONTROLE DE TONALITE

à l'aide de la contre-réaction bf

On sait qu'il est toujours utile, sinon indispensable de rectifier la courbe de réponse de la plupart des récepteurs et des amplificateurs, non seulement pour compenser l'affaiblissement aux extrémités (basses et aiguës) de la gamme, mais aussi pour corriger certains défauts des émissions radiophoniques et des disques enregistrés.

On se contente beaucoup trop souvent du classique et infiniment déplorable « tone control » qui cache, sous un vocable anglo-saxon, les pires défauts. En effet, cet accessoire schématisé en figure 1 dérive à la masse, et suivant la position au potentiomètre, tout ou partie des fréquences aiguës issues de la lampe finale. Le résultat apparent est un « adoucissement » de la tonalité et une réduction des parasites aigus. Le résultat réel est une déformation du timbre de la musique et de la parole par suppression totale des harmoniques et réduction des fréquences aiguës : le violon prend une tonalité d'alto sinon de violoncelle et la voix accentue le « son de tonneau » qui a déjà tendance à se manifester dans tous les récepteurs dont l'ébénisterie est toujours insuffisante acoustiquement.

Nous ne nous élèverons jamais assez



contre l'emploi du « tone control (figure 1) », argument commercial qui permet d'ajouter un bouton de réglage et qui compense l'absence de fréquences basses en étouffant les aiguës.

Il est un critère pour juger de la qualité musicale d'un récepteur :

1° Sur une musique d'orchestre, on doit entendre distinctement et à un niveau normal les instruments graves : contre-basse à corde, basson, tuba, etc...

2° Sur la parole (homme ou femme) les « S » doivent siffler distinctement, ce qui est la garantie que les fréquences reproduites dépassent les 5.000 périodes.

3° Les voix mâles ne doivent pas avoir un « son de tonneau » caractérisé par une résonance sur une fréquence médium-basse (entre 200 et 500 périodes).

C'est pour obtenir ces qualités qu'il est nécessaire de rectifier correctement la courbe de réponse d'un récepteur ou d'un amplificateur.

Il existe une infinité de systèmes permettant une telle rectification. Ils sont plus ou moins efficaces et plus ou moins compliqués et onéreux.

Le système que nous allons décrire présente le double avantage d'être simple et efficace. Il n'est d'ailleurs pas inédit, ayant

été monté sur des récepteurs de la « General Electric » aux U. S. A., mais il nous a paru pratique, facilement adaptable sur les divers types de récepteurs et s'est révélé, aux essais que nous avons faits, d'une efficacité étonnante en égard à sa simplicité.

Principe du correcteur.

Ce système peut être monté sur tout récepteur ou amplificateur possédant une réserve de puissance, ce qui est le cas général avec les appareils modernes dont les 2 à 3 W modulés ne sont jamais utilisés, le potentiomètre de contrôle de volume sonore n'étant jamais tourné à fond.

Comme tout système de contrôle de tonalité digne de ce nom, il comporte deux boutons de réglage, un pour les fréquences basses, l'autre pour les fréquences aiguës, ceci indépendamment du réglage de volume sonore habituel.

Son principe est simple :

1° On applique un certain pourcentage de contre-réaction à l'amplificateur BF (entre le secondaire du transfo de sortie et la cathode de la préamplificatrice).

2° Deux circuits à résistance capacité réglables, intercalés dans le circuit de contre-réaction, réduisent plus ou moins le taux de contre-réaction sur les fréquences basses et aiguës.

Ainsi le mécanisme du correcteur est simple et classique : d'une part on abaisse le niveau général de l'amplification et d'autre part on le relève aux deux extrémités de la gamme.

Nous avons schématisé ces opérations en figure 2 :

Figure 2a : courbe de réponse normale d'un récepteur.

Figure 2b : courbe abaissée de niveau général et dont les deux extrémités peuvent se relever à l'aide de deux circuits correcteurs variables. Les zones hachurées entre la courbe de niveau abaissé par la contre-réaction et la courbe corrigée représentent les possibilités de réglage des basses et des aiguës, à l'aide des résistances variables des circuits correcteurs.

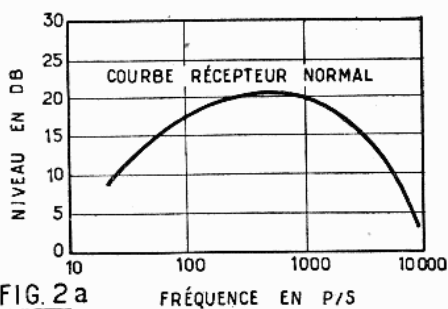


FIG. 2a

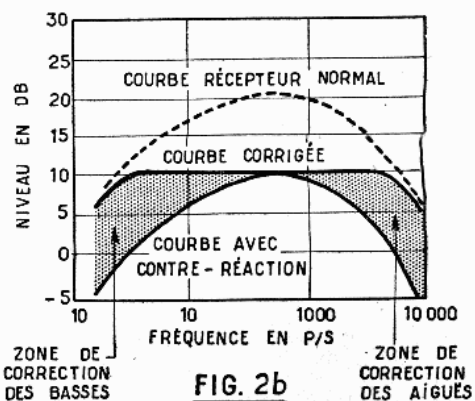
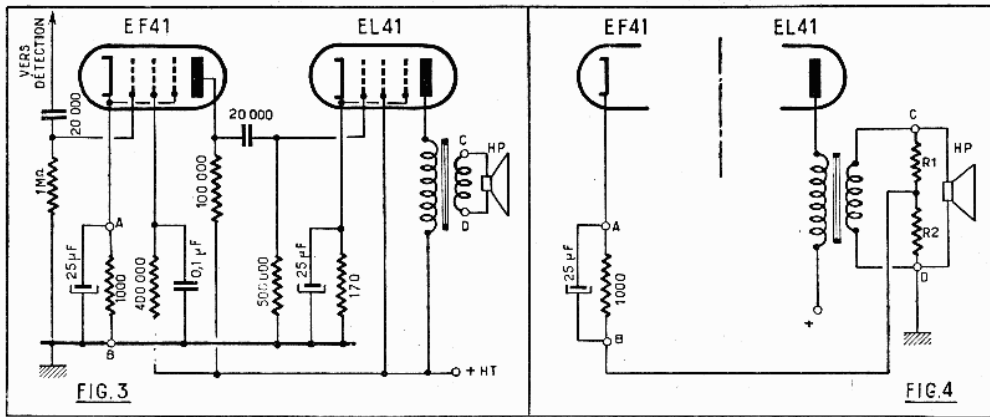


FIG. 2b



Le schéma du correcteur.

Il est simple. Il y a lieu tout d'abord de repérer sur le montage les deux points qui nous intéressent, soit : le secondaire du transformateur de modulation (ou les deux bornes de la bobine mobile) et la cathode du tube préamplificateur (après la détectrice ou, sur un amplificateur, le premier tube) et sa résistance de polarisation.

Etant donné qu'aucun organe du récepteur n'est à modifier, quel que soit le récepteur, nous prendrons comme exemple une BF classique équipée des Rimlocks EF41 et EL41 en sortie, étant entendu que le montage est le même pour tout autre type de lampes (montages courants et alternatifs). Nous reproduisons ce montage classique en figure 3, sur laquelle on remarquera les quatre points A, B, C et D où viendra se connecter notre montage.

Voyons maintenant notre correcteur en le décomposant :

1° Le circuit de contre-réaction.

Il est également classique. C'est un montage à contre-réaction sur la bobine mobile, système le plus efficace puisqu'il corrige les défauts du transformateur de sortie. On prélève une partie de la tension alternative disponible aux bornes de la bobine mobile et on la réinjecte « en phase » dans le circuit cathodique de la préamplificatrice (ce qui revient à la réinjecter en « opposition de phase » dans le circuit grille).

Ceci est fait à l'aide d'un dispositif potentiométrique formé de deux résistances en série intercalées dans le secondaire du transfo de sortie, ainsi qu'il est indiqué en figure 4.

On voit que le point B, au lieu d'être directement à la masse, ne rejoint celle-ci qu'après avoir traversé R2 aux bornes de laquelle existe une partie de la tension alternative appliquée à la bobine mobile, et qui se trouve ainsi incorporée au circuit cathodique. La valeur de R2 est choisie faible par rapport aux 1.000 Ω représentant la valeur correcte de polarisation de façon à ne pas modifier cette dernière. On prendra par exemple R2 = 50 ohms et R1 = 100 à 150 Ω suivant que l'on voudra (si la réserve de puissance l'autorise) avoir un taux de contre-réaction de 33 % (avec 100 Ω) ou de 25 % (avec 150 Ω). R1 peut d'ailleurs être une résistance variable de 100 à 200 Ω que l'on ajustera aux essais, R2 gardant sa valeur de 50 Ω.

Deux choses sont à noter :

a) Le condensateur de polarisation de 25 μF doit rester aux bornes de la R de polarisation de 1.000 Ω et ne pas être relié à la masse sous peine de shunter la contre-réaction.

b) Les bornes C et D du secondaire du

transformateur de sortie doivent être choisies dans un certain sens qui assure bien une contre-réaction. Dans l'autre sens, il y a réaction positive, qui est d'ailleurs immédiatement audible et se traduit par un hurlement dans le haut-parleur. Il suffit alors d'inverser C et D.

Voyons maintenant :

2° Le circuit correcteur des aiguës.

Nous avons dit plus haut qu'il fonctionnait en réduisant le taux de contre-réaction sur le haut de la gamme.

Cette fonction est obtenue très simplement en shuntant R2 par un condensateur de forte valeur (type électro-chimique sous carton, isolé à 50 V). En effet, en adoptant une valeur de 10 μF, notre résistance R2 de 50 Ω sera mise en parallèle sur la capacité du condensateur de 10 μF qui est de 160 Ω à 100 périodes, 16 Ω à 1.000 périodes et 1,6 Ω à 10.000 périodes.

Cela revient à transformer R2 en résistance variable avec la fréquence, sa valeur (donc le taux de contre-réaction) étant d'autant plus forte que la fréquence est basse. Pour pouvoir doser cet effet on met en série avec C, une résistance variable de 50 Ω, les aiguës étant d'autant plus renforcées que cette résistance variable sera faible. Notre figure 5 montre ce circuit.

3° Le circuit correcteur des basses.

Pour réduire le taux de contre-réaction sur les basses fréquences on fait une opération semblable à la précédente, mais on joue sur R1 au lieu de jouer sur R2.

En effet, si l'on diminue le taux de contre-réaction en diminuant la valeur de R2 à certaines fréquences, on diminue également la valeur du taux de contre-réaction en augmentant la valeur de R1 qui se trouve dans l'autre branche du potentiomètre R1-R2.

En l'occurrence il convient de diminuer

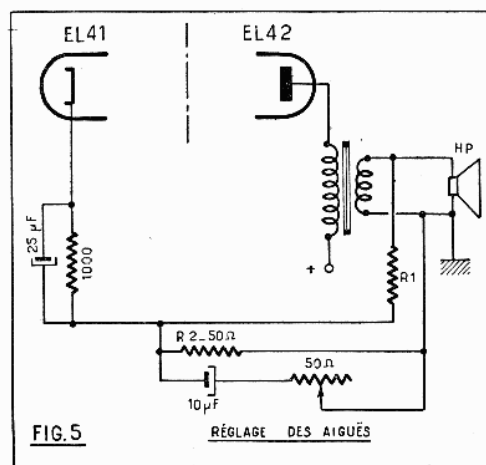


FIG. 5

RÉGLAGE DES AIGÜES

le taux de contre-réaction sur les basses fréquences et, par conséquent, d'augmenter la valeur de R1 sur ces mêmes fréquences.

La chose est aisée : il suffit de mettre en série avec R1 un condensateur dont la capacité sera très faible sur les aiguës et le médium et forte sur les basses (par rapport à la valeur du R1).

En prenant une valeur de 2 μF (condensateur fixe type P.T.T. isolé au papier, peu importe la tension d'isolement) on a les valeurs de capacité suivantes :

A 10.000 p.p.s. = 8 Ω.

A 1.000 p.p.s. = 80 Ω.

A 100 p.p.s. = 800 Ω.

On voit que, par rapport aux 150 Ω de R1, on varie peu sa valeur entre 10.000 et 1.000 périodes alors qu'on la multiplie par 8 à 100 périodes.

On rendra réglable l'effet de contrôle des « basses » en shuntant le condensateur de 2 μF par une résistance variable de 1.000 Ω.

La figure 6 montre ce circuit monté indépendamment du circuit correcteur des aiguës.

Réalisation du correcteur.

Nous venons de voir les détails des sché-

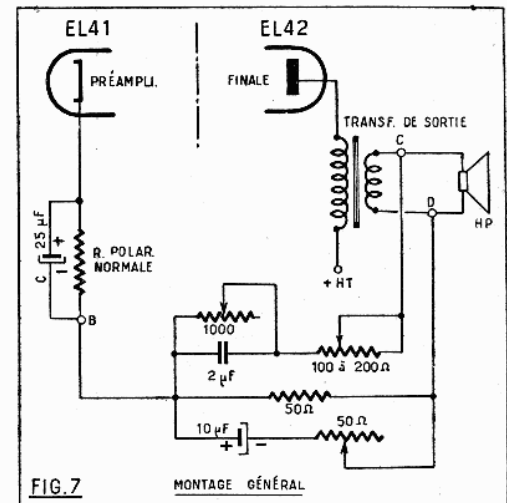


FIG. 7

MONTAGE GÉNÉRAL

mas de la contre-réaction et des deux circuits correcteurs. La réalisation est ainsi simplifiée puisque, pour avoir le schéma général de montage, il suffit de combiner les figures 5 et 6, ce que nous avons fait en figure 7.

(Suite page 25.)

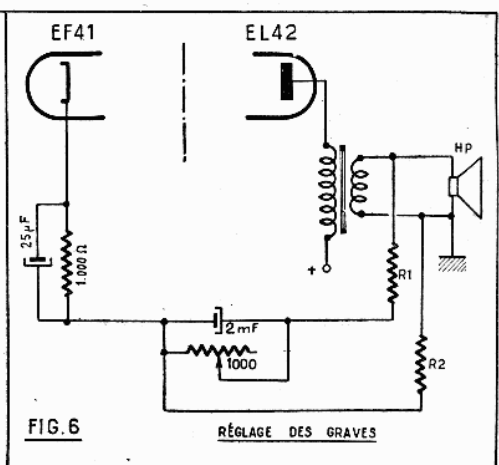


FIG. 6

RÉGLAGE DES GRAVES

Un efficace contrôle de tonalité.

(Suite de la page 15.)

Les valeurs sont indiquées sur la figure, la liste du matériel nécessaire est la suivante :

- 1 résistance de 50 Ω , 1 W.
- 1 résistance bobinée variable de 100 à 200 Ω , 1 W.
- 1 rhéostat de 50 Ω .
- 1 rhéostat de 1.000 Ω .
- 1 condensateur P.T.T. de 2 μ F (isolement quelconque).
- 1 condensateur électrochimique sous carton de 10 μ F isolé à 50 V.

Pour le montage, il y a intérêt à grouper tout l'ensemble des condensateurs et des résistances en un endroit où les deux commandes puissent être facilement accessibles, ou bien dans un petit boîtier séparé.

Tous les circuits correcteurs étant à basse impédance, il y a peu à craindre des inductions parasites. Ne pas, cependant, établir ces circuits trop près du transfo d'alimentation. Aucun fil blindé n'est nécessaire.

La mise au point est inexistante sauf l'inversion éventuelle des points C et D, comme nous l'avons dit plus haut.

Remarques : Si le récepteur ou l'ampli comporte déjà un dispositif de contre-réaction il y a lieu de le supprimer car l'atténuation serait trop importante.

Le relèvement des fréquences basses peut faire ressortir un défaut de filtrage (ronflement à 50 p.p.s.) qui passait inaperçu auparavant. Il y a lieu dans ce cas d'améliorer la cellule de filtrage (augmentation de la self de filtre et des électrolytiques).

Dans les cas, très rares, où un bruit de « motor boating » apparaît, il est nécessaire de réduire le taux de contre-réaction (passer de 150 à 200 Ω pour R1), non sans avoir, auparavant, interverti le branchement au primaire du transformateur de sortie (des capacités parasites pouvant influencer).

On sera étonné de l'amélioration apportée par ce petit montage, tant dans la musicalité générale que dans la reproduction de la parole (il est conseillé pour la parole d'avantager les basses au minimum).

LES CONTROLES DE TONALITÉ (1)

Filtere isophonique.

Le filtre isophonique n'est autre que le filtre en T, que nous avons vu dans le montage précédent, perfectionné de manière à creuser le médium. Nous le retrouvons dans le schéma de la figure 11 qui, cette fois est un contrôle de tonalité à positions.

Nous voyons sur cette figure un commutateur à deux sections 4 positions. La position 1 donne une liaison tout à fait classique et n'apporte aucune correction. La position 2 place un condensateur de 5.000 pF en shunt sur le potentiomètre de puissance, ce qui a pour effet d'éliminer une partie des fréquences aiguës. C'est la position grave. La position 3 met en service un filtre formé de deux condensateurs (1.000 et 3.000 pF) et d'une résistance de 0,25 M Ω . Ce filtre a pour effet de favoriser le médium. Cette position est recommandée pour les auditions parlées.

Enfin la position 4 introduit un autre filtre qui, précisément est celui du paragraphe précédent, mais complété par un condensateur de 500 pF en série avec une résistance de 50.000 Ω . Ce filtre ainsi transformé favorise les graves et les aiguës par rapport au médium. C'est la position « musicale ».

Encore un tone contrôle progressif très simple.

C'est celui de la figure 12. Le fonctionnement est simple. Si le potentiomètre a son curseur du côté du condensateur, les fréquences aiguës sont dérivées vers la masse et la tonalité est grave. Au contraire, si le curseur est vers la self de 10 ou 15 henrys, le condensateur qui se trouve en série avec toute la résistance de 1 M Ω n'a aucune influence sur les fréquences aiguës. Par contre la self présente une très faible impédance aux fréquences basses et les dérive à la masse; la tonalité est par conséquent aiguë. Pour toutes les positions intermédiaires du potentiomètre, on aura toute une

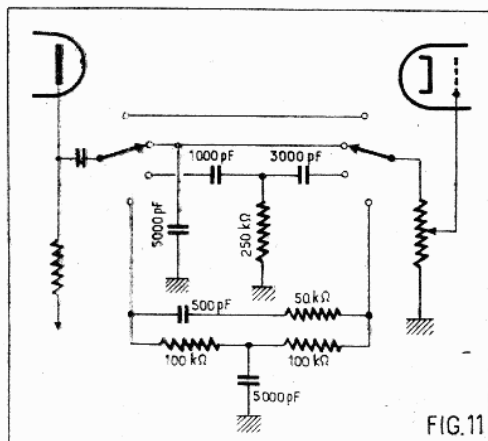


FIG. 11

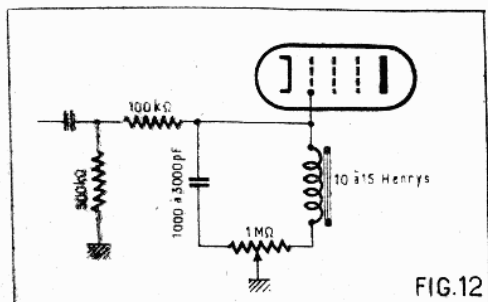


FIG. 12

variété de tonalités allant de l'aigu au grave.

Il faut cependant se méfier des systèmes introduisant une self dans un amplificateur. En effet, il peut se produire des couplages entre cette self et le transformateur d'alimentation ce qui donne lieu à des ronflements. Il convient donc de bien blinder la self et de lui donner un emplacement et une orientation qui éliminent les couplages indésirables.

Contrôle de tonalité par contre-réaction.

Nous savons que la contre-réaction a pour effet de réduire le gain d'un amplificateur et cela d'autant plus que le taux de contre-réaction est élevé. Si on imagine un circuit de contre-réaction dont le taux diminue pour les fréquences aiguës et les fréquences graves, on comprend que l'amplification de ces fréquences sera plus grande que l'amplification du médium, on obtiendra donc la courbe de réponse qui convient. On peut également rendre le taux de contre-réaction réglable pour ces fréquences extrêmes et on a ainsi un moyen de doser séparément les graves et les aiguës.

La figure 13 montre un exemple de contrôle de tonalité par contre-réaction. La tension est prise aux bornes de la bobine mobile du HP. La fraction de cette tension qui existe aux bornes de la résistance de 50 Ω est reportée sur la cathode de la lampe en opposition de phase avec le signal d'entrée. C'est lui qui détermine la réduction de l'amplification du médium. On peut considérer en gros que le taux de contre-réaction fixe est déterminé par le rapport du pont formé des résistances de 400 Ω et de 50 Ω .

Mais, dans la branche formée par la résistance de 400 Ω se trouve un condensateur de 2 μ F dont l'impédance augmente pour les fréquences graves. Pour ces fréquences l'impédance de cette branche augmente et la fraction de la tension aux bornes de la 50 Ω diminue, le taux de contre-réaction se trouve réduit dans les mêmes proportions et pour les fréquences basses, l'amplification augmente. Le potentiomètre 1.000 Ω sert au dosage. En effet, lorsqu'il a sa valeur maximum, il influe peu sur l'impédance du condensateur qui alors a son efficacité maximum. Par contre, pour sa valeur minimum, il court-circuite le condensateur et tout se passe comme si cette capacité n'existait pas. Voilà pour le contrôle des graves. Voyons l'autre branche. La résistance de 50 Ω est shuntée par un condensateur de 20 μ F en série avec un potentiomètre de 1.000 Ω . Supposons tout d'abord le curseur du potentiomètre à la masse. Le 20 μ F présente une faible impédance pour les fréquences élevées. Il réduit donc la branche du circuit de contre-réaction et diminue pour ces fréquences le taux de contre-réaction. Les aiguës sont donc plus amplifiées que le médium. Si on manœuvre le potentiomètre de 1.000 Ω , on introduit en série avec le condensateur une résistance de plus en plus grande, ce qui réduit son efficacité et on diminue progressivement l'amplification des aiguës.

En matière de conclusion.

Nous n'avons pas la prétention d'avoir épuisé le sujet mais nous pensons avoir situé le problème et surtout que les quelques exemples donnés seront utiles à nos lecteurs. Ils pourront y puiser avec profit, lorsqu'ils voudront établir le schéma d'un bon amplificateur ou récepteur.

Bien sûr, il existe d'autres dispositifs et chacun au gré de son imagination peut en

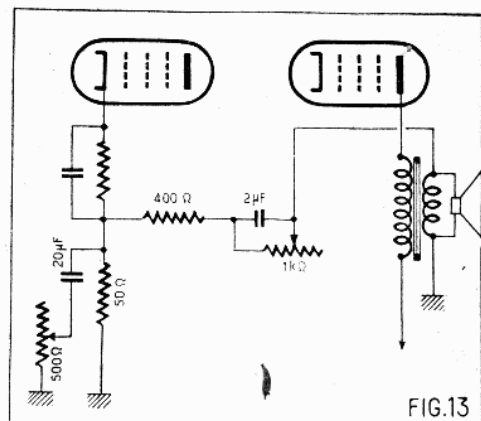


FIG. 13

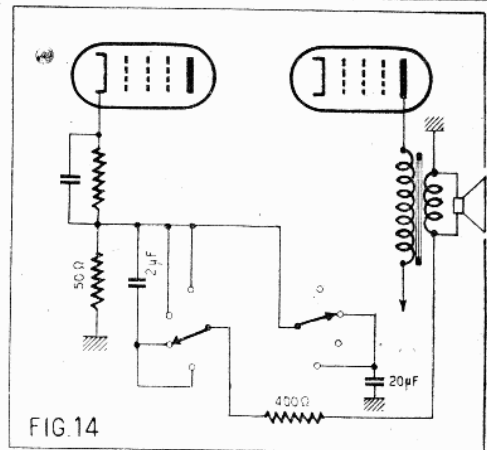


FIG. 14

inventer de nouveaux dérivant de ceux indiqués.

Signalons qu'on peut prévoir des filtres plus complexes véritables passe-bande, séparant nettement les bandes « aiguës », « médium » et « graves » du spectre sonore. La mise au point est toutefois très délicate. Enfin, les amplificateurs à plusieurs canaux et plusieurs haut-parleurs dont notre revue a donné récemment un exemple, permettent aussi de doser efficacement la tonalité et de donner plus de relief aux auditions. Mais cela sort du cadre que nous nous sommes assigné. D'ailleurs nous aurons certainement l'occasion de revenir sur cette question particulièrement vaste et où se trouve la clé du problème de l'amplification BF à haute fidélité.

(1) Voir le début de cette étude dans le précédent numéro.

ETAGES HF POUR SUPER-RÉACTION

par le R. P. MICHEL KAUFFMANN

A en juger par l'intérêt manifesté par de nombreux lecteurs, il est probable que sont légion ceux qui ont essayé les montages à super-réaction décrits dans *Radio-Plans*, et normalement destinés à l'écoute des émissions FM.

Pourtant, il convient de faire une double réserve sur l'utilisation de tels montages : technique et administrative. L'on sait que l'extrême sensibilité de la super-réaction repose sur le fait qu'à une fréquence de découpage ultra-sonore la lampe franchit le seuil d'accrochage en HF autour de la fréquence à recevoir. Dans les courts instants où l'on passe tout prêt de l'accrochage, le circuit oscillant voit son coefficient de surtension augmenter, mais dans les instants où la lampe accroche, elle se comporte comme un véritable émetteur qui n'est guère stabilisé : le résultat global ne consiste pas seulement en un montage simple et cependant très sensible, capable de recevoir aussi bien les signaux modulés en amplitude que ceux modulés en phase ou en fréquence... il expédie aussi dans la nature une large bande de fréquences parasites modulées en BF comme par un bruit de fond. C'est la raison pour laquelle l'administration des P et T, responsable du contrôle des installations radio-électriques, interdit l'usage de ce montage en ondes normales et ne l'autorise en VHF qu'à la condition expresse qu'il soit précédé d'un étage HF séparateur efficace et que le tout soit parfaitement blindé.

Attaque de la super-réaction par la grille.

L'antenne attaque la cathode de la triode HF (avec les variantes dont nous parlerons à la fin de cet article), la grille est à la masse. La plaque est chargée par une self de choc VHF que l'on réalisera comme indiqué dans les articles précédents. Cependant une amélioration consiste, au lieu d'employer comme mandrin la traditionnelle résistance 1 W, d'enrouler les quelques 20 ou 30 tours de fil fin sur un petit morceau de gaine plastique (pouvant provenir d'une chute de câble coaxial). Le fil sera arrêté aux deux extrémités en passant dans un petit trou percé à l'aide d'une

aiguille. Le signal HF est transmis au circuit accordé de la super-réaction par une petite capacité de 2,2 pF à 4,7 pF.

Attaque de la super-réaction par la plaque.

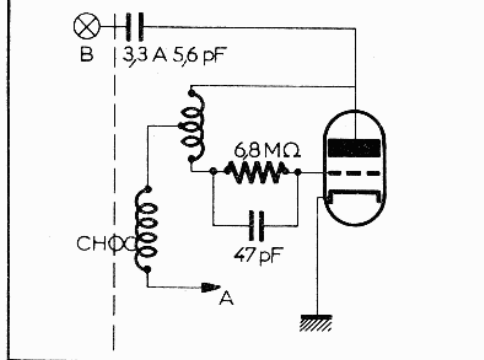
L'étage HF ne diffère en rien du précédent, mais la tension HF amplifiée est transmise sur la plaque du tube suivant à travers une capacité de 2,2 à 5,6 pF.

Attaque par la cathode.

La plaque HF est chargée par une self de choc, mais on gagnerait à y insérer un circuit accordé. La tension HF est transmise à la cathode suivante par une capacité de 5,6 à 12 pF. Cette cathode est isolée au point de vue HF par une self de choc. On pourrait très bien assurer la liaison par un circuit en π derrière une capacité de 470 pF, ce qui améliorerait la sélectivité, chose utile en réception standard mais moins en FM.

Quant à l'étage super-réaction, il se trouve, lui aussi, accommodé de trois façons différentes, la deuxième étant la plus connue. De toute manière on y retrouve toujours le circuit oscillant et le groupe résistance élevée, petite capacité

FIG. 2 ATTAQUE PAR LA PLAQUE



VARIANTE LIAISON POUR SCHEMA 3

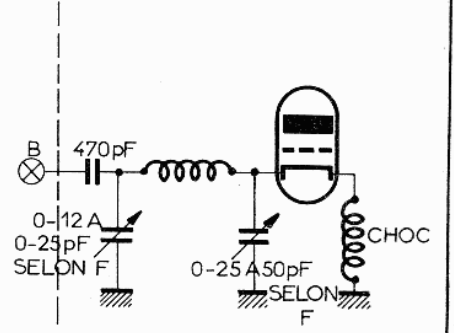
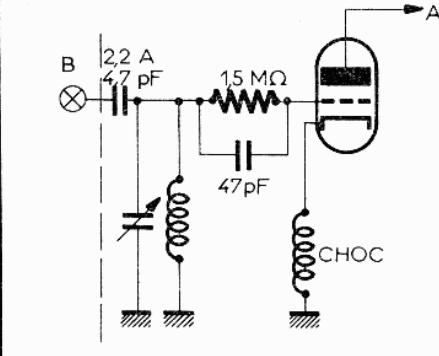
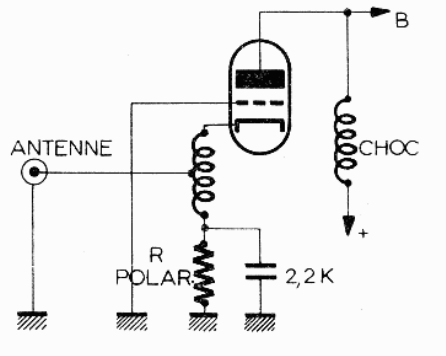


FIG. 1 ATTAQUE PAR LA GRILLE



VARIANTE ENTREE H.F.



qui assure le découpage. Dans le cas 1 et 3, une self de choc HF est nécessaire dans le circuit de cathode.

Variantes entrées HF.

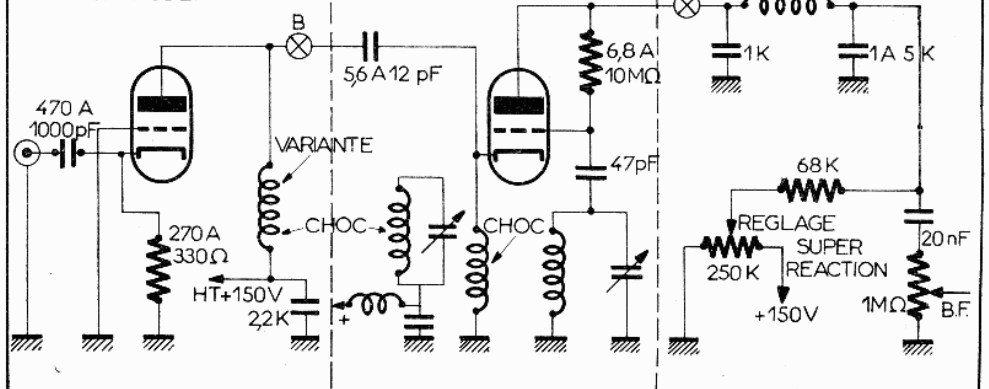
Si l'antenne utilisée est d'impédance 300 Ω et que la cathode accepte une résistance de polarisation de cette même valeur, on couplera l'antenne par une simple capacité de 500 à 1 000 pF. En toute rigueur il faudrait un câble coaxial dissymétrique, mais sur la bande FM et en réception, cela fonctionnera parfaitement malgré tout.

Si la lampe accepte de fonctionner avec

Pour permettre à ceux qui le désirent, de se mettre en règle avec les normes officielles... tout en améliorant notablement les résultats, voici plusieurs manières d'attaquer une super-réaction à partir d'étages HF. Dans tous les cas nous supposons qu'une seule triode est montée en super-réaction, mais le lecteur désireux d'en monter deux en parallèle fera aisément les transpositions nécessaires.

Bien que tout circuit d'ampli HF puisse convenir, nous avons retenu le montage « grille à la masse » : gain appréciable, faible de souffle, neutrodynage inutile puisque la plaque et le circuit d'entrée sur cathode sont séparés par la grille à la masse, effet de séparation recherché très efficace (à condition que le montage soit réalisé avec soin et qu'un blindage soit disposé sur le support de lampe entre les deux étages).

FIG. 3 ATTAQUE PAR LA CATHODE.



une résistance de l'ordre de 75Ω , l'adaptation avec un coaxial classique sera bonne.

On peut enfin disposer la résistance de polarisation désirée, shuntée en HF par une capacité de $2\ 200\ \text{pF}$ et reliée à la cathode par une self de quelques tours que l'on réglera sur la bande uniquement au moyen des capacités du montage. L'impédance de la cathode dans ce circuit étant très proche de $1/S$, on trouvera toujours une prise sur cette bobine qui donnera une impédance comprise entre 0 et $1/S$. Si, d'aventure, on avait besoin d'une prise à impédance supérieure, c'est la cathode que l'on brancherait sur une prise intermédiaire et l'on trouverait des impédances supérieures au-dessus de cette prise.

Tubes recommandés : 6BQ7A ; ECC85 ; ECC189.

Conclusion.

Grâce à un tel montage, réalisé avec soin et blindé, chacun pourra se livrer aux joies de l'écoute, sans gêner les récepteurs voisins. En diminuant le nombre de spires au circuit oscillant, il est possible de se situer dans la bande des 144 MHz et d'y entendre de nombreux amateurs.

R. P. Michel KAUFFMANN.

LA POLARISATION DES LAMPES

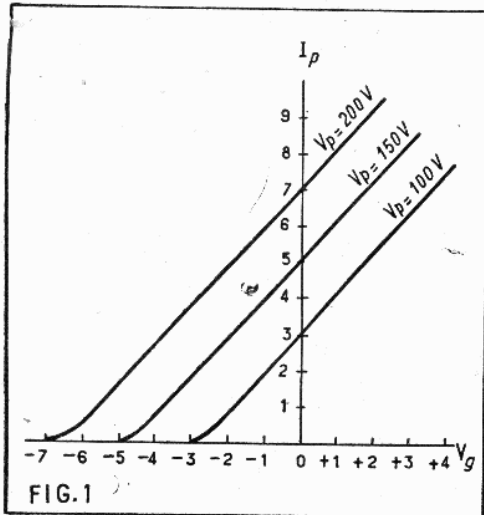
LES MOYENS PRATIQUES DE L'OBTENIR

Pour fonctionner correctement une lampe doit avoir ses diverses électrodes portées à des tensions bien définies qui, d'ailleurs, dépendent les unes des autres. Ainsi l'utilisation d'une certaine valeur de tension plaque détermine pour un usage donné une certaine valeur de la tension écran. Parmi ces tensions, il en est une extrême-

ment importante, c'est la tension de polarisation de la grille de commande. Alors que pour les autres potentiels une certaine tolérance est parfaitement admissible, il faut le plus souvent que la tension de polarisation soit terminée très exactement et d'une façon stable, sinon on risque fort des perturbations dans le fonctionnement de l'étage.

Rôle de la polarisation.

Si nous voulons comprendre le rôle de la polarisation, il n'est pas inutile de faire un peu de théorie. Une lampe de radio, que ce soit une triode ou une lampe à plus grand nombre d'électrodes, telle une pentode, a des caractéristiques qui sont définies par un réseau de courbes. Considérons la figure 1 : elle représente le réseau de courbes caractéristiques d'une lampe triode. Que signifient ces courbes ? Prenons celle



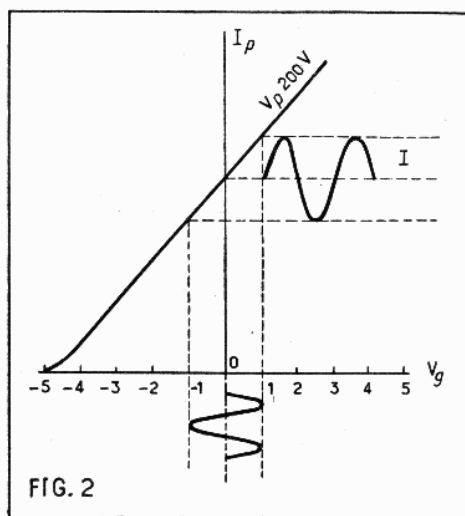
marquée $V_p = 100$ V ; cela signifie qu'elle a été tracée pour une valeur de tension plaque de 100 V, et elle indique les valeurs du courant plaque correspondant à différentes valeurs de tension appliquées sur la grille. Nous trouvons d'abord des tensions négatives, puis une tension nulle et ensuite des tensions positives. L'examen de cette courbe montre que le courant plaque croît à mesure que la tension grille devient de moins en moins négative, puis de plus en plus positive. La courbe $V_p 150$ V donne les mêmes indications, mais pour une tension plaque de 150 V ; de même la courbe $V_p = 200$ V pour laquelle la tension plaque est de 200 V.

Partant de ces courbes on peut calculer les différents coefficients qui, généralement, sont donnés dans les notices des constructeurs : coefficient d'amplification, pente, résistance interne. Mais ce n'est pas là l'objet de cet article. On peut aussi tracer à partir de ces courbes les variations du courant plaque qui se produisent lorsqu'on applique un signal périodique à la grille, ce qui est le cas général en radio (amplification d'un signal HF ou BF). Ainsi, nous avons représenté, figure 2, un signal alternatif qui fait varier le potentiel de grille de +1 V à -1 V. Nous obtenons, grâce à la courbe, la variation correspondante du courant plaque qui est représentée par la

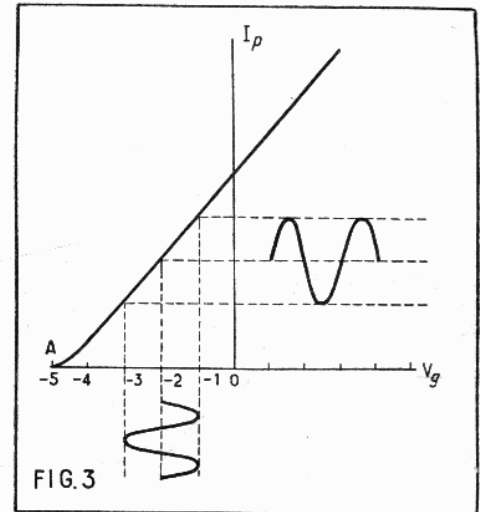
courbe L. Si une impédance de charge est placée dans le circuit plaque de la lampe cette variation de courant provoque à ses bornes une différence de potentiel de même forme beaucoup plus importante que celle appliquée à la grille. C'est en cela que consiste le pouvoir amplificateur de l'étage équipé avec cette lampe.

Pourtant on ne peut utiliser la lampe de cette façon. En effet le point de fonctionnement au repos correspond à une tension 0 sur la grille de commande et le signal appliqué a pour effet de rendre tour à tour cette grille négative et positive comme vous pouvez le constater sur la figure 2. Pour les alternances rendant la grille positive, il y a apparition d'un courant de grille qui modifie les caractéristiques du circuit d'entrée ce qui en pratique se traduit par une distorsion, c'est-à-dire une déformation du signal à amplifier. D'autre part, comme le montre la figure 2, le point de potentiel grille zéro correspond à un courant plaque au repos important.

Si, par contre, on applique à la grille un potentiel fixe négatif, on diminue le courant plaque et on peut ainsi choisir un point de fonctionnement pour lequel le signal ne rendra jamais la grille positive, ce qui ne provoquera pas de distorsion par courant de grille. C'est ce qui est obtenu à la figure 3 où une tension négative de 2 V est appli-



quée à la grille. On voit que le signal périodique de 1 V ne rend jamais la grille positive. Cette tension négative, que l'on applique à la grille de commande d'une lampe, s'appelle la polarisation. Toutes les tensions auxquelles on soumet les électrodes d'une lampe sont branchées entre l'électrode considérée et la cathode qui est prise comme point d'origine. De même la polarisation est branchée entre la grille de commande

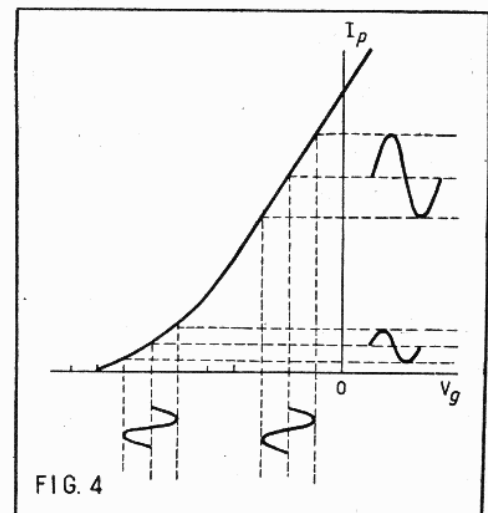


et la cathode. Donc quand on dit que l'on polarise une grille de $-x$ V cela sous-entend toujours : par rapport à la cathode.

La polarisation a encore un autre rôle. On sait que les caractéristiques des lampes ne comportent pas que des parties rectilignes. Or ce ne sont que dans ces parties que la lampe amplifie fidèlement les tensions alternatives HF ou BF qui lui sont appliquées. Par un choix judicieux de la valeur de la polarisation on peut amener le point de fonctionnement au milieu d'une partie droite des courbes et éviter ainsi la déformation du signal à amplifier.

Dans certains cas, comme par exemple la détection par coude de plaque, la polarisation sert à amener le point de fonctionnement à la naissance du courant de plaque par exemple au point A sur la courbe de la figure 3. On voit que pour cet exemple il faut une polarisation négative de grille de -5 V.

Enfin certaines lampes utilisées notamment pour l'amplification HF ou MF sont à pente variable. La courbe d'une telle lampe ne comporte pas de partie droite, mais présente une courbure continue qui n'est pas possible pour les signaux de faible amplitude qu'on a alors à amplifier, car elle est peu accentuée et, sur une faible portion peut être considérée comme une droite. La figure 4 montre la courbe d'une lampe à pente variable. Sans entrer dans une vaste théorie, on voit que la pente est faible pour les fortes valeurs de polarisation et augmente à mesure que la polarisation diminue. Or la valeur de la pente d'une lampe détermine son pouvoir amplificateur. On voit nettement sur la figure



que pour une forte polarisation de la grille l'amplification du signal est plus faible que pour une petite polarisation. Avec les lampes à pente variable on peut donc contrôler l'amplification de l'étage en faisant varier la polarisation.

Comment obtenir pratiquement la tension de polarisation.

Au début de la radip, lorsque les lampes étaient à chauffage direct et l'alimentation constituée par des batteries de piles ou d'accumulateurs, la solution très simple adoptée consistait en l'emploi d'une pile dite de polarisation. Cette pile fournissant la tension désirée avait son pôle positif relié à la masse ou au point le plus négatif du filament, ce qui revient au même,

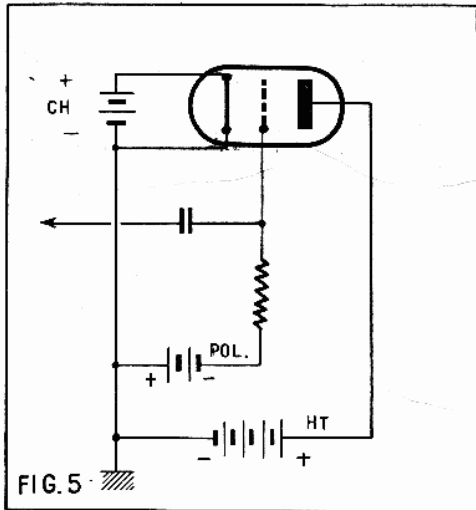


FIG. 5

puisque ce point était normalement réuni à la masse et son pôle négatif à la base du système d'attaque de la grille de commande (secondaire de transformateur ou résistance de fuite) figure 5. Nous citons ce cas périmé pour mémoire et parce qu'il fait bien comprendre ce que l'on désire obtenir lorsqu'on polarise une lampe. On voit que la grille de la lampe de la figure 5 est portée à un potentiel négatif (celui du pôle - de la pile) par rapport au filament.

Lorsque les postes alimentés directement sur le secteur firent leur apparition, il devenait illogique de conserver une pile pour la polarisation, d'autant plus que la polarisation qui, jusque-là, avait été réservée aux lampes BF s'étendait à toutes les lampes du récepteur. On a donc imaginé d'autres procédés.

Polarisation par la cathode.

Il s'agit là du procédé le plus couramment employé. Il n'est d'ailleurs applicable que pour les lampes à chauffage indirect, c'est-à-dire possédant une cathode qui rend complètement indépendant le filament de chauffage et la couche d'émission d'électrons.

Considérons la figure 6 où est insérée une résistance entre la cathode et la masse. Le courant plaque de la lampe parcourt la résistance dans le sens de la flèche. Ce courant provoque dans la résistance une chute de tension dont les polarités sont celles indiquées. Cette différence de potentiel a pour effet de rendre la cathode positive par rapport à la masse. Or, la grille est reliée à la masse par le système qui lui transmet le signal à amplifier (dans le cas de la figure : la résistance de fuite). Le fait de rendre la cathode positive par rapport à la masse équivaut donc à la rendre positive par rapport à la grille. Mais rendre la cathode positive par rapport à la grille

revient à rendre la grille négative par rapport à la cathode. Donc le résultat cherché est obtenu.

Mais le circuit plaque n'est pas parcouru uniquement par le courant continu d'alimentation, il l'est aussi par le courant modulé qui a été amplifié par la lampe. Il ne faut pas que ce dernier traverse la résistance de polarisation, sinon il y créerait une différence de potentiel de même forme qui serait aussi appliquée à la grille - et, en principe, en opposition de phase avec le signal d'entrée qui, de ce fait, perturberait le fonctionnement de l'étage. Il faut donc dériver ce courant modulé et pour cela on monte en parallèle sur la résistance un condensateur dont la valeur est choisie de façon qu'il offre un passage facile à ce courant. S'il s'agit d'un courant HF, la valeur généralement adoptée est comprise entre 50.000 centimètres et 0,1 μ F. Si c'est un courant BF, on prend une valeur comprise entre 10 et 50 μ F.

Voyons comment déterminer la valeur de la résistance nécessaire pour obtenir une tension de polarisation donnée. La tension de polarisation sera proportionnelle à la valeur de la résistance et à celle du courant qui la traverse. S'il s'agit d'une triode, ce courant est le courant plaque de la lampe. S'il s'agit d'une pentode, ce courant est égal à la somme du courant plaque et du courant écran. D'une façon générale, ce courant est égal à la somme des courants des différentes électrodes de la lampe. Nous appelons la somme de ces courants le courant cathode de la lampe.

Le problème se pose de la façon suivante : Étant donné que le courant cathode de la lampe a une valeur X et que la polarisation nécessaire doit être de y quelle valeur de résistance faut-il employer pour obtenir cette polarisation ? Le résultat est obtenu par l'application de la loi d'ohm, c'est-à-dire en divisant la valeur de polarisation, exprimée en volts, par la valeur du courant plaque exprimée en ampères. La valeur de résistance est alors obtenue en Ω .

Prenons pour exemple une 6K7 fonctionnant en amplificatrice MF. Le courant plaque de cette lampe utilisée avec une tension plaque de 250 V est de 7 mA, soit 0,007 A. Le courant écran est de 1,7 mA, soit 0,0017 A et la tension de polarisation nécessaire de 3 V.

Le courant cathode est de $0,007 + 0,0017 = 0,0087$ A.

La valeur de résistance de polarisation sera de $3 / 0,0087 = 344 \Omega$, soit en chiffres ronds 350 Ω .

Ce procédé de polarisation est simple et d'un fonctionnement sûr. On peut certes lui reprocher, d'une part, que la cathode

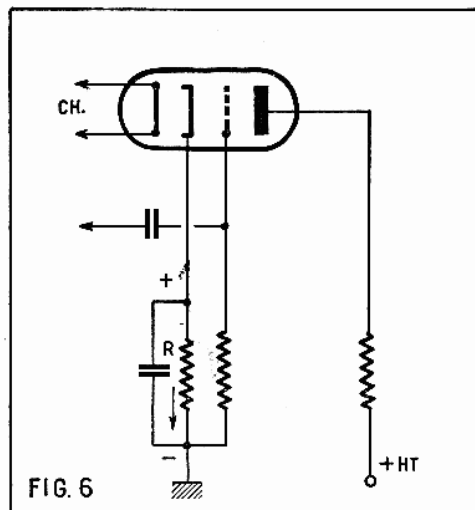


FIG. 6

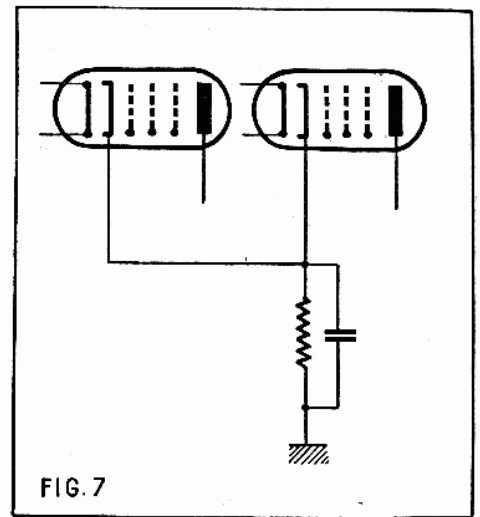


FIG. 7

n'est pas directement reliée à la masse, ce qui, malgré la présence du condensateur de découplage, peut en HF amener une légère baisse du gain de l'étage, surtout en OC et, d'autre part, que la valeur de polarisation est fonction du courant cathodique d'une seule lampe et peut varier si ce courant varie. Ce sont là des inconvénients mineurs qui dans la plupart des cas sont négligeables.

Quelquefois lorsque deux lampes doivent avoir la même valeur de polarisation, on utilise une résistance de polarisation commune (fig. 7). Le calcul de la résistance est le même que précédemment, mais il est évident que le courant est égal à la somme des courants « cathode » des deux lampes.

Cette polarisation commune ne doit d'ailleurs être utilisée qu'avec circonspection, car elle risque d'introduire entre étages des couplages pouvant provoquer des accrochages.

Polarisation par le moins.

Un autre procédé de polarisation est celui dit « par le moins ». Soit le montage d'alimentation de la figure 8. Examinons la résistance R, elle est parcourue par le courant total de toutes les lampes dans le sens de la flèche. Ce qui provoque à ses bornes une chute de tension avec les polarités indiquées. On voit que tous les points de cette résistance et en particulier son extrémité a sont à des potentiels négatifs par rapport à la masse. Ces potentiels pour une résistance donnée sont d'autant plus importants qu'on se rapproche du point a. Si une lampe comme L1 a sa cathode réunie à la masse et sa grille au point a par l'intermédiaire du système de liaison, on comprend immédiatement que la grille est polarisée négativement par rapport à la cathode, ce qui est bien le résultat cherché et que la valeur de la polarisation dépend de celle de la résistance et de celle du courant total du poste. Si en plus de L1, on a une ou plusieurs lampes à polariser à des tensions différentes, comme par exemple L2, on peut faire une prise sur la résistance R au point où on obtient la tension de polarisation désirée. Comme vous pouvez le constater, ce genre de polarisation nécessite certaines modifications du schéma classique d'alimentation. Ainsi le condensateur d'entrée du filtre n'a pas son pôle négatif relié à la masse, mais au point milieu de l'enroulement HT du transformateur d'alimentation. S'il en était autrement, les composantes ondulées du courant redressé qui sont dérivées par le condensateur traverseraient la résistance de polarisation et y provoqueraient une

différence de potentiel de même forme. Cette différence de potentiel serait transmise à la grille de commande des lampes polarisées, ce qui se traduirait par un ronflement ou un chevrottement de la réception. Chaque point de la résistance R où est prise une polarisation doit être découplé par un condensateur de forte valeur. Enfin il est prudent de prévoir des cellules de découplage entre les points de la résistance de polarisation et les grilles à polariser comme nous l'avons représenté sur la figure 8, ceci afin d'éviter les couplages entre les différents étages qui pourraient se traduire par des accrochages.

Le calcul de la valeur de la résistance se fait toujours en appliquant la loi d'Ohm. On divise la valeur de la polarisation à obtenir par celle du courant total du poste. Supposons, à titre d'exemple, que le courant total du poste soit de 50 mA et que l'on désire une polarisation de 2 V pour L2 et 6 V pour L1. Le tronçon de résistance compris entre la masse et le point b sera de $2 \text{ V} / 0,05 \text{ A} = 40 \Omega$ et la valeur totale de la résistance de $6 / 0,05 = 120 \Omega$. En réalité, on montera en série deux résistances : une de 40Ω et une de 80Ω .

Un autre procédé de polarisation par le moins est celui indiqué à la figure 9. On place la self de filtre, qui peut d'ailleurs être constituée par l'excitation du haut-parleur, dans le fil de retour de la haute tension, en somme à la place de la résistance R de la figure précédente. Comme la chute de tension dans cette self est trop importante (de l'ordre de 50 V pour une self et de 100 V pour une excitation de HP), on place aux bornes un diviseur de tension dont la valeur totale est très grande par rapport à celle de la self et on prend la tension désirée au point voulu de ce diviseur.

Pour un calcul exact il faudrait tenir compte de la consommation du diviseur de tension, mais cela complique inutilement les choses. On obtient un résultat suffisant en négligeant cette consommation. Pour bien faire comprendre comment il faut procéder, nous allons prendre un exemple : supposons donc un poste de courant total de 50 mA et une self de filtre de 400Ω . On a une chute de tension de $400 \times 0,05 \text{ A} = 20 \text{ V}$. Si nous voulons une tension de polarisation de 5 V, il faut diviser cette tension en quatre et en prenant un diviseur de tension de la self, il faudra faire une prise de 30.000Ω . On utilisera donc deux résistances : une de 30.000Ω et une de 90.000Ω .

On peut encore par ce procédé polariser plusieurs lampes différentes. Les mêmes précautions que pour le schéma précédent

doivent être prises (condensateurs et cellules de découplage).

Polarisation par courant de charge spatiale.

Certains électrons émis par la cathode tombent sur la grille de commande d'une lampe et créent dans ce circuit un courant qui circule dans le sens grille cathode (sens conventionnel). Ce courant est dit de charge spatiale. Si on place une résistance de forte valeur en fuite dans le circuit grille, le courant y provoque une chute de tension qui polarise la grille négativement. On peut aussi considérer le phénomène sous un autre aspect et dire que les électrons s'écoulent difficilement à travers la résistance de forte valeur et une certaine quantité d'entre eux s'accumule sur la grille et lui donne une charge négative qui procure la polarisation désirée.

Ce procédé est utilisé pour polariser économiquement la préamplificatrice BF de certains postes. La valeur de la résistance de fuite est alors prise entre 5 et $10 \text{ M}\Omega$.

Polarisation des lampes MF et changeuses de fréquence par l'anti-fading.

Sur certains postes changeurs de fréquences économiques, les cathodes des lampes MF et changeuses de fréquences sont reliées directement à la masse et il semble qu'aucun dispositif de polarisation

n'ait été prévu pour ces lampes. Or, en réalité, la polarisation est obtenue par le régulateur anti-fading. En l'absence d'émission, la tension de polarisation minimum est obtenue par le même phénomène que celui expliqué dans le paragraphe précédent. La diode anti-fading a aussi un courant de charge spatiale qui circule dans le sens

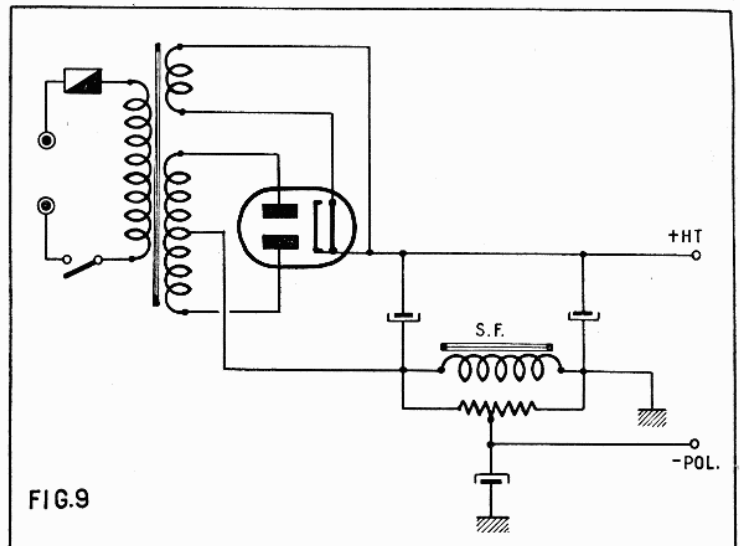


FIG. 9

plaque cathode. Ce courant provoque dans la résistance de charge anti-fading une tension négative de l'ordre de 1 V qui est transmise aux lampes MF et changeuses de fréquence par la chaîne des cellules de constante de temps. Lors de la réception d'une station, cette polarisation augmente par l'entrée en fonction de l'anti-fading, ce qui provoque la régulation désirée. Mais cela nous entraîne hors de notre sujet.

Polarisation des lampes d'un poste batterie-secteur.

Dans un récepteur batterie-secteur, les filaments des lampes qui sont à chauffage direct sont montés en série et alimentés par une tension de l'ordre de 7 V pour le quatre lampes classique. Un côté de la chaîne des filaments est relié à la masse

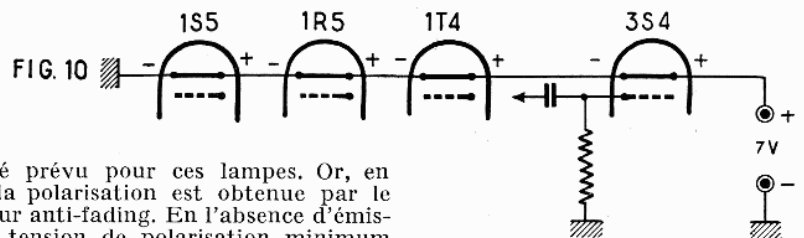


FIG. 10

et au pôle négatif de la pile de 7 V et l'autre côté de cette chaîne est réuni au pôle positif de cette pile. On a donc le long de cette chaîne une chute de tension de 7 V qui s'opère de 1,4 en 1,4 V, sauf pour le tube de puissance où le bond est de 2,8 V. On peut utiliser cette chute de tension en partie ou en totalité pour polariser les lampes et plus particulièrement le tube final, lequel réclame une tension de polarisation de 7 V. Considérons en effet la figure 10 et remarquons la disposition des filaments. Celui de la 3S4 est à l'extrémité opposée à la masse, il se trouve donc à un potentiel de 7 V positif par rapport à la masse. Si on réunit la grille de commande à la masse par l'intermédiaire de la résistance de fuite, on obtient donc une polarisation positive de 7 V du filament par rapport à cette grille de commande, ce qui revient au même que de polariser négativement la grille de 7 V par rapport au filament.

Pour les autres lampes, il suffit en pratique de faire le retour de grille au point le plus négatif du filament. Pour la 1S5 on fera ce retour par une résistance de $10 \text{ M}\Omega$ qui donnera une polarisation par courant de charge spatiale.

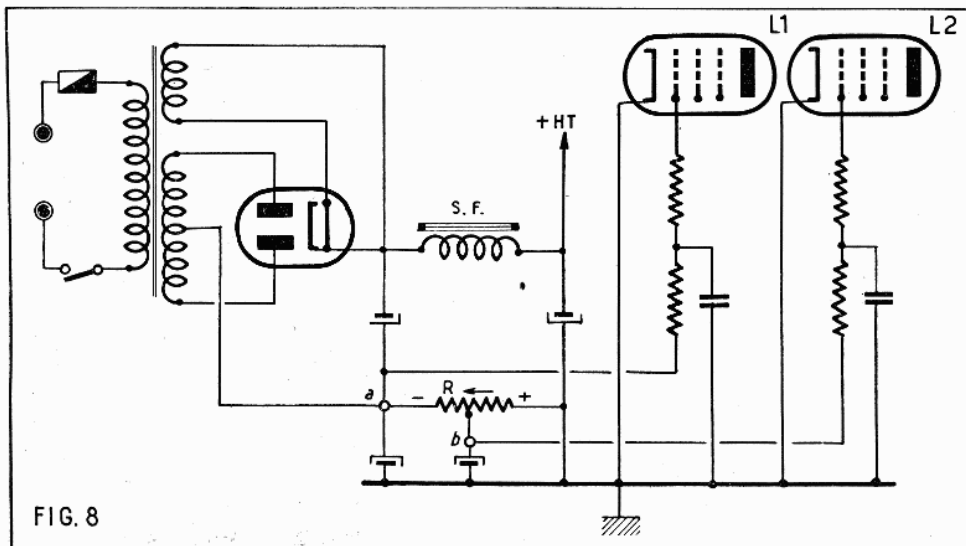


FIG. 8

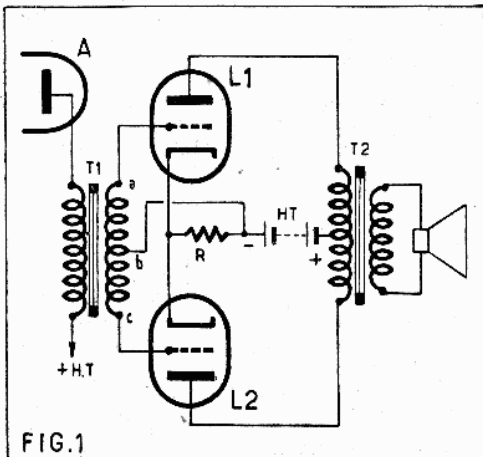
COMMENT FONCTIONNE UN ÉTAGE PUSH-PULL

La plupart des amateurs savent que si on veut réaliser un récepteur de qualité, on a intérêt à le munir d'un étage final push-pull. Comment fonctionne un tel amplificateur et quels sont ses avantages ? C'est ce que nous allons tenter d'expliquer.

Le terme push-pull est une expression anglaise qui se traduit littéralement par « pousse-tire ». Nous verrons pourquoi on a appelé ainsi ce type d'amplificateur.

Fonctionnement du push-pull.

La figure 1 montre le schéma d'un amplificateur push-pull à liaison par transformateur, qui longtemps a été le système de liaison exclusivement utilisé. Les variations du courant anodique de la lampe A passent dans le primaire du transformateur T1 et induisent des tensions de même forme aux bornes du secondaire. Quand une extrémité de ce secondaire devient positive, l'autre est négative. Le point milieu de l'enroulement est neutre. C'est à ce point que sont reliées les cathodes des lampes, tandis que les grilles sont connectées à chaque extrémité. Ainsi, les tensions alternatives qui apparaissent entre l'extrémité supérieure et le point milieu de ce secondaire sont appliquées à la grille de



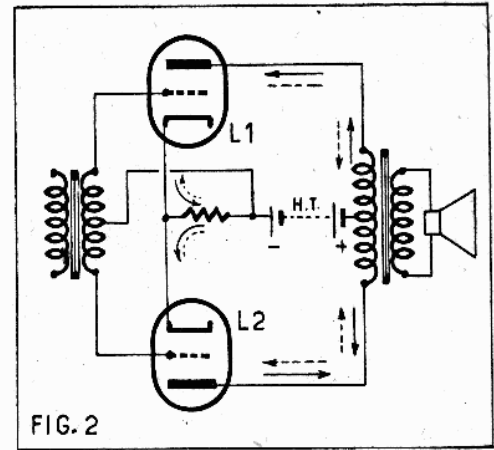
commande de la lampe L1 et celles qui apparaissent entre l'extrémité inférieure et le point milieu sont appliquées à la grille de commande de L2. Ces tensions dans les deux demi-secondaires sont en opposition de phase, de sorte que si la grille de L1 reçoit un potentiel positif, celle de L2 reçoit un potentiel négatif et inversement. Il en résulte que lorsque la lampe L1 amplifie l'alternance positive du signal fourni par la lampe A, la lampe L2 amplifie l'alternance négative et inversement.

Examinons ce qui se passe au cours d'une période du courant dans le secondaire de T1. Pendant la première alternance, le potentiel du point a par rapport au point milieu b, part de zéro, croît jusqu'à une certaine valeur positive, puis décroît pour revenir à zéro. Pendant ce temps, le potentiel de l'extrémité c, toujours par rapport à b, part de zéro, décroît jusqu'à une certaine valeur négative, puis croît pour revenir à zéro. Le point a étant relié à la grille de commande de L1, tandis que la cathode est réunie au point b, suit les mêmes variations de potentiel. Il en résulte que le courant plaque de cette lampe qui, au repos, a une certaine valeur, augmente, passe par un maximum, puis diminue pour revenir à la valeur au repos. Pendant ce temps, le

courant plaque de la lampe L2 part de la même valeur, diminue, passe par un minimum et revient à sa valeur initiale. Dans le circuit plaque de L1 se trouve un demi-secondaire du transformateur de haut-parleur et dans celui de L2, l'autre demi-secondaire de ce transformateur. Vous remarquerez que les variations de courant plaque des deux lampes que nous venons d'indiquer s'ajoutent dans la totalité du secondaire, ce qui est heureux, sinon le haut-parleur ne serait pas actionné et le montage serait sans valeur.

Pendant l'alternance suivante, le phénomène est le même, mais de sens inverse, c'est-à-dire que le potentiel du point a par rapport au point b décroît jusqu'à une certaine valeur négative, puis croît pour revenir à zéro. En même temps, le potentiel du point c par rapport au point b croît jusqu'à une certaine valeur positive, puis diminue pour revenir à zéro. Sous l'influence de ces variations de potentiel-grille, le courant plaque de L1 décroît, passe par un minimum, puis augmente pour revenir à sa valeur initiale, tandis que le courant plaque de L2 augmente, passe par un maximum, puis revient à sa valeur première. Comme pour la première alternance, les variations des courants plaque de L1 et L2 s'ajoutent dans le transformateur T2.

Lorsqu'un signal alternatif est appliqué à la grille de commande d'une lampe, le cou-



rant plaque peut être considéré comme composé d'un courant continu dont la valeur est celle du courant au repos, c'est-à-dire lorsque la grille n'est pas attaquée, et d'un courant alternatif qui circule dans le circuit plaque, tantôt dans un sens, tantôt dans l'autre. A la figure 2, nous avons représenté le sens de cette composante alternative par des flèches (en trait plein pour une alternance et en trait pointillé pour l'autre). On voit ainsi que pour chaque alternance, les variations de courant plaque des deux lampes s'ajoutent dans le transformateur T2. En somme, si nous voulons expliquer ce qui se passe par une expression imagée, nous dirons qu'une lampe « tire » l'alternance, tandis que l'autre la « pousse » et c'est bien ce que signifie le nom anglais donné à ce montage.

Quels sont les avantages du push-pull ?

On peut, de prime abord, se demander si la complication, due à l'emploi de deux lampes au lieu d'une, offre un réel intérêt. On peut répondre oui, sans aucune hésitation. Nous allons examiner les avantages de ce genre de montage.

Supposons que chaque lampe du push-pull puisse supporter, sans produire une distorsion appréciable, un signal d'entrée de 10 V alternatif, on peut alors appliquer à l'entrée de l'amplificateur un signal double (20 V), ce qui donnera bien 10 V par lampe (limite permise). Les variations correspondantes des courants plaque s'ajoutent et on obtient ainsi une puissance de sortie double. Insistons sur le fait que cette puissance double n'est obtenue que si on double aussi le signal d'entrée. Cela implique donc une préamplification BF plus importante. Il ne faut donc pas croire que le simple fait de remplacer l'étage de puissance d'un récepteur par un étage push-pull augmentera la puissance. On aura simplement la possibilité d'obtenir une puissance plus grande si on a modifié la partie préamplificatrice de la partie BF du poste, en vue d'augmenter la valeur du signal d'attaque du push-pull. Nous croyons utile d'insister sur ce point, car il y a là une erreur très répandue.

On pourrait, évidemment, obtenir le même résultat en utilisant une seule lampe finale plus puissante. Mais il ne faut pas oublier que la gamme des tubes de puissance de réception est assez réduite. Il y a donc là un premier avantage certain. Ce n'est pas le seul.

Si les lampes avaient des caractéristiques parfaitement droites, elles n'introduiraient pas de distorsion et tout serait pour le mieux. Malheureusement, ces caractéristiques sont courbes, surtout du côté des potentiels grille les plus négatifs. Ce qui signifie qu'au delà d'une certaine limite, plus on porte la grille à un potentiel négatif élevé, moins la variation correspondante

du courant plaque est importante. En conséquence, si on applique à la grille d'une lampe un signal alternatif important, les alternances positives sont plus amplifiées que les alternances négatives. Il y a donc déformation du courant à reproduire, on dit qu'il y a distorsion. On démontre que le courant obtenu peut se décomposer en deux courants sinusoïdaux : un de même fréquence que le courant initial et l'autre de fréquence double. Ce courant de fréquence double est appelé harmonique 2. On dit qu'il y a distorsion par harmonique 2. Or, un des grands avantages du push-pull est de supprimer cette distorsion. En effet, d'après ce que nous avons dit dans l'explication du fonctionnement du montage push-pull, on comprend que ce qui est l'alternance négative du signal à amplifier pour une lampe est l'alternance positive pour l'autre et inversement. En somme, une alternance est déformée par une lampe et restituée fidèlement par l'autre. Pour l'autre alternance l'inverse se produit. Comme les variations de courant plaque s'ajoutent dans le transformateur T2, on a, quelle que soit l'alternance, la somme d'un courant normal et d'un courant déformé. Si les deux lampes sont parfaitement identiques, les courants bien amplifiés et les courants déformés sont aussi identiques et leur somme dans le transformateur du HP est égale, de sorte qu'on obtient deux alternances rigoureusement identiques et il n'y a plus déformation par harmonique 2.

La figure 2 donne le sens de circulation de la composante alternative des courants plaques, la figure 3 montre le sens de circulation de la composante continue ou courant d'alimentation. On voit que ces courants traversent chaque demi-primaire du transformateur de HP dans un sens opposé, les flux magnétiques qu'ils produisent dans le circuit magnétique du transformateur sont égaux et opposés. De ce fait ils s'annulent et on ne risque pas la

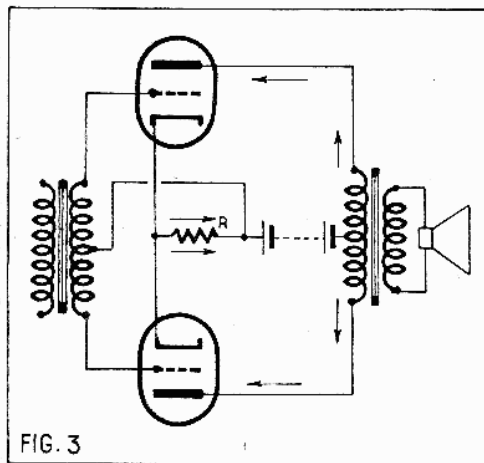


FIG. 3

saturation du circuit magnétique, ce qui serait une cause de distorsion, surtout pour les fréquences basses. Cette distorsion est à craindre dans le montage ordinaire à une seule lampe. Le push-pull a donc là un autre sérieux avantage.

D'autre part, si ce courant d'alimentation n'est pas parfaitement filtré et comporte une certaine ondulation qui se traduirait par un ronflement, pour la même raison que plus haut, les deux ondulations sont de sens opposés et s'annulent dans le transformateur de sortie. Un push-pull donne donc moins de ronflement que l'étage final ordinaire.

Si nous revenons à la figure 2, nous voyons par les flèches que la composante modulée des courants plaques est de sens opposé dans la résistance R de polarisation. Son effet s'y annule donc et il n'est pas nécessaire de shunter cette résistance par un condensateur. Cette composante s'annule aussi dans la source HT et on évite ainsi un couplage entre l'étage final et les autres étages du récepteur, ce qui diminue les risques d'accrochage.

Les différentes classes d'amplificateurs push-pull.

Jusqu'à présent, nous avons considéré le cas où chaque lampe du push-pull était réglée de manière à procurer le moins de

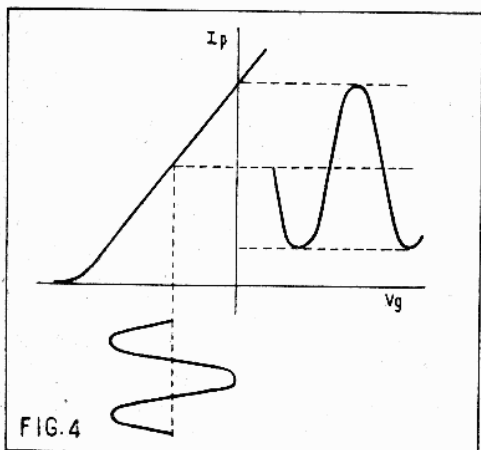


FIG. 4

distorsion possible. Pour cela, les tensions appliquées aux électrodes étaient telles que le point de fonctionnement (courant plaque au repos) se trouvait au milieu de la partie la plus rectiligne de la courbe caractéristique et de façon que la grille ne devienne jamais positive (fig. 4). On voit sur la figure que le courant restitué par l'étage est très peu déformé. Si on se rappelle ce que nous avons dit au sujet de la suppression de la distorsion par harmonique 2 avec

le montage push-pull, on voit qu'on obtient ainsi une très grande fidélité. Malheureusement, le rendement d'un tel étage est assez faible. Ce mode de fonctionnement est réglé par la valeur de la polarisation de la grille de commande des lampes. On dit que dans ce cas les lampes fonctionnent en classe A.

Push-pull classes AB.

Si on polarise la grille de commande des lampes à un potentiel négatif plus élevé que pour la classe A, de manière à placer le point de fonctionnement en un point de la caractéristique tel que le signal d'attaque balaie la plage comprise entre le point de naissance du courant de plaque et celui où la grille devient positive, on voit que le courant plaque au repos pour chaque lampe est plus faible, d'où économie de consommation (fig. 5). De plus, le signal admissible sur grille est plus grand et chaque lampe fournit une puissance plus grande. Par contre, on voit que pour une seule lampe, la distorsion par harmonique 2 est très importante, puisqu'on utilise toute

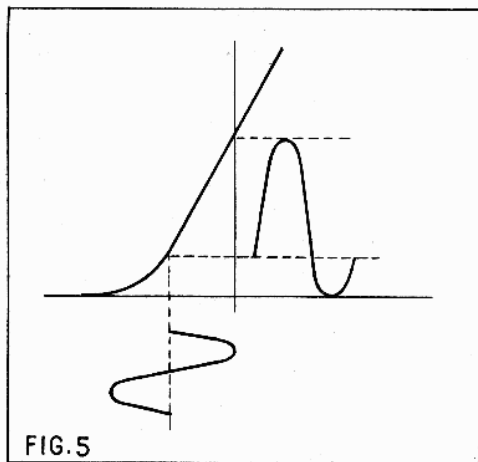


FIG. 5

la partie courbe de la caractéristique. Mais nous avons vu que la symétrie du push-pull avait pour effet de supprimer cette distorsion. En somme, le courant amplifié par chaque lampe est déformé, mais la somme des courants des deux lampes dans le transformateur de sortie redonne la forme initiale. On peut donc parfaitement faire fonctionner un amplificateur push-pull dans ces conditions et obtenir une fidélité équivalente à celle de la classe A. Ce mode de fonctionnement s'appelle la classe AB.

La classe AB procure donc une économie de consommation et permet pour un type de lampe donné d'obtenir plus de puissance à la condition bien entendu d'avoir un signal d'attaque suffisant, ce qui est affaire de préamplification, nous l'avons déjà vu.

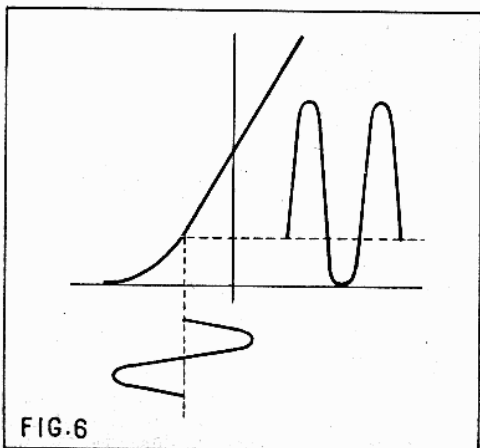


FIG. 6

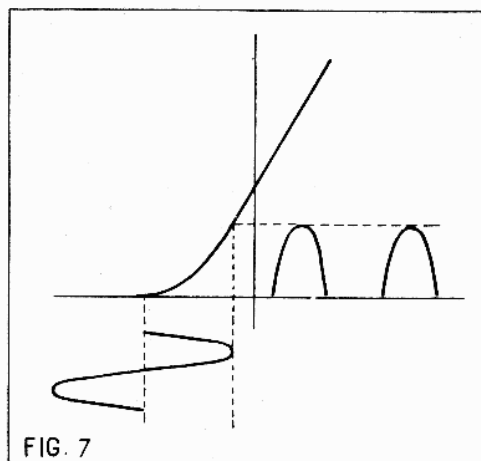


FIG. 7

Push-pull classe AB2.

Avec la classe AB, nous nous sommes placés dans des conditions telles que le signal appliqué à la grille de commande ne dépassait pas d'un côté le point où le courant plaque prend naissance et de l'autre celui où la grille devient positive, ce qui donnerait naissance à un courant de grille.

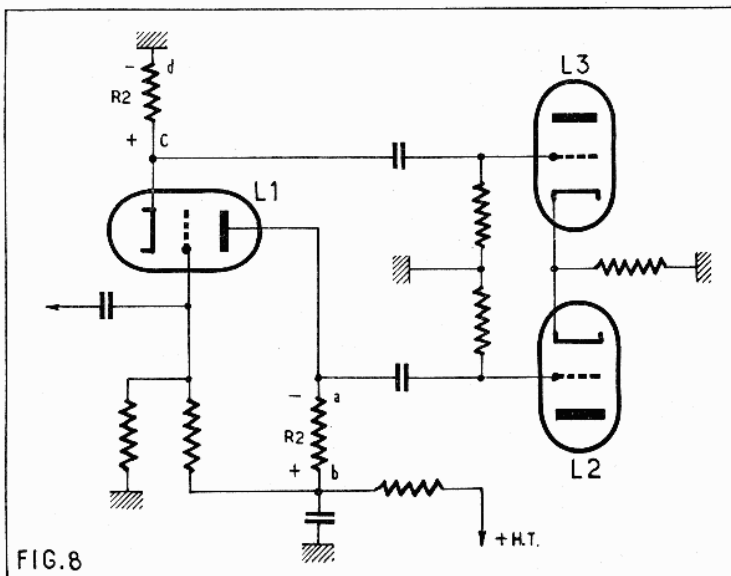
On peut, comme à la figure 5, appliquer un signal plus important qui dépasse ces deux points extrêmes. On dit que les lampes fonctionnent alors en classe AB2, ou classe AB avec courant de grille. On obtient alors encore plus de puissance. Mais il y a alors distorsion par harmonique 2, comme dans le cas précédent et en plus, distorsion par harmonique 3. C'est-à-dire qu'en plus de la composante à fréquence double, apparaît une autre composante à fréquence triple. Le push-pull, nous le savons, supprime la distorsion par harmonique 2, mais est sans effet sur celle par harmonique 3. La classe AB2, si elle augmente le rendement de l'étage, le fait au détriment de la fidélité de reproduction. Pour cette raison, elle est peu employée.

Push-pull classe B.

Si nous exagérons la classe AB, c'est-à-dire si nous polarisons encore plus les grilles des lampes, de manière à amener le point de fonctionnement à la naissance du courant de plaque (fig. 7), nous faisons fonctionner le push-pull en classe B. La distorsion par harmonique 2 est maximum, puisque chaque lampe ne restitue qu'une alternance du courant, mais la composition des variations de courant plaque des deux lampes, dans le transformateur de sortie, redonne la forme initiale au signal amplifié pratiquement sans distorsion. On voit tout de suite les avantages. Tout d'abord un courant au repos pratiquement nul, d'où économie considérable de consommation, et ensuite la possibilité d'appliquer un signal d'attaque encore plus grand qu'en classe AB, ce qui, toujours pour un type de lampe donné, accroît la puissance de sortie possible. En pratique, on place le point de fonctionnement un peu après la naissance du courant plaque, de manière à éviter la distorsion des signaux faibles par la courbure trop accentuée dans cette région de la caractéristique.

Push-pull classe B2.

En classe B on peut encore appliquer un signal sur les grilles qui pour les crêtes les rendent positives. On fonctionne alors en classe B2, mais si le rendement est maximum, par contre on retrouve la distorsion par harmonique 3 difficile à éliminer. Ce mode de fonctionnement n'est utilisé que dans les gros amplificateurs de plein air où on recherche plutôt la puissance que la fidélité.



Le déphasage du signal d'attaque d'un push-pull.

Nous avons vu que les tensions d'attaque des deux lampes d'un étage push-pull doivent être en opposition, on dit encore « déphasées de 180° ». Dans le cas de la liaison par transformateur, comme à la figure 1, c'est le transformateur avec ses deux demi-secondaires qui assure ce déphasage. Si le transformateur est établi de façon convenable, disons que ce déphasage est parfait. Mais il ne faut pas oublier qu'en BF les fréquences à transmettre s'étendent de 25 à 16 ou 20.000 périodes. Or, il est très difficile de réaliser un transformateur qui transmet également toutes ces fréquences. Un transformateur répondant à ces conditions est un organe extrêmement coûteux; aussi a-t-on cherché d'autres dispositifs moins onéreux et c'est de cette nécessité que sont nés les déphaseurs à lampes.

Ces systèmes déphaseurs mettent en œuvre une lampe, des résistances et des condensateurs. Ce sont là des pièces d'un prix réduit. Comme ils s'apparentent aux amplificateurs à liaison par résistance, les déphaseurs à lampes ont l'avantage de transmettre uniformément une grande plage de fréquences et, de ce fait, ils peuvent procurer une grande fidélité de reproduction.

Le point délicat est d'obtenir un déphasage parfait, c'est-à-dire des tensions absolument égales et exactement opposées. Nous allons examiner quelques-uns de ces dispositifs déphaseurs.

Déphaseur cathodyne.

La figure 8 montre le schéma d'un déphaseur cathodyne. La résistance de charge de la lampe se trouve répartie dans le circuit plaque et dans le circuit cathode, sous la forme de deux résistances R1 et R2 de valeur égale. Supposons que, sur la grille de cette lampe, on applique un signal sinusoïdal. Pour l'alternance positive de ce signal, le courant plaque croît, passe par un maximum, puis décroît. Cela a pour effet de créer une différence de potentiel de même forme aux bornes de R1 et de R2. Mais, dans R1, le sens de cette différence de potentiel est telle que le point *a* est plus négatif que le point *b*; tandis que pour R2 la différence de potentiel est telle que le point *c* est plus positif que le point *d*. Pour l'alternance suivante le courant plaque diminue, passe par un minimum et revient

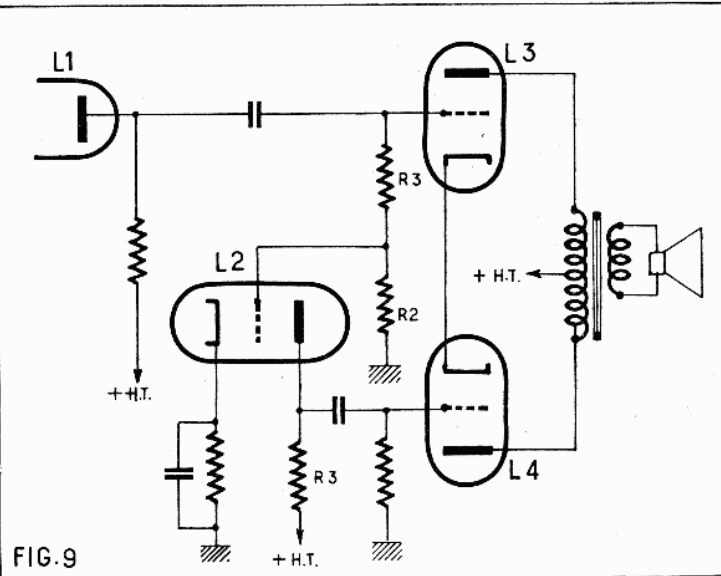


FIG. 9

à sa valeur de repos. La différence de potentiel dans les résistances R1 et R2 change de sens. Pour R1 le point *a* devient plus positif par rapport à *b*, tandis que pour R2 le point *c* devient plus négatif que le point *d*. En somme on trouve toujours aux points *a* et *c* des potentiels de même valeur mais opposés, ou si vous préférez déphasés. Ce sont ces potentiels qui attaquent la grille de commande des lampes L2 et L3 du push-pull, par l'intermédiaire d'un condensateur de liaison et d'une résistance de fuite. Les résistances R1 et R2 sont de faible valeur (généralement de 3 à 5.000 Ω). La présence de R2 dans le circuit cathode provoque une contre-réaction qui réduit le gain de l'étage à 1. Il n'y a donc pas d'amplification mais simplement déphasage. Dans le circuit grille de la lampe déphaseuse on peut prévoir seulement une résistance de fuite, mais il ne faut pas oublier que la présence de R2 dans le circuit cathode provoque une forte polarisation de la grille qui risque de placer le point de fonctionnement dans des parties courbes de la caractéristique et d'entraîner une distorsion que la contre-réaction sera impuissante à supprimer. On allie donc à la résistance de fuite une autre résistance reliée au plus HT et qui forme avec elle un diviseur de tension qui applique une tension positive sur la grille. Cette tension positive compense la polarisation négative excessive. Il suffit de la régler de manière que sa différence avec la tension aux bornes de R2 soit égale à la valeur normale de polarisation de la lampe.

Ce dispositif est un excellent déphaseur.

Un autre système déphaseur.

La figure 9 donne le schéma d'un autre dispositif déphaseur. La grille d'une des lampes du push-pull (L3) est attaquée de façon normale par la lampe préamplificatrice L1. La grille de la seconde lampe du push-pull est attaquée par la lampe déphaseuse L2. On sait en effet que la différence de potentiel aux bornes de la résistance de charge d'une lampe est en opposition de phase avec le signal appliqué sur la grille de cette lampe. Si donc nous attaquons la grille de L2 par le même signal qui est appliqué à la grille de L3, nous trouvons aux bornes de la résistance de charge R3 une tension en opposition de phase propre à attaquer convenablement la grille de la seconde lampe de push-pull (L4). Mais l'étage formé par L2 procure un certain gain d'amplification, de sorte que le signal appliqué à L4 sera plus grand que celui appliqué à

L3. Il faut donc réduire d'autant la valeur du signal d'attaque sur la grille de L2. On ne prend donc pas la totalité de la tension appliquée sur L3, mais on la réduit dans la même proportion que le gain de l'étage déphaseur, grâce à une prise faite sur la résistance de fuite de la grille de L3. Par exemple si le gain de l'étage est de 10, on ne prendra, pour attaquer la grille de L2 que, le $1/10^e$ de signal appliqué à la grille de L3. Pour cela si R1 + R2 font 500.000 Ω , R2 sera de 50.000 Ω et R1 de 450.000 Ω .

On obtient ainsi un déphasage pratiquement parfait, à la condition de bien équilibrer comme nous venons de le dire les tensions appliquées aux grilles de l'étage push-pull.

Nous pensons que ces quelques explications apporteront à nos lecteurs de précieux éclaircissements sur le fonctionnement et les avantages de l'amplification de puissance push-pull et qu'ils sauront en tirer tout le profit possible lors de leurs prochaines réalisations.

E. GENNES.

POUR RÉDUIRE LES RONFLEMENTS dans les amplificateurs à fort gain

I. Quelques propos hors du sujet.

Il fut une époque, que nous situons entre les débuts de la radio et les années 1932-33 où l'amateur était à l'avant-garde du progrès. C'est entre ses mains que s'élaboraient les mille et une petites découvertes dont l'ensemble a servi de base à la technique d'aujourd'hui. Tous les problèmes intéressants : la sensibilité, la sélectivité, la réception et l'émission en OC, sont passés par l'expérimentation de l'amateur qui a su, aux prises avec les difficultés d'une science encore très mal connue, trouver les solutions, souvent hardies, qui convenaient.

Puis, après 1933, l'industrie et le laboratoire se sont emparés de la radio. La technique, jusqu'alors hésitante, se stabilisa, le matériel s'améliora, se standardisa. Le commerce fut inondé de récepteurs d'une qualité fort honorable et l'amateur évolua vers une solution de facilité : la réalisation d'un récepteur, à partir des pièces détachées du commerce et d'un schéma tout fait, ne demandant guère que de savoir tenir un fer à souder.

La dernière guerre ne changea pas la situation, sinon que le matériel s'améliora en qualité et que la technique se stabilisa encore autour du classique super 5-6 lampes. Aujourd'hui, un gamin de 12 ans, d'intelligence ordinaire, peut très bien monter un récepteur dont les qualités n'ont rien à envier aux récepteurs du commerce.

Alors, allez-vous dire, et l'amateurisme ? Nous répondrons par la formule fameuse : *Amateurisme, pas mort !*

Car, enfin, contre la tyrannie des techniques, contre la mécanisation à outrance du siècle que nous vivons, contre la qualité standard des fabrications en série, se dressera toujours victorieusement le travail finement exécuté par l'artisan ou l'amateur, qui joint à une technique quelquefois hésitante, un amour de son travail qui est irremplaçable.

Pour préciser plus avant notre pensée, nous vous invitons à écouter, sur un bon récepteur du commerce, une quelconque symphonie, puis à vous déplacer pour l'entendre à nouveau en *audition directe* dans une salle de concert. On est bien obligé de convenir, et les constructeurs nous le pardonneront, que la musique qui sort des haut-parleurs n'est pas la même que celle qui sort des instruments de l'orchestre : il n'y a pas cette infinie profondeur des basses, cette chaleur vibrante des cuivres, ces sanglots émouvants du violon. Il y a

vingt ans, on pouvait en conclure que la technique des amplificateurs et la qualité du matériel n'étaient pas au point ; on ne le peut plus aujourd'hui. Mais il faut comprendre que, pour vendre des récepteurs à des prix abordables à tous, l'industrie ne peut inclure dans ses prix de revient la quantité élevée d'heures de travail que nécessite le montage et la mise au point d'un récepteur de très haute qualité.

Et, c'est bien là où l'amateur retrouve son domaine : les heures de travail sont, pour lui, des heures de joie qui n'entrent pas en ligne de compte dans l'établissement du prix de revient de son récepteur.

II. Les amplificateurs à gain élevé.

L'utilisation d'amplificateurs à gain élevé se justifie dans des cas multiples et de plus en plus nombreux, parmi lesquels on peut citer :

1° Amplificateurs derrière microphone.

On sait qu'un microphone donne généralement une tension de sortie peu élevée qui justifie toujours un étage préamplificateur supplémentaire à fort gain (équipé en général d'une pentode à pente fixe).

2° Amplificateurs pour disques microsillons.

Les disques microsillons, dont la qualité musicale est très élevée, nécessitent l'utilisation de pick-ups ultra-légers dont la tension de sortie n'est guère plus forte que celle d'un microphone (de 5 à 10 mV), d'où la nécessité d'un étage préamplificateur supplémentaire.

3° Amplificateurs à courbe de réponse rectifiée.

On sait que la rectification de la courbe de réponse d'un amplificateur, en particulier le relevage des fréquences basses et aiguës, s'obtient, en fait, en abaissant le niveau des fréquences médium, d'où la nécessité de prévoir une amplification supplémentaire pour ramener le niveau général à un nombre de décibels convenable.

4° Amplificateurs de puissance (cinéma, public-address, etc.).

La définition même de ces amplificateurs, devant délivrer en sortie une puissance très élevée, implique une amplification considérable de la tension d'entrée.

Ainsi lui est-il possible de viser à une qualité qui, dans le commerce, serait l'apanage de récepteurs de très grand luxe.

Et cette qualité, c'est surtout dans le domaine de la musicalité qu'elle doit être recherchée, c'est-à-dire dans la partie amplificatrice BF et haut-parleur des récepteurs, qui devront être l'objet de tous les soins de son constructeur.

L'amateur d'aujourd'hui, de demain, n'est plus seulement celui qui met le monde entier dans la boîte de son récepteur, mais aussi un mélomane, pour qui la *fidélité de reproduction absolue* doit être le but ultime.

C'est dans cette voie que, dans les colonnes de cette revue au service de l'amateur, nous désirons vous aider. C'est le but de tous nos articles sur les perfectionnements des amplis BF, et du présent article, où nous voudrions indiquer les principales astuces de montage destinées à éliminer les ronflements qui sont toujours à craindre dans un amplificateur à gain élevé et qui seront toujours d'autant plus gênants que l'amplificateur sera fidèle dans la reproduction des fréquences basses.

5° Amplificateurs derrière cellule photo-électrique.

Ici encore, la tension en sortie de la cellule est extrêmement faible et impose une très grosse amplification pour atteindre un niveau normal de sortie.

Dans tous les amplificateurs précités, la question des ronflements se pose avec acuité.

Nous éliminons d'autorité la question du filtrage, que nous supposons résolue par une ou plusieurs cellules de filtrage convenablement calculées ; ce problème est connu et facilement soluble, pour peu qu'on y emploie le matériel nécessaire.

Il reste l'importante question des ronflements induits, provoqués ou catés. Disons de suite que l'étage d'entrée, évidemment le plus sensible, est souvent à la base de ces ronflements et que c'est en agissant sur lui qu'on les prévient le plus efficacement.

III. Les principales causes de ronflements.

1° Les champs magnétiques parasites, dont l'origine est presque exclusivement le transformateur d'alimentation.

2° Les champs électrostatiques parasites. — La grille d'entrée du premier tube de l'amplificateur est généralement connectée sur un circuit à haute impédance, d'autre part elle est d'une telle sensibilité qu'un champ électrostatique, même faible, peut être la cause de ronflements importants. Le fautif, dans ce cas, est généralement le circuit d'alimentation des filaments et les filaments eux-mêmes.

3° Les tensions incidentes parasites. — Ici, la cause du ronflement sera toujours une « prise de masse » qui, faite à un endroit du châssis parcouru par des courants alternatifs, reportera tout, ou partie de ceux-ci, dans le circuit cathode-grille du tube d'entrée.

4° Les courants de fuite.

Ces courants peuvent être d'origines diverses :

- Par isolement insuffisant.
- Par capacité (surtout pour les courants de fréquence élevée apportant un ronflement parce qu'ils sont modulés).
- Par émission électronique, cas des fuites entre cathode et filament d'une lampe.

Nous voyons que les causes de ronflements sont nombreuses. Aussi bien, allons-nous les voir en détail et donner le remède pour chaque cas.

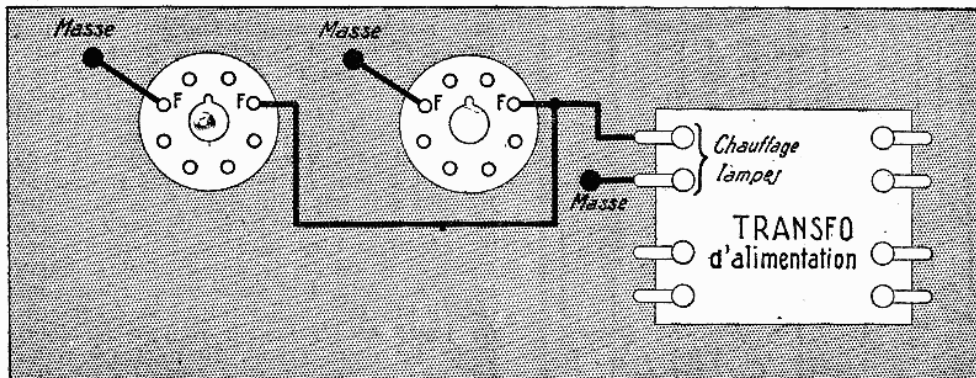


Fig.1. Mauvaise alimentation des filaments.

IV. Ronflements par champs magnétiques parasites.

Il y a deux organes dont il est bon de se méfier à ce sujet : le transformateur d'alimentation, dont il est rare que le circuit magnétique n'ait pas de fuites, et le moteur de tourne-disques qui est dans le même cas. Ici, le champ magnétique parasite est alternatif à 50 pps, et il est difficile de le réduire à la source.

Ce champ magnétique pourra influencer nos circuits d'entrée de deux façons :

a) En induisant des courants (à 50 pps) dans tout solénoïde (ou même simple fil un peu long) se trouvant dans le circuit grille d'entrée.

b) En modulant directement le flux électronique du tube d'entrée (à la manière des bobines détectrices utilisées sur les tubes cathodiques de télévision).

A cela, plusieurs remèdes :

1° Éloigner, le plus possible, les deux organes précités et, notamment, dans tous les cas où cela est possible, faire l'alimentation sur un châssis séparé, placé loin des étages d'entrée, sinon, mettre toujours l'alimentation du côté des étages de sortie, l'entrée se faisant à l'autre extrémité du châssis.

2° Utiliser des châssis en métal non magnétique, celui-ci servant de conducteur aux champs parasites. Utiliser, pour les ampli-

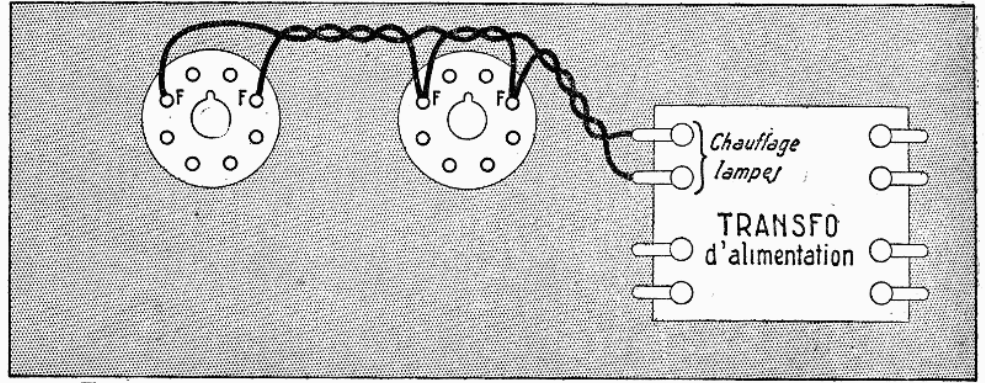


Fig. 2. Alimentation correcte des filaments.

ficateurs, des châssis en aluminium, en laiton, en cuivre rouge, à l'exclusion de la tôle de fer ou d'acier.

3° Si les circuits d'entrée comportent des solénoïdes (bobines, transfo d'entrée, etc.), ne déterminer leur emplacement et leur orientation que lors des essais, afin de choisir l'emplacement correspondant au ronflement minimum.

4° Utiliser pour l'étage d'entrée une lampe sous blindage anti-magnétique (métal ferreux) ou bien directement une lampe tout acier.

commodité, on a relié la base de la résistance de grille sur un point du châssis et l'arrivée du pick-up sur un autre point de masse :

Le pick-up, au lieu de débiter directement sur l'espace cathode-grille du tube, se trouve en série avec la résistance R (en pointillé) qui représente la résistance de la portion de châssis entre les deux points de masse M_1 et M_2 ; ainsi tout courant extérieur, passant également entre M_1 et M_2 , provoquera dans R une tension qui viendra s'ajouter à la tension délivrée par le pick-up sur le circuit d'entrée.

A cela, un seul remède :

Toutes les connexions intéressantes, d'une part les circuits d'entrée et, d'autre part, les circuits de sortie de chaque tube, doivent aboutir à une même masse. Nous avons schématisé cette règle en figure 4 où l'on voit tous les circuits d'entrée de la première lampe aboutir à une même masse, tandis que la sortie première lampe et l'entrée deuxième lampe possèdent une autre masse, etc...

Il importe peu, en général, de réunir entre elles toutes les masses prises sur un châssis (la résistance du fil de liaison étant du même ordre que celle du châssis), ce qui importe, c'est que toutes les masses soient parfaitement soudées sur le châssis même, et non prises sur un boulon quelconque.

Il est bon, également, de ne pas se servir de la gaine métallique des fils blindés comme fil de masse, et de ne jamais raccorder, sur un point de masse des circuits BF, une masse des circuits d'alimentation.

Signalons, enfin, un cas de ronflement dû à une tension incidente parasite, qui est celui d'une lampe dont la cathode est mal isolée du filament. Le seul remède consiste à remplacer le tube en question par un autre sélectionné.

V. Ronflements par champs électrostatiques parasites.

Étant donnée l'extrême sensibilité de notre ampli, des tensions infimes (de l'ordre du μV) atteignant la grille d'entrée sont amplifiées; aussi est-il indispensable de blinder toutes les connexions du circuit d'entrée, depuis le microphone ou le pick-up jusqu'à la broche « grille » du tube et le tube lui-même. Des connexions courtes et en lignes droites sont recommandables, les fils blindés devant être du type « coaxial » pour éviter d'amoindrir les fréquences aiguës.

Ces précautions prises, il reste encore

une cause d'induction électrostatique de ronflements : la capacité filament-grille du tube (dans l'ampoule, le culot et le support de lampe). On réduira les dégâts au minimum en choisissant la lampe d'entrée dans une série spécialement étudiée (lampe anti-microphonique à capacités internes réduites), et en veillant à la qualité rigoureuse du support de lampe. Les fils d'alimentation du filament seront soigneusement écartés de la proximité des fils de grille et de la cosse « grille » du support de lampe.

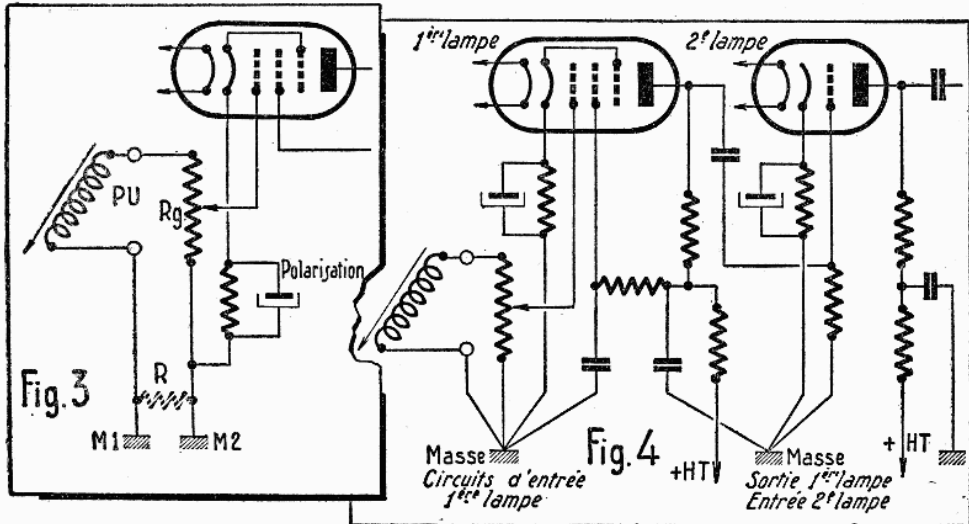
VI. Ronflements par tensions incidentes parasites.

Ici, prend place l'importante et épineuse question des masses prises sur le châssis. En effet, si plusieurs masses d'étages différents sont prises sur un châssis, il arrive fatalement (la résistance du châssis n'étant jamais nulle) qu'une portion de châssis serve de circuit commun à plusieurs étages, d'où couplages imprévus.

Une conséquence immédiate en découle : dans un amplificateur, on ne doit en aucun cas alimenter les filaments à l'aide d'un seul fil, le retour s'effectuant par la masse

(fig. 1). Cette déplorable habitude qui conduit, pour économiser 30 cm de fil, à coupler tous les circuits, par l'intermédiaire de la masse, avec le secondaire de chauffage du transfo, est à bannir d'une façon absolue pour la réalisation des amplificateurs; l'alimentation devant se faire avec deux fils, soigneusement torsadés sur toute leur longueur, ainsi qu'il est montré en figure 2.

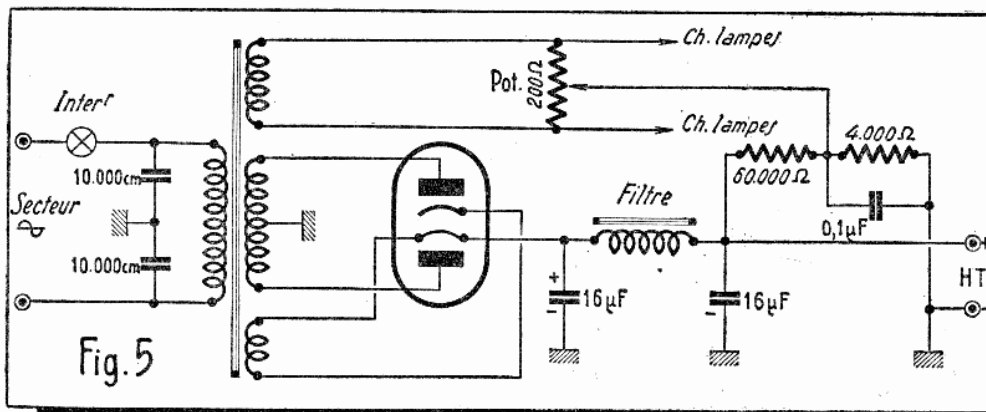
Mais là ne se bornent pas les précautions à prendre avec la masse. En effet, examinons la figure 3 où, pour des raisons de



VII. Ronflements par courants de fuites.

Les courants de fuites peuvent avoir pour origine un défaut d'isolement, tel le cas que nous venons de citer d'un mauvais isolement cathode-filament dans une lampe. Cela peut se produire pour un support de lampe et, en général, pour tout organe comportant des isolants. On comprendra que, seul, le choix judicieux d'un matériel de qualité évitera ce défaut.

Mais il peut y avoir aussi des fuites de courant à plus ou moins haute fréquence, passant par capacité d'un fil à un autre fil trop voisin. Donc, ici, le remède sera un montage bien aéré où les connexions d'entrée et de sortie des différents étages ne voisineront pas entre eux. Rappelons encore une fois qu'il y a intérêt, au mépris de toute esthétique, à joindre en ligne droite les deux points du montage reliés par une connexion. Ceci évite un parallélisme fâcheux entre des connexions qui ont tout intérêt à s'écartier l'une de l'autre



Une importante cause de ronflements est due à un phénomène électronique à l'intérieur des lampes. nous voulons parler de l'émission électronique des filaments qui, portés à une température élevée, par construction, ont tendance, comme la cathode, à libérer des électrons qui, évidemment, seront captés par l'électrode la plus proche : la cathode. Le fait est grave car le filament étant alimenté en alternatif, son émission électronique est modulée à la fréquence du courant de chauffage (50 pps) et la cathode de notre tube recevra ainsi une modulation parasite.

Le remède est simple et nous conseillons de l'appliquer d'autorité en construisant

l'amplificateur : il suffit, au lieu de mettre le point milieu de l'enroulement de chauffage à la masse, de le relier à un potentiel positif d'une douzaine de V (la cathode étant alors négative, par rapport au filament, ne peut plus attirer d'électrons). On pourra, par la même occasion, remplacer le point milieu du secondaire de chauffage par un potentiomètre qui permettra d'équilibrer exactement, aux essais, ce point médian.

Notre figure 5 donne un tel montage avec les valeurs.

Ainsi, en respectant toutes les précautions précitées, sera-t-il possible d'éliminer pratiquement tout ronflement d'un amplificateur à gain élevé.

LA RÉGULATION DES TENSIONS CONTINUES

La régulation des tensions est un problème que le radiotechnicien et l'électronicien rencontrent à chaque pas (à titre d'exemple citons l'alimentation des téléviseurs et surtout des appareils électroniques de mesure) et pour lequel de nombreuses solutions, plus ou moins simples ou compliquées, ont été proposées.

Les solutions simples sont bien connues : les tubes avec résistance fer-hydrogène pour la régulation des tensions alternatives et les stabilisateurs au néon pour les tensions continues. Les uns et les autres ont fait l'objet de nombreux articles dans cette revue. Rappelons que les premiers ont l'inconvénient de posséder une grande inertie et de ne régulariser la tension que pour une charge déterminée et toute variation de celle-ci entraîne au contraire de fâcheuses surtensions. Ils sont remplacés par les stabilisateurs magnétiques qui offrent malheureusement beaucoup de difficultés du point de vue réalisation pratique et sur lesquels nous nous proposons malgré tout de revenir dans un prochain article.

Les stabilisateurs au néon, eux aussi ne sont pas parfaits ; car ils ne régularisent que des tensions déterminées en fonction de leur tension d'amorçage et, si elle est plus coûteuse, la régulation par tubes électroniques est beaucoup plus souple et permet d'obtenir des taux de régulation plus élevés, c'est celle-ci que nous étudierons aujourd'hui.

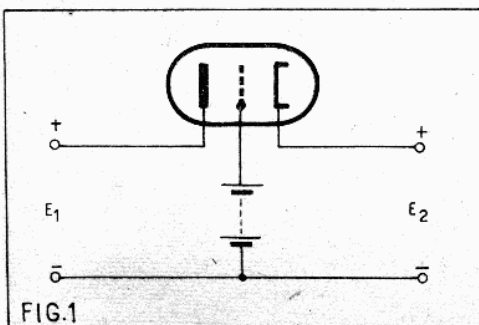
Principe de la régulation par tube.

Le principe de la régulation par tube électronique est basé sur le fait que la résistance interne de ce dernier varie en fonction des fluctuations de la tension de polarisation appliquée à sa grille. Il suffit pour que la régulation se produise automatiquement de faire dépendre, par différents procédés, la tension de polarisation des variations de la charge et de la tension à stabiliser. Cette dernière doit en effet rester stable dans des limites déterminées quelles que soient les fluctuations de la charge du circuit d'utilisation et de la tension d'alimentation, ce qui correspond à une parfaite régulation.

La régulation peut être obtenue en insérant le tube soit en série, soit en parallèle avec la source.

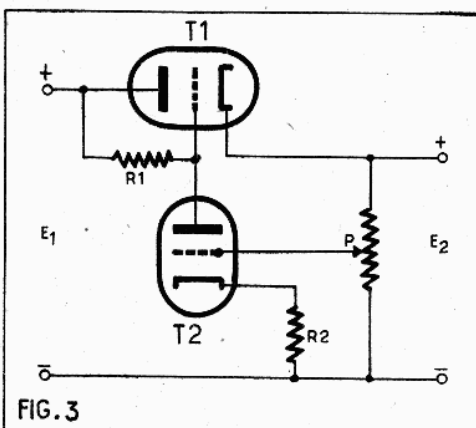
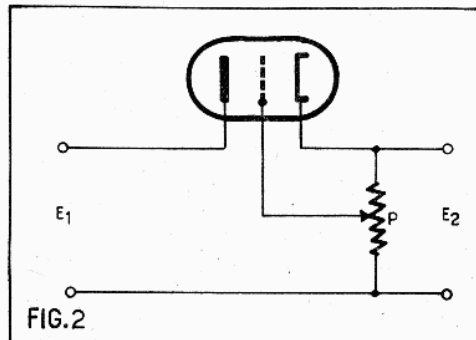
Régulation par tube en série.

La régulation par tube en série est la plus simple, son principe est illustré par la figure 1. Elle nous permet de comprendre comment s'effectue la régulation, nous voyons que sur le positif d'une alimentation



en courant continu se trouve en série une triode dont la plaque est réunie à la source de courant et la cathode aux bornes du circuit de charge. Si par suite d'une augmentation de la tension du secteur, ou d'une diminution de la charge, la tension E , dépasse sa valeur normale, la grille du tube dans ces conditions est portée à un potentiel plus négatif par rapport à la cathode et en conséquence la résistance interne entre cathode et anode devient plus élevée. Il en résulte une chute de tension provoquant automatiquement une réduction de la tension d'utilisation E_2 la ramenant à la valeur qu'elle aurait eue sans la surtension. Si, au contraire, la tension E_1 s'était abaissée à une valeur inférieure à la normale, l'effet de régulation se produirait également car, inversement, le potentiel négatif de grille serait plus faible entraînant une baisse de la résistance interne et de la chute de tension ce qui compenserait la diminution de la tension E_1 .

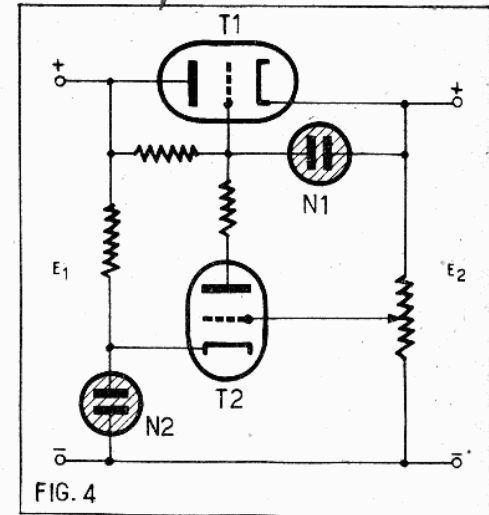
Dans le schéma de la figure 1, nous avons une tension de polarisation fixe obtenue par une pile. Celle-ci peut cependant être supprimée, il suffit d'adopter le montage



de la figure 2. Il utilise une triode de puissance ou une penthode montée en triode en réunissant la grille écran à la plaque et un potentiomètre de 100.000Ω branchés en parallèle comme l'indique la figure 2. Ce montage représente le plus simple des régulateurs à tube. Pour son fonctionnement correct, il suffit que l'intensité du courant anodique que peut dissiper le tube soit égale ou inférieure à celle du courant d'utilisation. Quant au potentiomètre, sur lequel est prélevée une partie de la tension à stabiliser, il devra être réglé aux essais pour se trouver d'une part dans la plage correspondant à la meilleure régulation du tube en fonction de sa caractéristique et d'autre

part pour obtenir normalement la tension désirée pour E_2 .

Remarquons qu'avec ce mode de régulation basé sur une chute de tension variable dans une résistance série il faut, comme pour les stabilisateurs au néon, disposer d'une tension d'alimentation E_1 supérieure, suivant les tubes et le taux de régulation, de 100 à 150 V par rapport à la tension E_2 . C'est la rançon de tous les



régulateurs qui absorbent une puissance relativement importante et ont une influence néfaste sur le rendement. Le tube redresseur d'une alimentation stabilisée doit donc être prévu en tenant compte de la tension E , et de la puissance perdue pour la régulation.

Amélioration du système.

Le maximum de sensibilité du régulateur de la figure 2 est bien entendu obtenu avec un tube à forte perte. Malgré cela la sensibilité n'est pas bien importante. Pour l'augmenter un deuxième tube est nécessaire. Il a pour mission d'amplifier les variations de tensions appliquées à la grille du premier tube.

Ce tube amplificateur qui doit être à gain élevé se branche suivant les indications de la figure 3. Comme dans le montage précédent c'est sur un potentiomètre que l'on recueille les variations de tension, mais celles-ci sont appliquées au tube amplificateur T_2 . Elles agissent sur le courant anodique de ce dernier qui suit les mêmes variations et engendre une chute de tension variable dans la résistance anodique R_1 . De ce fait le tube T_2 reçoit une polarisation grille correspondant aux variations amplifiées de la tension E_2 ce qui accroît la sensibilité du régulateur. Pour obtenir un gain élevé il faut que R_1 présente une grande résistance, elle sera choisie entre 0,1 et 0,2 M Ω .

Une autre amélioration peut être introduite en remplaçant la résistance de polarisation par la cathode (R_2 de la figure 3) par une polarisation constante. On pourrait l'obtenir avec une pile, mais un procédé plus élégant consiste dans l'emploi d'un tube au néon puisque celui-ci possède la propriété de fournir une tension pratiquement indépendante de l'intensité du courant qui la traverse. Le branchement de ce tube N_1 est indiqué sur la figure 4.

Sur cette figure on peut remarquer un deuxième tube au néon (N_2) inséré entre la cathode de T_1 et l'anode de T_2 . Il a pour mission d'augmenter l'amplification de T_2 et de la rendre plus stable ce qui contribue à l'amélioration de la sensibilité du régulateur.

Pour augmenter le taux de régulation, on peut aussi perfectionner le système en adoptant comme tube amplificateur une penthode et en faisant agir la tension à régulariser également sur sa grille écran. Dans les schémas précédents ce sont seulement les variations de la tension d'utilisation qui déclenchent l'effet régulateur, ce qui introduit une légère instabilité que l'on peut compenser en appliquant comme nous l'avons indiqué une fraction de la tension d'entrée à la grille écran. Celle-ci est prélevée sur un diviseur constitué des deux résistances R1 et R2 que l'on peut voir sur la figure 5 qui représente le schéma de principe pour l'emploi d'une penthode avec tension de compensation sur la grille écran. D'autres systèmes ont été imaginés pour atteindre le même but, certains, notamment, utilisent un pont de résistances.

Régulations par tube en parallèle.

Quoique la régulation par tube électronique en parallèle soit moins courante, elle n'est pas sans intérêt pour les cas où le débit et la tension d'utilisation sont relativement faibles. Le schéma de principe de ce montage est donné par la figure 6. Ce système de régulation offre beaucoup d'analogie avec celui des stabilisateurs au néon, car c'est une variation de l'intensité anodique qui engendre une chute de tension

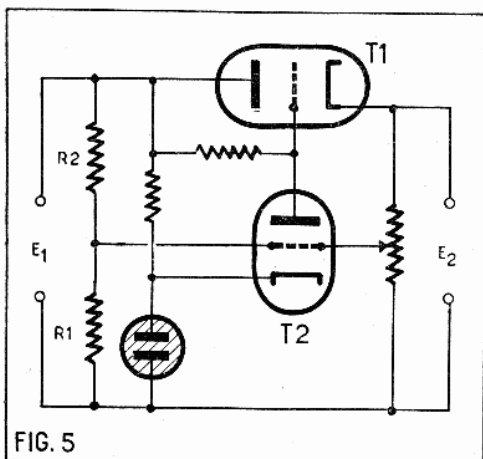


FIG. 5

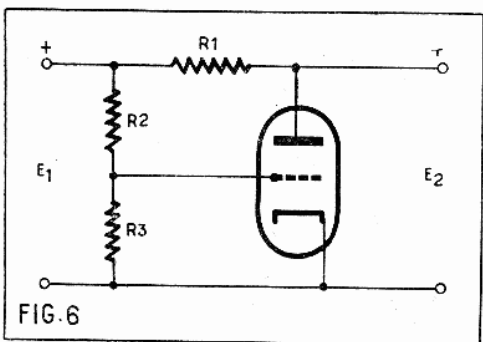


FIG. 6

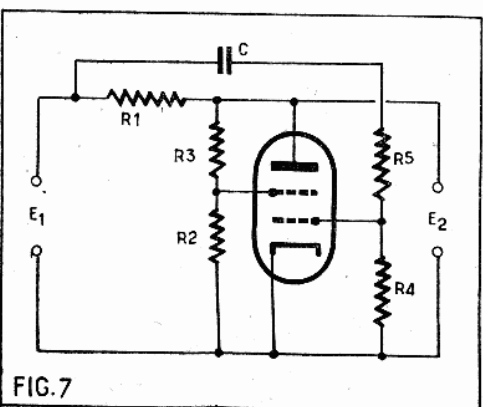


FIG. 7

dans la résistance R1 qui croît ou décroît pour compenser les variations de la tension d'entrée.

Voici comment se produit l'effet régulateur : le potentiel de grille du tube régulateur est pris en partie sur le potentiomètre constitué par les résistances R2 et R3. Ce potentiel varie donc en fonction des fluctuations de la tension d'entrée, ce qui fait que lorsque cette dernière augmente ou diminue, l'intensité du courant anodique suit la même variation. Ce courant en traversant la résistance R1, produit une chute de tension proportionnelle à l'intensité. La résistance R1 doit donc être prévue, pour supporter sans échauffement prohibitif l'intensité totale du circuit de charge, plus l'intensité maximum du circuit de régulation.

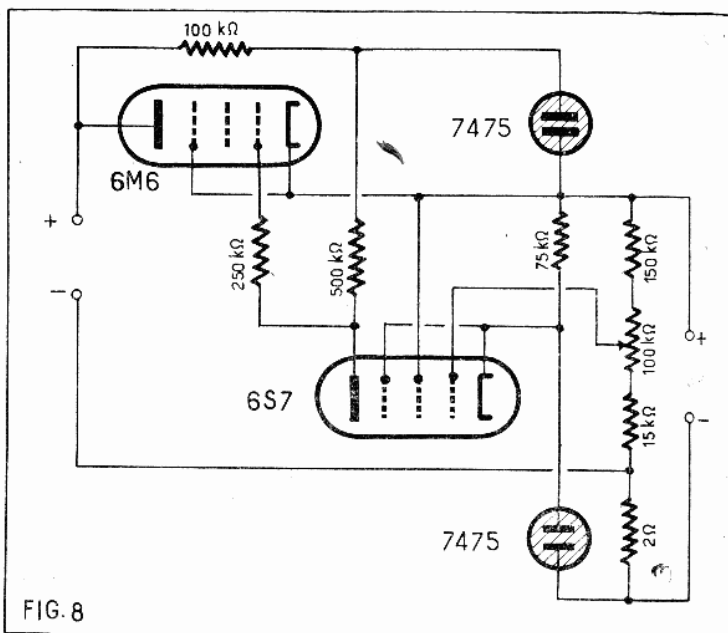


FIG. 8

Perfectionnements du montage parallèle.

En remplaçant la triode de la figure 6 par une penthode on peut augmenter le pouvoir de régulation du système. Pour cela, il faut agir sur les deux grilles du tube comme le représente la figure 7 où l'on remarque que la grille de commande reçoit seulement la composante alternative résiduelle de la tension à stabiliser, condensateur C en série avec les résistances R4 et R5 bloquant le passage de courant continu. Les résistances R4 et R5 forment le diviseur où est prélevée la tension de la grille de commande.

Quelques schémas d'alimentation stabilisée.

Le premier schéma (fig. 8) illustre comment, dans la pratique, on réalise le montage en série. La résistance électronique variable automatiquement est fournie par le tube 6L6 et les fluctuations de tension appliquées à sa grille sont amplifiées par le tube 6J7. En alimentant ce montage avec une tension continue de 350 à 400 V, on peut obtenir une tension stabilisée de 250 à 300 V. Les valeurs de résistance indiquées représentent un ordre de grandeur que l'on peut modifier soit pour réduire la chute de tension soit pour augmenter l'effet régulateur.

D'autres tubes pourraient être employés, par exemple une penthode EL6 et une EF6 ou tout autre amplificatrice de tension à gain assez élevé. Le choix du tube de puissance dépend de l'intensité demandée. Avec le tube 6L6 le courant ne doit pas dépasser 75 mA. Si une intensité plus forte est demandée (cas de l'alimentation d'un téléviseur) il faut prévoir deux ou plusieurs tubes de puissance en parallèle. Deux 6L6 en parallèle permettraient par exemple d'arriver à 150 mA.

Le deuxième schéma représenté par la figure 9 est un montage avec tube régulateur en parallèle pour l'alimentation d'un appareil de mesure à faible consommation, mais sous une tension pouvant aller jusqu'à 400 V. Comme pour le précédent les valeurs exactes des résistances doivent être déterminées aux essais en fonction de la tension et de la charge à stabiliser.

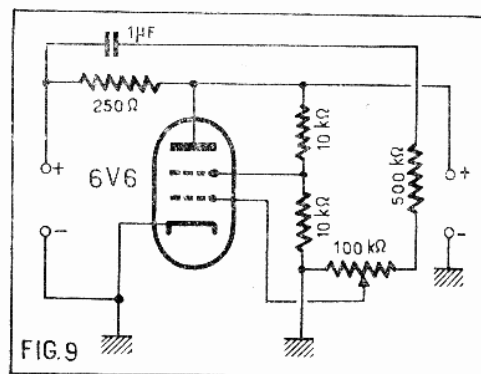


FIG. 9

Sur ce principe d'autres montages beaucoup plus compliqués, fournissant une stabilisation plus parfaite, ont été proposés. Ceux que nous avons donnés sont les plus simples et fournissent des résultats bien suffisants pour la pratique courante.

**ENCORE UNE AMÉLIORATION A APPORTER
A VOTRE RÉCEPTEUR DE RADIO**

LA SÉLECTIVITÉ VARIABLE

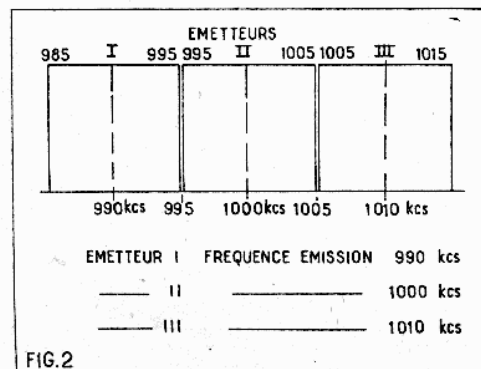
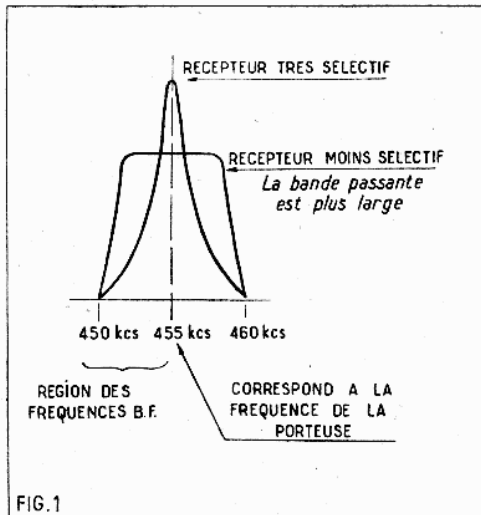
Heureusement, la tendance actuelle dans la construction des récepteurs de radio introduit, de plus en plus, des parties basse fréquence très soignées. *Radio-Plans* s'est fait également le champion de cette louable évolution et vous avez pu trouver, à maintes reprises, dans nos colonnes, des descriptions d'amplificateurs particulièrement soignés. Nous citerons entre autres, l'ampli « stéréophonique », prévu avec deux canaux séparés pour les graves et les aiguës, qui alimentent finalement 3 haut-parleurs.

Mais tous ces efforts seraient vains, si, en même temps, nous ne cherchions à élargir la bande passante de nos récepteurs. Nous voulons évidemment parler de la réception des émetteurs modulés en amplitude : pour la F.M., la question ne se pose pas et la solution fait partie du système de la modulation de fréquence.

Une petite digression pour bien fixer l'idée. Qu'entend-on par bande passante ? Quel est son rôle ?

La bande passante.

Nous savons que chaque émetteur travaille sur une fréquence propre que l'on pourrait appeler également fréquence de la porteuse. Si nous nous bornions à recevoir cette porteuse seule, nous percevrions dans notre haut-parleur un léger souffle, une sorte de crissement. Tel n'est pas notre but ; nous désirons de la musique ou de la parole, mais en tout cas, une modu-



lation. Cette modulation vient se superposer à la fréquence de la porteuse, elle se combine avec cette dernière et, finalement, notre récepteur devra passer toutes les fréquences. BF, en plus de la porteuse. (fig. 1).

Si, par exemple, nous désirons « moduler » notre porteuse par un signal qui atteint au maximum 5.000 périodes, nous trouverons dans nos circuits MF, calés sur 455Kc toute la gamme comprise entre 450 et 460 Kc. C'est cette différence de 10 Kc entre les valeurs extrêmes que l'on appelle la bande passante. En réalité, nous ne récupérons que la moitié de la bande passante totale, le reste se perd dans la détection.

Pourquoi nous limiter à 5.000 périodes ? direz-vous ? C'est en vertu de conventions internationales que nous devons nous tenir dans certaines limites, car dans la bande des P.O. par exemple, il faut bien trouver de la place pour tout le monde (fig. 2).

La sélectivité.

Pour respecter ces clauses, nos transformateurs de MF sont calculés avec les valeurs autorisées. Bien mieux, si nous ne coupions pas, légèrement, les extrémités de cette bande passante, nous risquerions un certain nombre d'ennuis, parmi lesquels des sifflements très gênants, et nous ne serions pas sûrs de recevoir une seule station, pour un réglage donné de notre condensateur variable.

La restriction de la bande passante, que l'on accepte allégrement, tient compte avant tout de l'élaboration théorique des longueurs d'ondes attribuées à chaque émetteur. En réalité, cependant, les circonstances particulières permettent, presque toujours, d'accorder une bande plus large à l'émetteur local, qui émet évidemment avec une puissance nettement plus forte. On peut ainsi, non seulement, élargir la bande passante jusqu'aux limites extrêmes autorisées, mais également dépasser ces limites et améliorer ainsi, quelque peu, les performances générales du récepteur.

Il est donc indispensable que cette sélectivité soit variable, si nous voulons être à même de tirer le maximum de notre appareil : sélectivité poussée dans la réception de stations lointaines, (ou dans la réception de stations dont la longueur d'onde n'a pas été fixée avec beaucoup de bonheur ; exemple, les ennuis récents avec Europe I), sélectivité amoindrie pour les stations locales (fig. 3).

En diminuant la sélectivité, on atteint, comme premier résultat, l'amélioration de la musicalité, but que nous recherchons, mais on paie ce mieux par une diminution de la sensibilité. La plupart du temps, ce dernier inconvénient est vraiment mineur, puisque nous l'avons exposé plus haut, cette position n'est indiquée que pour des émetteurs rapprochés, sous-entendus, puissants et reçus confortablement.

L'amortissement.

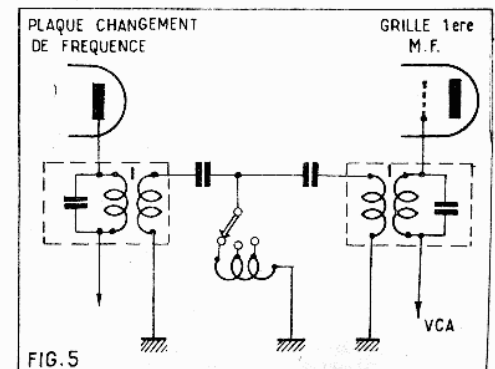
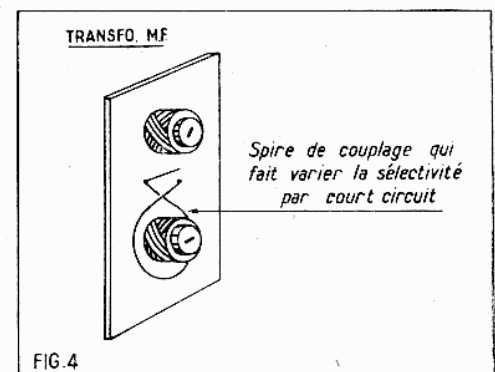
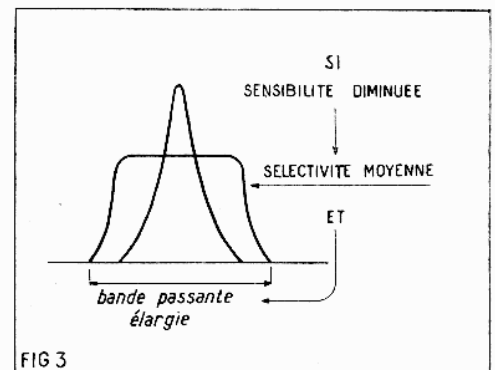
La plupart des systèmes de sélectivité variable changent les caractéristiques propres des bobinages que constituent les transformateurs MF. En dehors du primaire

et du secondaire, on prévoit un troisième enroulement, que l'on peut éventuellement mettre en court-circuit, en reliant ensemble l'entrée et la sortie. Dans un tel transformateur, on transmet effectivement, de l'énergie du primaire au secondaire (fig. 4). Lorsque le « tertiaire » travaille en court-circuit, il absorbe une partie de cette énergie : l'ensemble devient moins sensible et, par contrecoup presque direct, moins sélectif. Le but est atteint. Il suffit d'ailleurs de très peu de spires pour obtenir cet effet dans un transfo MF de l'ordre de 450 Kc.

Mais nous ne voulons évidemment pas changer ici ces MF, mais leur adjoindre un dispositif qui nous mène au même résultat avec des moyens plus simples.

Notre système.

Nous songeons, évidemment, tout de suite aux résistances, qui sont un facteur d'amortissement, par excellence. Mais pour atteindre une réelle sélectivité variable, nous conseillons de prévoir au moins un



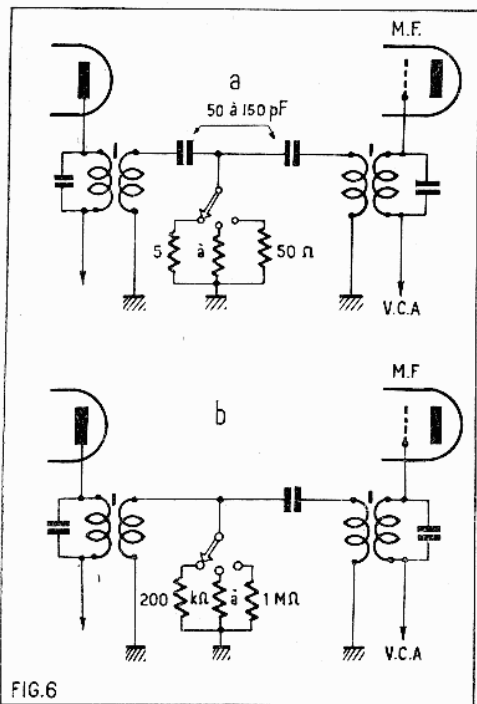


FIG. 6

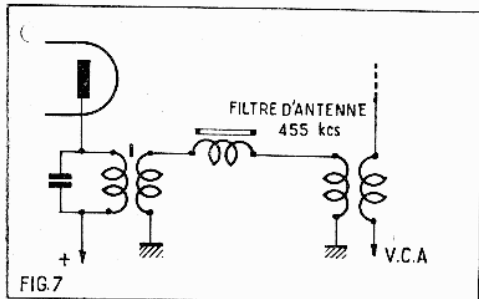


FIG. 7

transformateur MF en plus ; il suffira alors d'effectuer un couplage avec l'étage existant et de travailler sur cette jonction. La souplesse du montage devient très grande et les résultats tendent vers la perfection.

Comme le montre notre figure 5, le secondaire de l'ancienne MF sera relié au primaire du transformateur de droite, et ce n'est que le secondaire de ce dernier qui attaquera la grille suivante.

Notre résistance pourra être branchée suivant la figure 6a ou encore suivant 6b. Dans le premier cas, elle est à considérer comme une résistance-série : une faible valeur, entre 5 et 50 Ω, sera bien suffisante. Si, par contre, nous adoptons l'autre mode de branchement, nous passons dans le groupe des résistances parallèles et les valeurs passent de 200.000 Ω à 1 MΩ. Le résultat final est identique.

Cette solution peut également être employée avec un seul transformateur : mais il est indispensable de placer la résistance et le commutateur directement dans le boîtier de la MF, puisque les deux organes feront partie du circuit oscillant lui-même.

Variations sélectives.

Lorsque nous avons fait le sacrifice d'une pièce supplémentaire, il s'offre encore à nous, la possibilité de réaliser une sélectivité variable par self ou par capacité (fig. 5).

Nous ne cachons pas que la self est un moyen assez compliqué, qui détruit un peu les performances générales du récepteur. Il en est, en partie, de même avec les capacités, car, comme on le sait, selfs et condensateurs sont des éléments sélectifs, qui

modifient quelque peu les caractéristiques à une extrémité de la bande passante. (L'extrémité n'est pas la même, bien entendu, dans les deux cas.)

Nous avons expérimenté un tout petit dispositif qui montre notre figure 7, et qui donne des résultats, disons intéressants. On place la self nécessaire en série dans la liaison et on utilise, pour cela, tout simplement les enroulements, connus sous le nom de « filtre d'antenne ».

On place ces organes habituellement dans l'antenne, pour limiter les sifflements, dits d'interférence, et on les accorde sur la valeur de la MF du récepteur 455 ou 472 Kc. C'est encore sur cette fréquence que nous l'accorderons ici, et l'effet sera de modifier le couplage entre les enroulements.

Enfin, nous citons les montages par capacité (fig. 8), bien qu'ils soient moins progressifs. On peut évidemment se limiter à une ou deux valeurs, si l'on ne désire pas exploiter au maximum les possibilités du montage.

Remplacement de transformateurs MF défectueux.

Nous quittons peut-être ici les sentiers exacts de la sélectivité variable, mais nous mettons encore à profit les caractéristiques que nous venons d'étudier.

Les MF que l'on peut remplacer avec ce moyen, sont celles qui comportent un enroulement coupé. Si cet enroulement est en court-circuit, par exemple, il faudra auparavant s'assurer que la fraction incriminée n'intervient plus, soit que l'on coupe une extrémité, soit encore qu'on le supprime complètement.

L'enroulement soupçonné sera remplacé par une self fixe (fig. 9), de valeur choisie une fois pour toutes, et qui ne s'accordera pas obligatoirement sur la MF réelle du récepteur. Elle constitue, avant tout, un élément de choc, qui présentera tout de même une impédance assez importante aux alentours de la fréquence choisie.

Suivant l'enroulement mauvais, on pourra la placer dans la plaque ou dans la grille.

On ne craint pas la transmission du courant continu, puisque, de toutes façons, nous interposons une petite capacité sur le chemin de la liaison. Cette capacité pourra osciller entre 50 et 150 PF sans aucun inconvénient, puisque toutes ces valeurs restent très largement dans la gamme de celles que nous employons habituellement pour toutes les dérivations ou pour les découplages.

Comme nous modifions les caractéristiques des circuits accordés, il est absolument normal de revoir l'alignement ; il est tout aussi évident que de cette transformation résultera une assez sensible baisse de la sensibilité, surtout, si l'ancien transformateur MF était prévu avec des noyaux en ferrocube ou à pots fermés. Mais le remède n'est pas trop mutilant, et il subsiste, presque toujours, encore un autre bon récepteur radio, même après l'opération.

Conseils pratiques.

Dans tous ces cas, on travaille sur des endroits, où l'on prend habituellement de nombreuses précautions de blindage ; on recommande de câbler aussi court que possible, et on nous livre généralement les transformateurs MF en boîtiers métalliques formant blindage. Tous ces conseils nous, devons les suivre ici encore. L'élément de couplage sera, lui aussi, contenu dans un tel boîtier et nous le placerons tout contre l'ancienne MF. Le commutateur trouvera sa place dans la partie verticale du châssis, entre le premier et le deuxième étage.

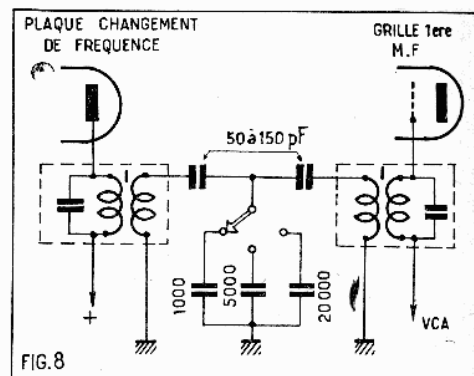


FIG. 8

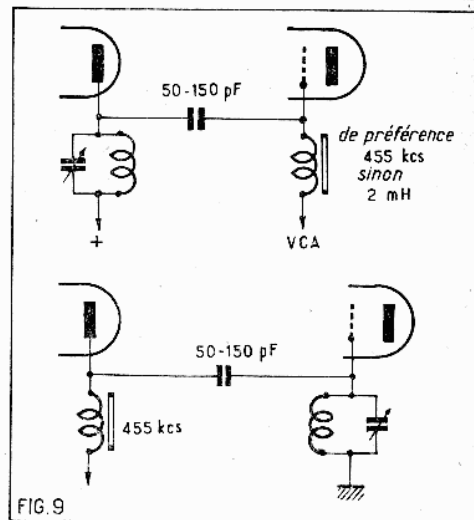


FIG. 9

Vous pouvez, par un système mécanique, ramener cette commande sur le devant, mais surtout, n'allongez pas les fils !

Renoncez à des liaisons par fil blindé, qui ne change généralement rien dans le sens de l'amélioration, mais qui détruit souvent les qualités des bobinages employés.

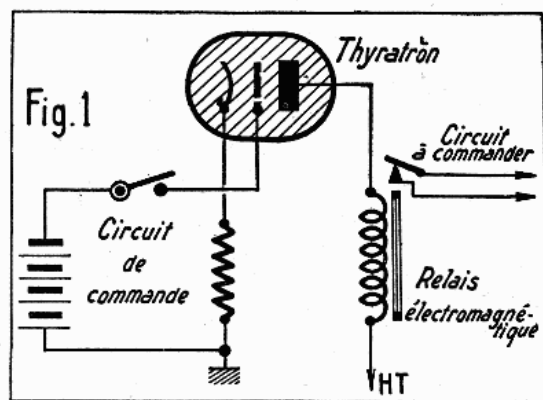
Il est évident que si votre châssis n'est pas assez grand pour contenir ces nouvelles pièces, il vaut mieux renoncer à l'opération plutôt que d'allonger les fils démesurément.

LES MULTIPLES USAGES DES THYRATRONS

Les tubes à vide sont plus connus des radiotechniciens que les tubes à atmosphère gazeuse et pourtant ces derniers constituent une branche de l'électronique aux applications nombreuses.

Les tubes redresseurs à atmosphère gazeuse permettent de redresser des puissances importantes et sont surtout utilisés pour les courants industriels. Mais ce sont les triodes — c'est-à-dire les thyratrons — dont le comportement est intéressant, car il permet de les utiliser dans des circuits très variés.

Les thyratrons sont constitués comme les triodes à vide, d'un filament, d'une grille et d'une plaque, mais leur ampoule contient soit un gaz rare, soit de la vapeur de mercure (à noter que cette dernière présente l'inconvénient d'être sensible aux variations de température). On en trouve de petites puissances, montés sur socle et ayant une forme analogue aux tubes à vide, et d'autres, de grande puissance, ressemblant plutôt aux tubes redresseurs de même puissance pour usage industriel.



Leur fonctionnement est le suivant : le choc des électrons émis par la cathode contre les molécules du gaz, ionise ce dernier et la résistance interne du tube devient très faible. Dans ces conditions le flux électronique qui atteint l'anode se trouve considérablement accru, et un courant anodique élevé circule. Ce courant possède la caractéristique de se manifester brusquement et d'atteindre immédiatement une intensité importante. Pour qu'il prenne naissance, il importe que la grille et la plaque soient portées respectivement à une certaine tension. Mais à l'inverse de la triode normale, dès que le courant est établi, la grille n'exerce plus aucune influence sur le débit anodique, celui-ci reste constant, quelles que soient les tensions appliquées à la grille et à la plaque, tant que cette dernière est à un potentiel supérieur à celui où commence l'ionisation du gaz.

Une faible variation de la tension grille au voisinage de la tension d'amorçage, ou si l'on préfère, de la tension correspondant à l'ionisation, suffit pour déclencher un courant anodique important. La sensibilité d'un thyatron est donc beaucoup plus grande que celle d'une triode normale. Il constitue donc un relais plus sensible que la triode à vide, mais avec cette différence qu'on ne peut, en agissant sur la polarisation grille, réduire ou augmenter à volonté le courant anodique. Comme nous l'avons dit, avec un thyatron on ne peut commander le débit, mais seulement interrompre le courant en abaissant la tension anodique à une valeur inférieure à la tension d'amorçage (33 V pour le thyatron EC50), pratiquement en coupant le courant d'anode.

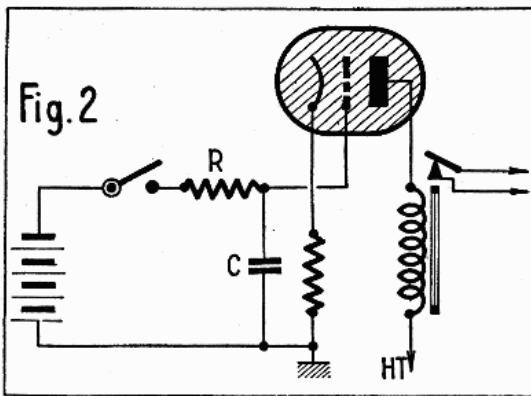
L'emploi des thyratrons comme relais est une de leurs applications les plus simples, mais non des moins intéressantes, nous commencerons par sa description :

Relais avec thyratrons.

Dans les relais dits électroniques, un relais électromagnétique se trouve en série, comme l'indique le schéma de la figure 1, dans le circuit anodique d'un thyatron. Avec une faible variation de la tension grille, on peut donc faire passer un courant assez élevé dans l'enroulement du relais électromagnétique pour en provoquer l'enclenchement.

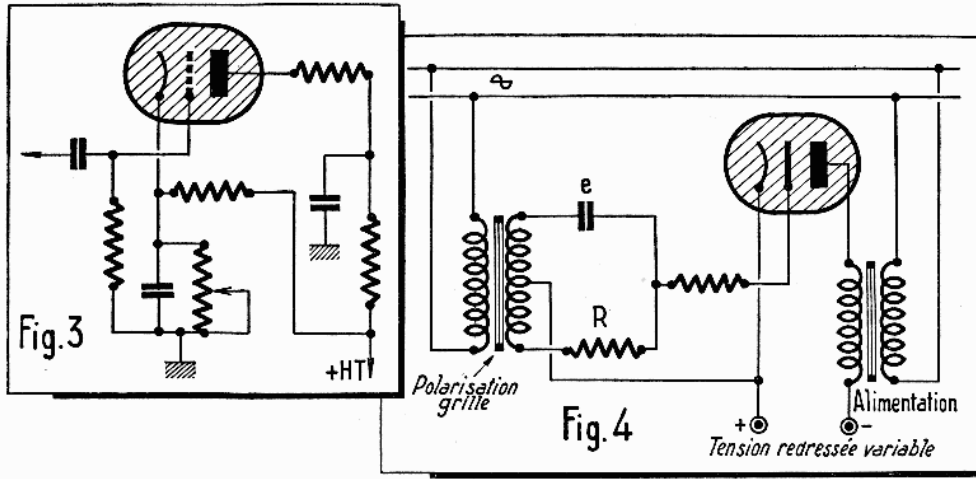
Suivant les applications, il faut que le relais se déclenche rapidement et automatiquement, ou que l'on puisse le déclencher manuellement au moment où l'attention de l'intéressé est attirée.

Pour remplir l'une ou l'autre de ces conditions, il faut alimenter le thyatron soit en courant continu, soit en courant alternatif. Si la plaque est alimentée en courant continu, il faut provoquer une courte interruption du circuit anodique pour déclencher le relais. Mais si un courant alternatif est appliqué à la plaque, le flux électronique se trouve interrompu à chaque alternance négative. Lorsque l'on interromp la tension plaque, l'ionisation disparaît, mais cette disposition, quoique très rapide n'est pas instantanée. Selon le modèle elle varie de quelques dizaines à plusieurs centaines de microsecondes. Le nombre d'amorçage que l'on peut demander à un thyatron est donc limité par le temps de désionisation.



Lorsque par exemple l'anode est alimentée en courant alternatif 50 cs, l'interruption se produit automatiquement cinquante fois par seconde. Le thyatron se trouve ainsi immédiatement en état de réagir à une autre impulsion appliquée à sa grille. Cette forme d'alimentation convient particulièrement pour compter les personnes ou les objets passant devant une cellule photo-électrique qui engendre les impulsions appliquées au thyatron.

Les impulsions provoquant l'amorçage peuvent être obtenues par la fermeture du circuit grille sur une pile, comme le représente la figure 2. Cette figure représente un relais retardé, c'est-à-dire reproduisant une impulsion avec un retard prédéterminé. Le retard est fourni par le temps de charge d'un condensateur à travers une résistance. Ce procédé est utilisé souvent par les radiotechniciens qui n'ignorent pas que la constante de temps dépend des valeurs de la résistance en série et du condensateur en parallèle et que plus la résistance et la capacité sont grandes, plus le retard est important. Par exemple, une constante de temps d'un dixième de seconde sera



pour base de temps ont une fréquence maximum d'utilisation qui ne dépasse pas 50.000 cs.

Variation de puissance et stabilisation.

Une autre caractéristique fort intéressante des thyratrons est le fait qu'en provoquant le déphasage de la tension grille, on peut, en appliquant une tension alternative à l'anode, passer du blocage complet du thyatron à son débit maximum en provoquant l'amorçage au moment convenable de la période. Ceci permet d'obtenir une tension redressée, contrôlée par déphasage variable de la tension grille. La variation du déphasage peut être obtenue par un rhéostat en série avec un condensateur branchés suivant le schéma de principe de figure 4. C'est en partant de ce principe que se font les redresseurs à grille commandée, et la commande électronique des moteurs dont la description sortirait du cadre de la revue.

Il est également possible de réaliser une alimentation stabilisée en combinant des thyratrons et des tubes stabilisateurs au néon. La figure 5 en fournit un exemple. Avec ce montage, lorsque la tension re-

obtenue avec une résistance de 100.000 Ω et un condensateur de 1 μ F, ou bien avec une résistance de 1 M Ω et un condensateur de 0,1 μ F.

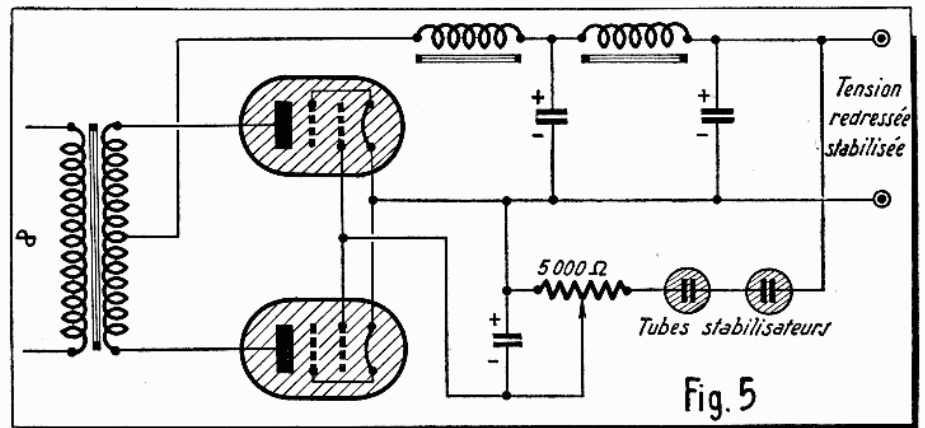
Les relais avec thyratrons ont de nombreuses applications et en particulier pour la signalisation. Ils peuvent être commandés par une cellule photo-électrique, un voltmètre, un ampèremètre ou un thermomètre à contact.

Oscillateur.

Un application également très simple, bien connue des techniciens, est l'emploi des thyratrons pour engendrer les oscillations dites de relaxation dans les bases de temps qui, on le sait, sont indispensables pour la reproduction des phénomènes électriques dans les oscillographes cathodiques ou des images en télévision. Ces bases de temps doivent fournir la tension en dents de scie nécessaire pour le déplacement perpendiculaire du spot.

Pour obtenir des oscillations de relaxation avec un thyatron, il faut d'abord appliquer à sa grille une tension correspondant à l'amorçage de l'arc. Le circuit plaque est alimenté par une source en série avec une résistance et en parallèle avec un condensateur qui se charge sur cette source tant que le thyatron n'est pas amorcé ; lorsque la tension aux bornes du condensateur atteint la valeur voulue pour provoquer l'amorçage, le circuit se ferme à travers le

thyatron et le condensateur se décharge par l'intermédiaire d'une résistance limitant le courant. La décharge dure jusqu'au moment où la tension atteint la valeur correspondant à l'extinction de l'arc et



qu'alors un nouveau cycle commence. La figure 3 nous donne le schéma d'une base de temps avec thyatron. L'inconvénient du thyatron est — comme nous l'avons indiqué pour les relais — que la désionisation n'est pas immédiate, ce qui limite la fréquence d'oscillation. Les thyratrons

essée s'abaisse exagérément par suite d'une diminution de la tension du réseau ou d'une augmentation de la charge, les tubes au néon se désamorcent et n'exercent aucune influence sur la tension redressée. Mais si une surtension se produit, la tension correctrice du dispositif de stabilisation entre en jeu et engendre un blocage de la tension redressée qui tombe à zéro, ce qui fait disparaître la cause de blocage des thyratrons, ils se réamorcent donc, engendrant ainsi une oscillation de relaxation.

La mise au point d'alimentations stabilisées de ce genre est délicate car il importe que la tension régulée se trouve entre les deux régimes différents du thyatron que nous avons décrits. Le point de fonctionnement convenable est obtenu en agissant sur le potentiomètre de 3.000 à 5.000 Ω en série avec les tubes stabilisateurs.

Avec les thyratrons 2.050, par exemple, il est possible de réaliser une alimentation permettant d'avoir une tension continue de 300 V, ne variant que de $\pm 2\%$ pour des fluctuations de charge ou de tension du réseau de l'ordre de 30 %.

Les applications industrielles des thyratrons deviennent de plus en plus nombreuses et un livre serait nécessaire pour toutes les décrire ; c'est pourquoi nous nous sommes limités à la description des montages qui, voisins de la radio, sont susceptibles d'intéresser les radiotechniciens.