

I - ALIMENTATION,
BASSE - FREQUENCE.

**BASES
DU
DÉPANNAGE**

Par W. SOROKINE

SOCIETE DES EDITIONS RADIO

DU MÊME AUTEUR :

BASES DU DEPANNAGE (Tome II : Détection, H. F., M. F.,
changement de fréquence).

ALIGNEMENT DES RECEPTEURS RADIO.

AIDE-MEMOIRE DU RADIOTECHNICIEN.

LE DEPANNAGE DES POSTES DE MARQUE (épuisé).

BLOCS D'ACCORD (épuisé).

PANNES RADIO.

PANNES TV.

*RADIORECEPTEURS A PILES ET A ALIMENTATION
MIXTE.*

LE DEPISTAGE DES PANNES TV PAR LA MIRE.

FORMULAIRE DE LA RADIO.

SCHEMATHEQUE (Recueil annuel).

W. SOROKINE

BASES
DU
DÉPANNAGE

COURS DE RADIO PRATIQUE

TOME I

ALIMENTATION — AMPLIFICATION B. F.

Troisième édition
revue et remise à jour

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, Rue Jacob — PARIS VI^e

© EDITIONS RADIO
Paris 1963

*Tous droits de reproduction
réservés pour tous pays.*

IMPRIMERIE HABAUZIT, AUBENAS (ARDÈCHE)
Imprimé en France

Dépôt Légal : 1^{er} Trimestre 1963
Editeur n° 339

PRÉFACE

Ce volume n'est pas un recueil de recettes à l'usage des dépanneurs, mais une sorte de cours de radio pratique s'adressant à tout technicien, débutant ou possédant déjà une certaine expérience, qui veut pratiquer le dépannage autrement que par routine et au « pifomètre ».

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

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

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

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

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

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

L'expérience aidant, le dépanneur débutant s'apercevra, après avoir « séché » sur un certain nombre de pannes, que la théorie seule ne suffit pas là où un condensateur

peut se transformer en résistance, une résistance en « self », un isolant en conducteur, etc. Par ailleurs, la complexité des montages modernes est souvent très grande, surtout en ce qui concerne les circuits de filtrage, de compensation de ronflement, de correction de tonalité et de contre-réaction, et un dépanneur qui n'a pas une vaste « culture » radioélectrique aura beaucoup de mal à s'y reconnaître.

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

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

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

W. S.



ALIMENTATION SUR ALTERNATIF

Le transformateur.

CONSTITUTION.

L'âme de la partie alimentation sur alternatif est le transformateur dit d'alimentation, dont les croquis de la figure 1-1 montrent l'aspect extérieur classique, tandis que la figure 1-2 représente ce transformateur tel que nous le voyons sur un schéma. L'adaptation du récepteur aux différentes tensions du réseau se fait en plaçant le cavalier fusible sur la position correspondante de la plaquette de distribution.

Si nous regardons un transformateur par dessous, côté câblage, nous voyons, en général, deux rangées de cosses, fixées sur une bande de carton bakélinisé mince entourant le bobinage. A ces cosses aboutissent les fils de sortie du primaire (*a* et *b* de la figure 1-2) et aussi ceux des secondaires.

Il n'existe pas de disposition standard de ces cosses, chaque constructeur adoptant l'ordre qui lui semble le meilleur, mais nous indiquons dans la figure 1-3 celui qui se rencontre très souvent.

Les deux cosses correspondant au primaire sont généralement marquées « *Sect.* » (secteur). Nous pouvons, d'ailleurs, au cas où cette indication manque, les retrouver très facilement en regardant le transformateur par le côté (fig. 1-4). En effet, les fils de sortie du primaire viennent tout à fait du fond de l'enroulement, le primaire d'un transformateur étant toujours bobiné avant les secondaires.

Ces derniers sont au nombre de trois pour un transformateur d'alimentation classique :

Secondaire haute tension, comportant une prise milieu, et dont les cosses de sortie portent, le plus souvent, les indications suivantes : « *H. T.* » pour les deux extrémités et « *p. m. H. T.* » pour le point milieu.

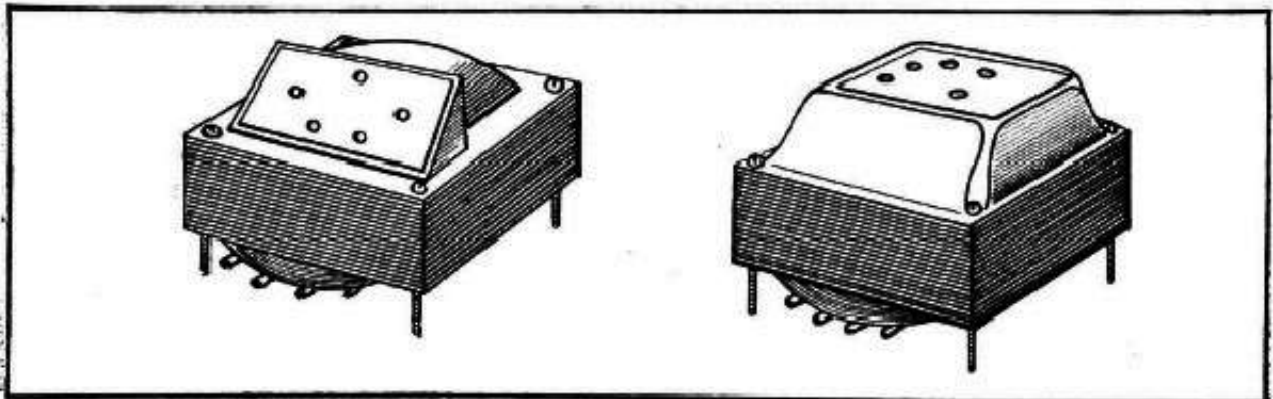


Fig. 1-1. — Aspect extérieur de transformateurs d'alimentation.

Secondaire de chauffage valve, marqué « C. V. ».

Secondaire de chauffage lampes, marqué « C. L. ».

Parfois, l'un de ces deux derniers secondaires, ou les deux, comporte une prise milieu (non représentée sur le schéma de la figure 1-2), marquée « p. m. C. V. » pour le secondaire chauffage valve et « p. m. C. L. » pour celui de chauffage lampes.

Les secondaires C. V. et C. L. sont immédiatement reconnaissables; en l'absence de toute indication, au diamètre important des fils de sortie: 70/100 à 15/10, suivant la puissance du transformateur.

COMMENT RECONNAITRE LES ENROULEMENTS ?

Pour reconnaître les enroulements d'un transformateur inconnu, ne comportant aucune indication, nous utiliserons d'abord un ohmmètre pour repérer les différentes sorties. Cela nous permettra, en nous aidant du tableau (1-1), de déterminer déjà avec certitude le primaire, et le secondaire H. T. Bien entendu, pendant les mesures à l'ohmmètre, le cavalier fusible doit être en place.

Nous voyons, d'après le tableau, que la résistance ohmique des enroulements varie suivant la puissance du transformateur, c'est-à-dire suivant que ce transformateur est prévu pour un récepteur classique à 4-5 lampes (50 à 60 watts) ou pour un « push » à 9 ou 10 lampes (100 watts), ce qui est normal, puisque le nombre de spires d'un enroulement est d'autant plus faible que le transformateur est plus « puissant » et que, d'autre part, la section du fil employé augmente avec la puissance, ce qui conduit, dans les deux cas, à la diminution de la résistance ohmique.

En ce qui concerne la résistance du primaire, elle sera, de plus, déterminée par la position du cavalier-fusible. Il est, d'ailleurs, bon, lorsqu'on vérifie ainsi un transformateur, de contrôler le primaire pour toutes les positions du fusible, pour s'assurer qu'il n'y a ni coupure ni court-circuit.

Tableau 1-1

Puissance du transform. en watts	Résistance des enroulements (en ohms)				
	Secondaire H. T. (total)	Primaire 110 V	Primaire 130 V	Primaire 220 V	Primaire 240 V
30	1 200 à 1 600	15 à 20	18 à 22	30 à 40	36 à 46
50	600 à 700	10 à 12	12 à 14	19 à 24	24 à 28
60	400 à 450	8 à 10	10 à 12	16 à 20	20 à 24
75	250 à 300	5 à 7	6 à 8	10 à 15	12 à 17
100	180 à 220	3,5 à 4,5	4 à 5,5	7 à 13	11 à 14

Le tableau 1-1 nous indique la résistance totale du secondaire H. T., qui est, comme nous le voyons, toujours de l'ordre de quelques centaines d'ohms. À noter que les chiffres ci-dessus constituent un ordre de grandeur et que, de plus, la résistance indiquée pour le secondaire H. T. peut varier suivant qu'il s'agit d'un transformateur de 2×350 ou 2×275 volts.

Ayant trouvé le primaire, nous pouvons y connecter le secteur et vérifier immédiatement la consommation à vide, en branchant notre contrôleur universel (sensibilité 300 mA ou 1,5 A alternatif) à la place du cavalier-fusible (fig. 1-5).

Si tout va bien, nous remettons à sa place ce dernier, et à l'aide d'un voltmètre alternatif (sensibilité 7,5 V) déterminons les secondaires C. L. et C. V. Pour le premier,

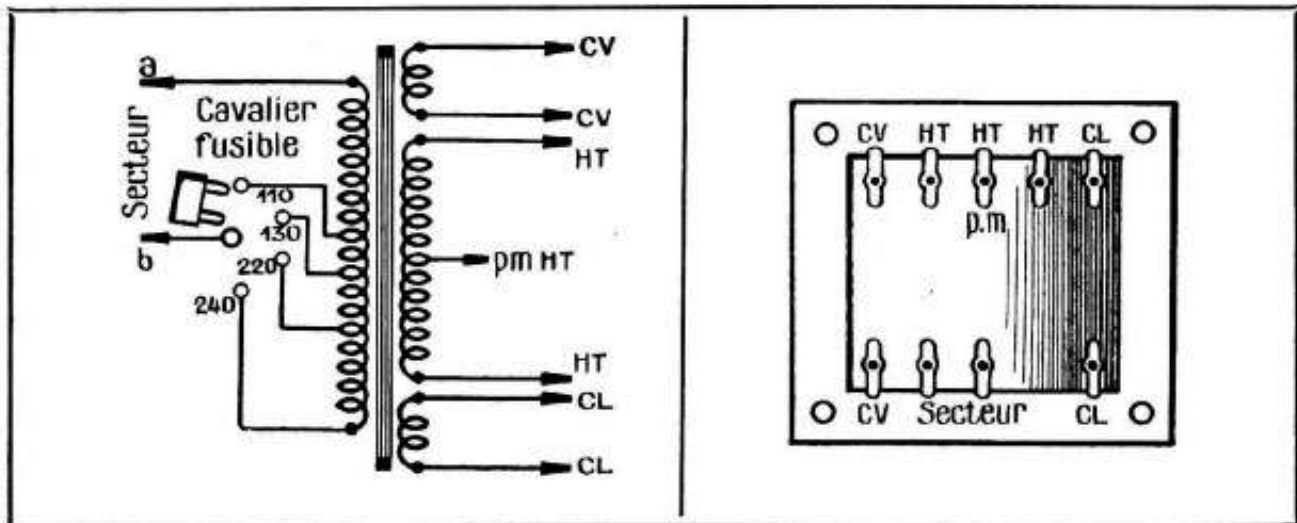


Fig. 1-2. — Représentation schématique d'un transformateur d'alimentation normal.

Fig. 1-3. — Disposition assez fréquente des cosses de branchement d'un transformateur d'alimentation.

en mesurant entre les cosses C. L. nous devons trouver environ 6,5 à 6,8 volts. Pour le second, entre les cosses C. V., nous trouverons un peu plus de 5 volts (ou 4 volts, s'il s'agit d'un transformateur pour AZ41 ou AZ1).

La valve.

CONSTITUTION.

Le complément du transformateur d'alimentation est la valve, qui redresse la haute tension alternative fournie par l'enroulement correspondant, c'est-à-dire la transforme en haute tension continue.

Les valves utilisées dans les récepteurs alternatifs sont presque toujours du type biplaque, soit à chauffage direct, soit à chauffage indirect. Le principe de leur construction, ainsi que celui de leur fonctionnement en redresseuse, sont exposés dans tous les ouvrages élémentaires de Radioélectricité et, par conséquent, nous n'en parlerons pas ici.

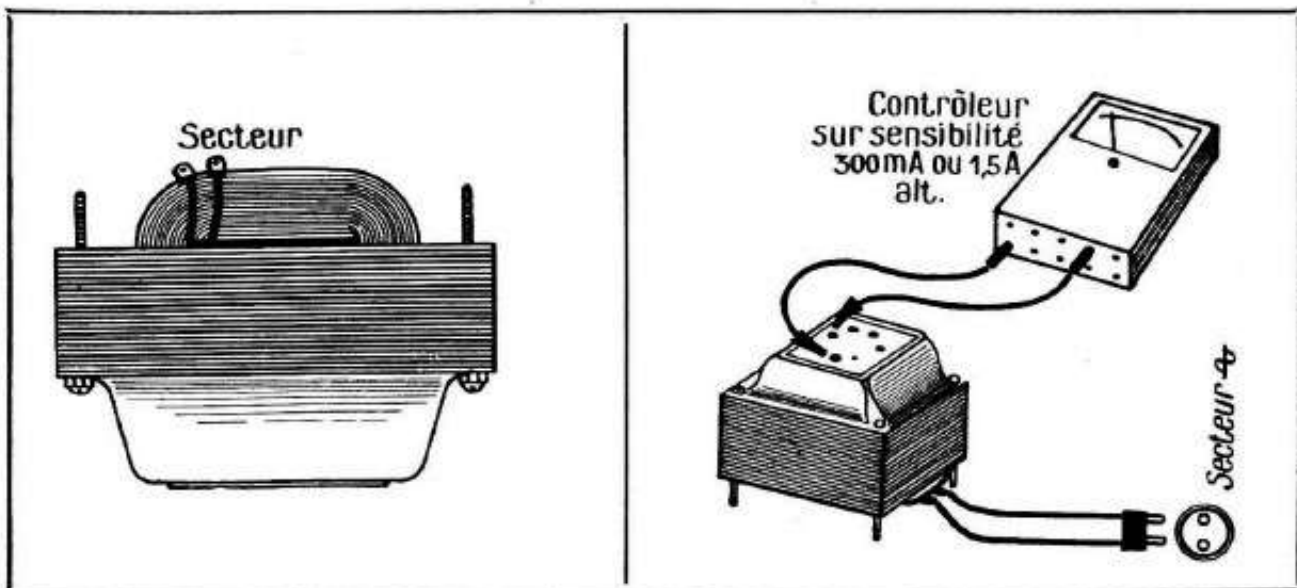


Fig. 1-4 — Les deux extrémités du primaire sont reconnaissables par le fait que les fils y aboutissant partent du « fond » de l'enroulement.

Fig. 1-5. — Voici comment on mesure la consommation d'un transformateur à vide.

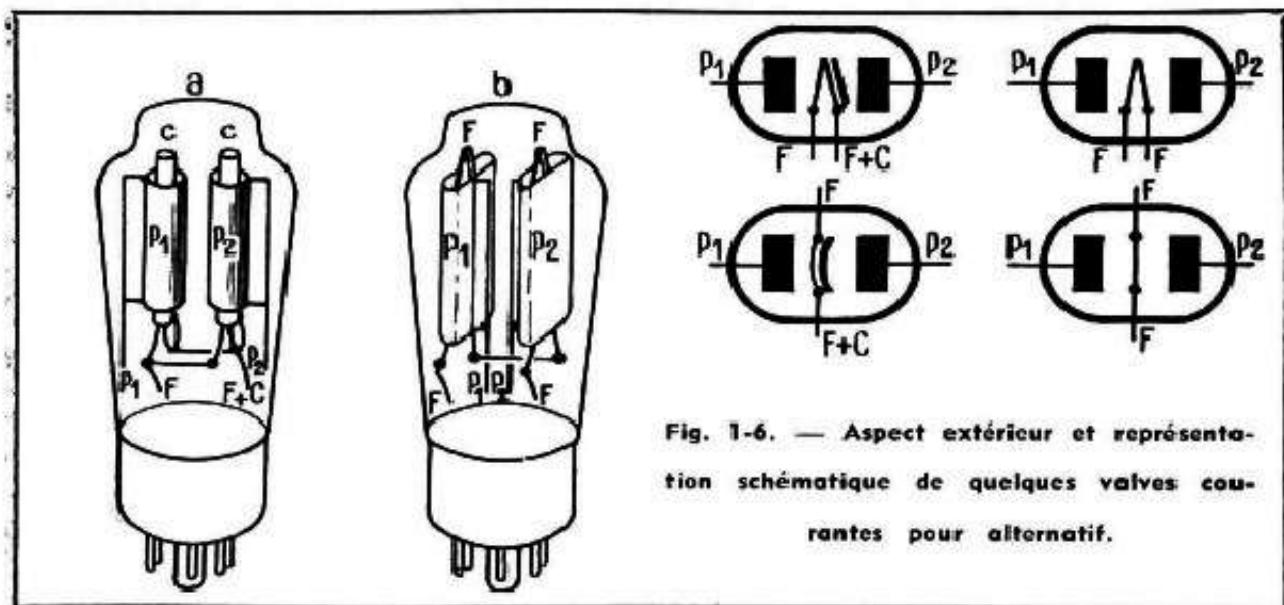


Fig. 1-6. — Aspect extérieur et représentation schématique de quelques valves courantes pour alternatif.

Mais, toujours à l'intention des débutants, nous allons donner quelques indications et détails purement pratiques.

Une valve se présente sous l'aspect d'une lampe assez volumineuse (du moins lorsqu'il s'agit des tubes non miniatures), placée, le plus souvent, à proximité du transformateur d'alimentation, et qui, en fonctionnement, chauffe énormément : impossible de la toucher à main nue.

Nous la reconnaitrons par son numéro ou désignation, dont nous verrons plus loin quelques-uns parmi les plus courants, et aussi par l'aspect caractéristique de ses électrodes intérieures, visibles à travers le verre de l'ampoule (fig. 1-6a et 1-6b).

La figure 1-6a représente une valve biplaque à chauffage indirect, la 5Y3GB, et nous y distinguons nettement les deux plaques (P_1 et P_2), les deux cathodes (C) et les deux filaments ou, plus exactement, un seul filament comportant deux sections en parallèle. On voit aussi que les deux cathodes sont réunies ensemble, d'une part, et à l'une des extrémités du filament, d'autre part (côté F + C, c'est-à-dire filament plus cathode). Les deux petits croquis à côté du dessin de la valve montrent la façon dont les valves à chauffage indirect sont représentées, le plus souvent, sur les schémas.

A noter que certaines valves à chauffage indirect possèdent un filament dont les deux sections sont montées en série ; cela dépend du type de la valve. Mais de toutes façons, la cathode est souvent reliée intérieurement à l'une des extrémités du filament.

Remarquons encore que si nous avons affaire à une valve telle que celle de la figure 1-6a (filament en deux sections en parallèle), il peut arriver que l'une des sections se coupe. La valve devient inutilisable pour le redressement dans un récepteur normal mais nous la conserverons, car elle pourra un jour nous être utile comme valve mono-plaque.

A part la 5Y3GB (tension de chauffage 5 volts), voici quelques autres valves à chauffage indirect que nous rencontrerons le plus souvent :

1883 : chauffage 5 volts.

GZ40 et GZ41 : chauffage 5 volts (Rimlock).

Il faut mentionner à part toutes les valves dont la désignation commence par EZ (EZ2, EZ3, EZ4 parmi les anciennes, ou EZ80 et EZ81 parmi les modernes) qui sont chauffées sous 6,3 volts et dont la cathode n'est pas reliée intérieurement au filament. De même, la valve miniature américaine 6X4 : cathode séparée du filament.

Passons maintenant aux valves à chauffage direct, dont la figure 1-6b montre la disposition intérieure des électrodes : deux plaques (P_1 et P_2) et un filament (F) dont les deux sections sont montées en série.

Les valves les plus courantes à chauffage direct sont :

5Y3 — Chauffage 5 volts.

80 — Chauffage 5 volts.

AZ1 — Chauffage 4 volts.

AZ41 — Chauffage 4 volts.

1882 — Chauffage 5 volts.

Avec le dessin de la valve de la figure 1-6b nous voyons deux croquis montrant la façon dont les valves à chauffage direct sont représentées sur les schémas.

DEFAUTS POUVANT AFFECTER UNE VALVE.

Nous en indiquons quelques-uns, parmi les plus fréquents.

1. — *Coupure du filament.* La valve ne s'allume pas, ce que nous voyons immédiatement en constatant que le filament ne « rougit » pas. Nous pouvons, d'ailleurs, nous en assurer en vérifiant la continuité du filament à l'aide d'une « sonnette » ou d'un ohmmètre, en mesurant la résistance entre les broches correspondant au filament (pour connaître la disposition de ces broches, voir les notices des constructeurs ou le *Lexique officiel des Lampes radio ou Radio Tubes*).

2. — *Court-circuit partiel ou total du filament.* Panne assez rare, mais qu'il est bon, néanmoins, de mentionner, et qui se produit, surtout, dans les valves à chauffage indirect. Décelable par la mesure de la résistance du filament à l'aide d'un ohmmètre précis. Si cette résistance est anormalement basse, il est à peu près certain que le filament est partiellement en court-circuit. Mais, répétons-le encore une fois, il est nécessaire de disposer d'un ohmmètre pouvant mesurer les résistances très faibles, car celle du filament de la plupart des valves courantes, à chauffage direct ou indirect, est de l'ordre de 0,7 à 1,5 ohm.

Il est presque plus simple de dessouder rapidement l'une des connexions filament de la valve suspectée et d'y insérer un contrôleur universel sur la sensibilité de 1,5 ou 7,5 ampères (alternatif) (fig. 1-7). Le débit lu doit correspondre à peu de chose près à celui indiqué par le recueil de caractéristiques (en général, 0,7 à 1,5 ampère pour les valves courantes).

3. — *Mauvais vide ou rentrée d'air à l'intérieur de l'ampoule* par suite d'une fêlure. Se manifeste par une lueur violette, plus ou moins vive, à l'intérieur de la valve, dès la mise en service.

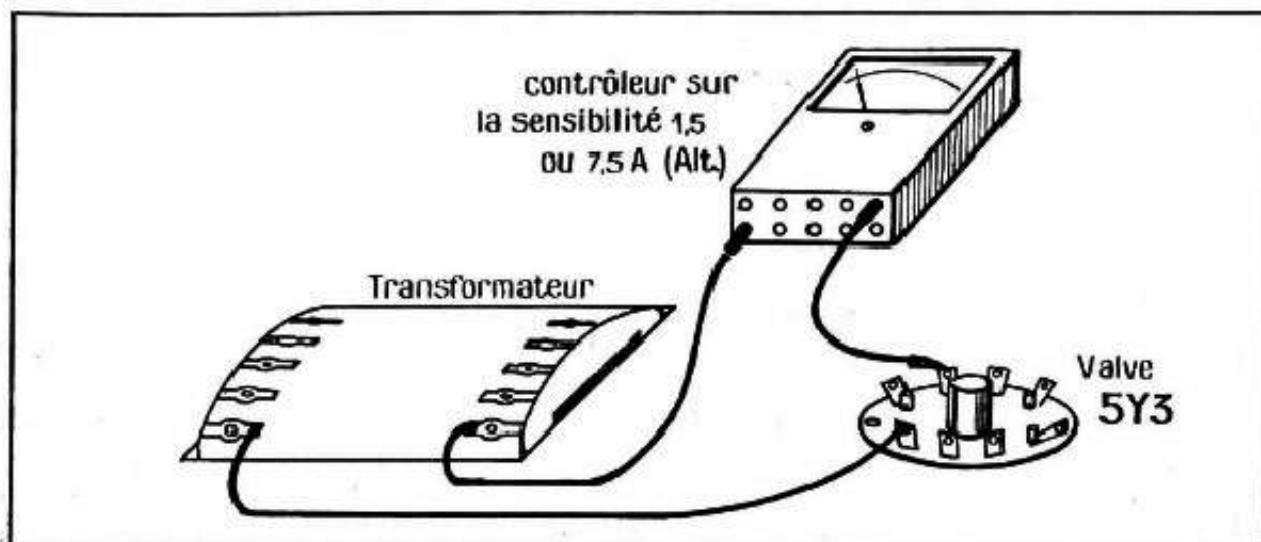


Fig. 1-7. — Vérification du courant filament d'une valve, afin de déceler, éventuellement, un court-circuit partiel du filament.

4. — *Court-circuit interne entre le filament ou la cathode et l'une des plaques.* Ce court-circuit peut être permanent, ce qui nous sera indiqué par un ohmmètre branché alternativement entre le filament (ou la cathode) et chacune des plaques. Il peut être également intermittent, ce qui se manifestera par des arcs, des étincelles, à l'intérieur de l'ampoule, surtout lorsqu'on tapote légèrement cette dernière pendant le fonctionnement.

5. — *Usure, épuisement de la couche émissive du filament (ou de la cathode).* Panne normale pour une valve ayant fonctionné pendant très longtemps, mais se pro-

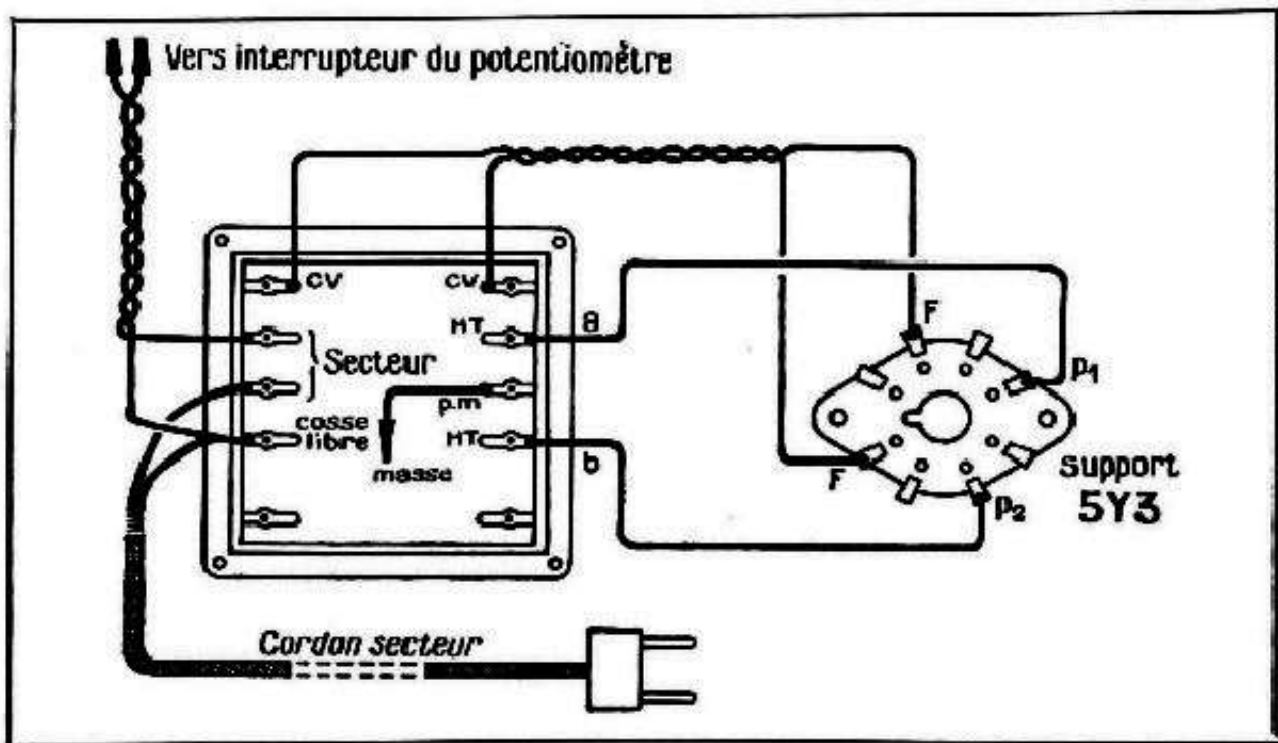


Fig. 1-8. — Disposition pratique des différentes connexions aboutissant au primaire et au secondaire du transformateur d'alimentation.

duisant également, au bout d'un temps relativement court, lorsque la valve d'un récepteur travaille à la limite ou au delà de ses possibilités. Mais de toutes façons la valve est « morte » et ne redresse plus : haute tension très faible ou nulle.

Liaison transformateur-valve.

Pour effectuer le redressement de la haute tension, il faut brancher la valve suivant le croquis de la figure 1-8, ce qui se traduit schématiquement, par le dessin de la figure 1-9. Autrement dit, le filament de la valve (F-F) est branché aux cosses « chauffage valve » (C. V.) du transformateur, tandis que chacune des plaques (P_1 et P_2) est connectée à l'une des extrémités du secondaire haute tension (H. T.).

Bien entendu, comme il s'agit de l'alternatif, il n'y a aucun sens à observer dans le branchement du filament et des plaques : la plaque P_1 peut, tout aussi bien, être reliée à la cosse b , et la plaque P_2 à la cosse a . Cela dépend uniquement de l'orientation respective du transformateur et du support.

Mais il y a un point sur lequel nous attirons particulièrement l'attention : *il ne faut jamais torsader les deux fils allant aux plaques.* N'oublions pas, en effet, qu'il

Fig. 1-9. — Représentation schématisée des connexions indiquées dans la figure 1-8, avec branchement du cordon secteur et de l'interrupteur, solidaire du potentiomètre.

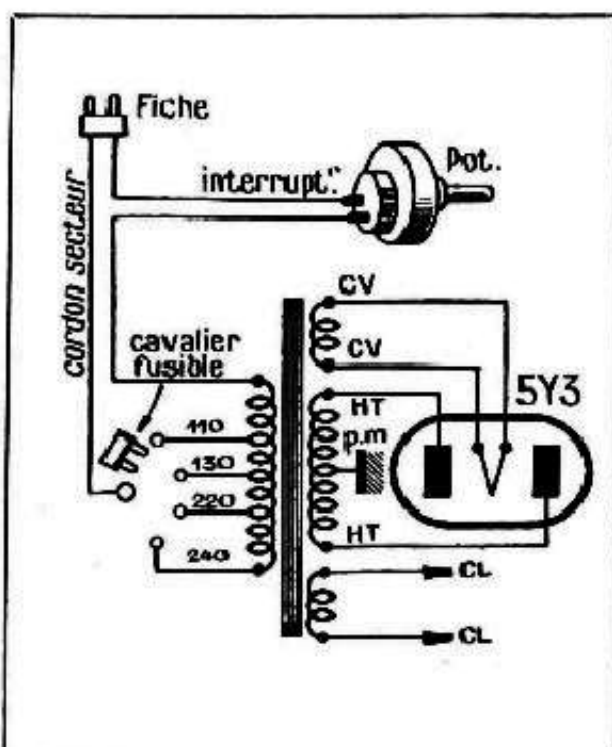
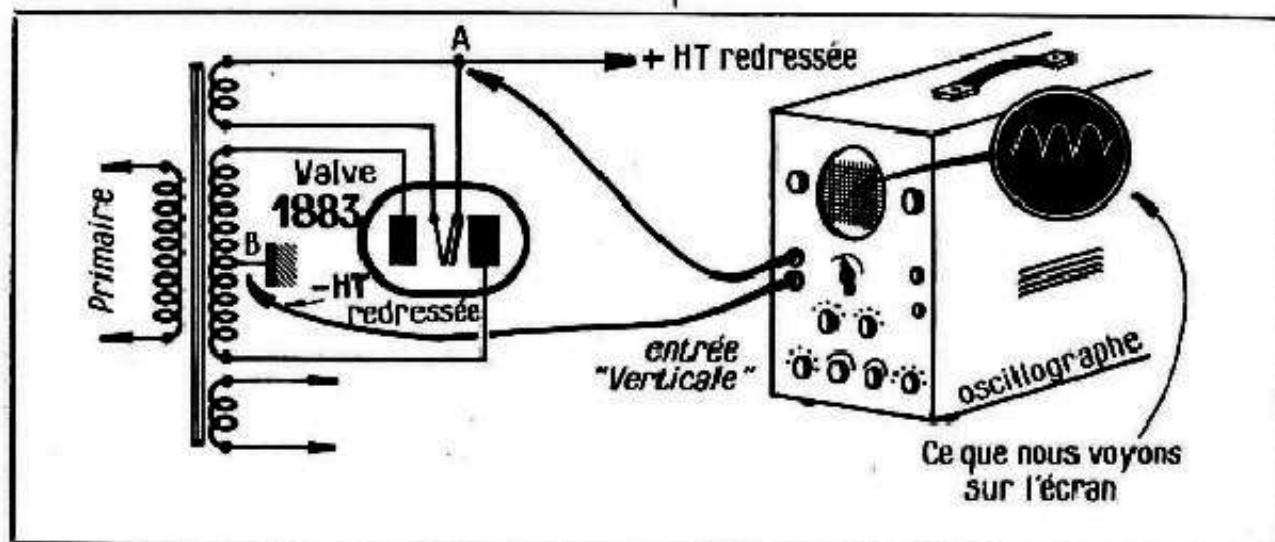


Fig. 1-10. — Il est très commode et très simple d'examiner à l'oscilloscope la tension redressée par une valve, en effectuant le branchement indiqué par le croquis.



existe entre ces deux fils une différence de potentiel alternative pouvant atteindre $2 \times 375 = 750$ volts efficaces, soit plus de 1000 volts en pointe. Le danger d'amorçage d'arcs est immédiat, s'il se produit, ou s'il existe, le moindre défaut d'isolement. Nous en parlons en pleine connaissance de cause, ayant vu de véritables commencements d'incendie (ébénisterie carbonisée) dus, simplement, aux connexions de plaques torsadées.

Par contre, aucun inconvénient à torsader les fils allant au filament.

Par la même occasion, nous indiquons, dans la figure 1-9, la façon dont le primaire du transformateur est branché, d'une part, au cordon secteur, et, d'autre part, à l'interrupteur du potentiomètre. Pratiquement, le montage est souvent facilité par le fait qu'il se trouve sur le transformateur et à côté des deux cosses du primaire (Sect.), une cosse libre qui nous servira de relais pour la fixation de l'un des fils partant vers l'interrupteur, et du fil correspondant du cordon secteur.

Redressement.

Associée au transformateur et branchée comme nous venons de l'indiquer, la valve redresse la haute tension alternative et nous donne, sur sa cathode (ou son filament, s'il

s'agit d'une valve à chauffage direct), au point A (fig. 1-10) une tension égale, à peu près, à la moitié de la tension du secondaire H. T., c'est-à-dire, suivant le cas, 275 à 375 volts.

Cette tension est « redressée » en ce sens qu'elle n'est plus alternative, mais elle n'est pas davantage continue. Pour nous en convaincre nous allons regarder cette tension et nous disons bien « regarder » et non « mesurer ». Bien entendu, nous supposons que le redresseur fonctionne à vide, c'est-à-dire qu'entre le point A et la masse (B) il n'existe aucune charge et surtout aucun condensateur.

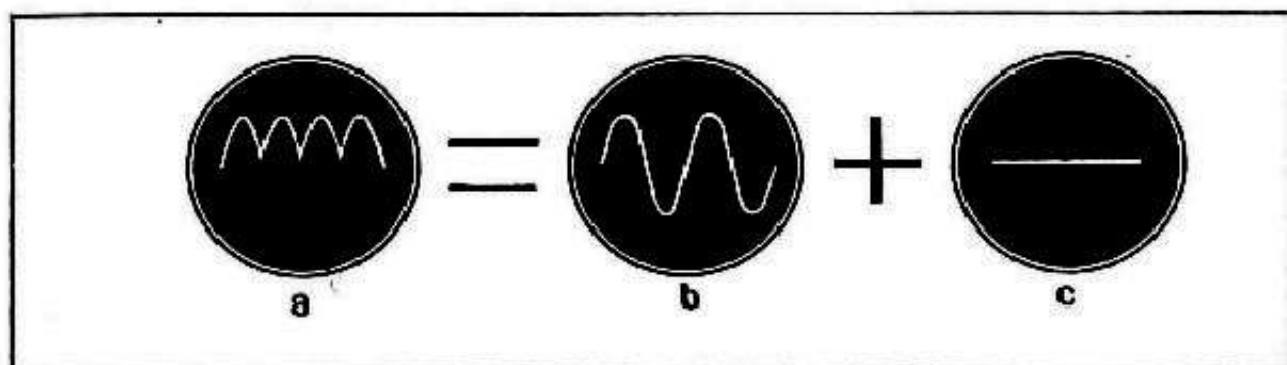


Fig. 1-11. — La tension ondulée (a) que nous observons sur l'écran de l'oscilloscope peut être considérée comme la somme d'une tension alternative (b) et d'une tension continue (c).

Donc, pour regarder notre tension redressée nous allons prendre un oscilloscope et connecter son entrée « verticale », suivant le croquis de la figure 1-10, aux points A et B du montage. Ayant réglé l'amplification verticale à un niveau convenable et la fréquence de la base de temps de façon à immobiliser l'image, nous verrons apparaître, sur l'écran, une ondulation caractéristique, présentant des arrondis d'un côté et des pointes de l'autre. Disons, en passant, que les pointes de cette ondulation peuvent être dirigées, suivant l'oscilloscope, vers le bas ou vers le haut, mais cela ne change en rien le problème.

Revenons à notre image. Elle ne traduit pas l'existence en A d'une tension alternative, car s'il en était ainsi, l'ondulation aurait l'allure de la figure 1-11b : courbe régulière et symétrique, arrondie en haut et en bas, appelée *sinusoïde*. Elle ne montre pas davantage la présence d'une tension continue, qui ferait apparaître sur l'écran tout simplement un trait horizontal.

La réponse à cette incertitude est la suivante : il existe en A, simultanément, une tension continue et une tension alternative superposées, ou, comme on dit, une tension continue comportant une composante alternative. Le résultat nous donne une tension *ondulée*. Une telle tension est absolument inutilisable pour l'alimentation d'un récepteur ou d'un amplificateur : l'audition serait couverte par un ronflement intense.

Cependant, en regardant la figure 1-11, traduisant le fait qu'une tension ondulée est la somme d'une tension alternative et d'une tension continue, nous commençons à entrevoir une solution : si dans la somme $b + c$ nous arrivons, par un artifice quelconque, à supprimer b , c'est-à-dire le terme alternatif, il ne nous restera que du continu et tout sera parfait.

Autrement dit, avant d'être envoyée dans le récepteur, la tension redressée brute, ondulée, devra passer dans un dispositif qui la débarrassera de sa composante alternative, la *filtrera*, exactement comme un filtre à liquide débarrasse l'eau de ses impuretés.

De tels filtres électriques existent et nous allons voir leur fonctionnement en nous familiarisant, parallèlement, avec les différents éléments qui les composent : inductances à fer, bobines d'excitation des haut-parleurs, condensateurs électrochimiques et résistances.

CALCUL D'UN TRANSFORMATEUR D'ALIMENTATION

Tout technicien se heurte, un jour ou l'autre, à la nécessité de rebobiner ou de réaliser entièrement un transformateur d'alimentation. Il est donc utile d'avoir quelques notions sur la façon dont on peut déterminer les caractéristiques d'une telle pièce, caractéristiques approximatives si l'on considère la théorie rigoureuse, mais qui conduisent à des « engins » dont le fonctionnement est parfaitement satisfaisant dans la pratique.

Il ne faut pas oublier non plus que la connaissance de quelques relations fondamentales facilite grandement l'identification éventuelle d'un transformateur inconnu.

Puissance d'un transformateur.

La figure 2-1 schématise la structure d'un transformateur d'alimentation classique, avec son primaire alimenté par la tension U_1 et consommant l'intensité I_1 . Les trois

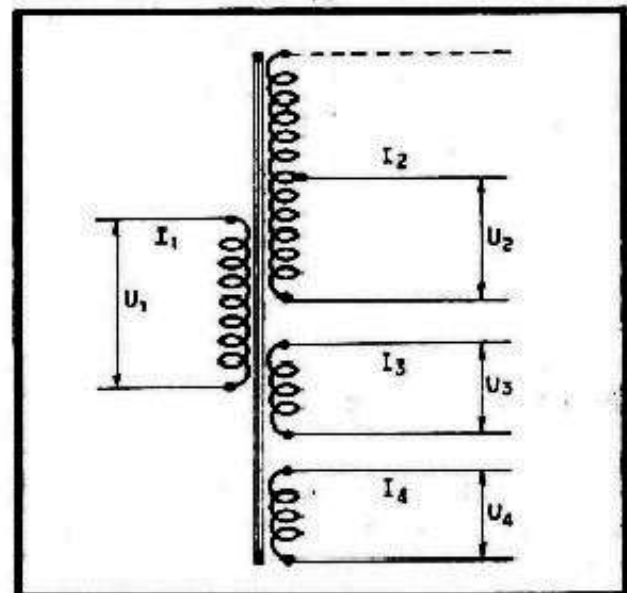


Fig. 2-1. — Structure classique d'un transformateur d'alimentation pour récepteurs ou amplificateurs.

secondaires sont également caractérisés par les tensions U_2 , U_3 et U_4 qu'ils délivrent et les intensités I_2 , I_3 et I_4 qu'ils fournissent. Dans ces conditions, la puissance primaire P_1 absorbée par le transformateur sera déterminée à l'aide de la relation

$$P_1 = 1,2 (U_2 I_2 + U_3 I_3 + U_4 I_4). \quad (1)$$

La signification des différents facteurs de cette relation est la suivante :

I_2 — courant anodique global consommé par le récepteur ou l'amplificateur (en ampères) ;

U_2 — tension efficace du secondaire H.T. (en volts). Lorsqu'il s'agit d'un secondaire à prise médiane (redressement des deux alternances), U_2 représente la tension de l'une des moitiés ;

I_3 et I_4 — courant alternatif (valeur efficace) absorbé par les circuits de chauffage des lampes (par exemple I_3) et de la valve (par exemple I_4). Ces courants sont évidemment exprimés en ampères ;

U_3 et U_4 — tension efficace (en volts) fournie par les deux secondaires de chauffage.

On voit donc que la puissance primaire représente la somme des puissances secondaires, multipliée par un certain coefficient 1,2, qui tient compte de la moyenne des pertes dans le fer (noyau) et dans le cuivre (enroulements).

Section du noyau.

La section du noyau, déterminée par le produit $Y_1 \cdot Y_2$ comme le montre la figure 2-2 peut être calculée, en cm^2 , par la relation

$$S_n = 1,2 \sqrt{P_1} \quad (2)$$

Autrement dit, la connaissance de la section S_n nous permet de déterminer l'épaisseur Y_2 du paquet de tôles en connaissant la largeur Y_1 de la patte centrale de la tôle choisie.

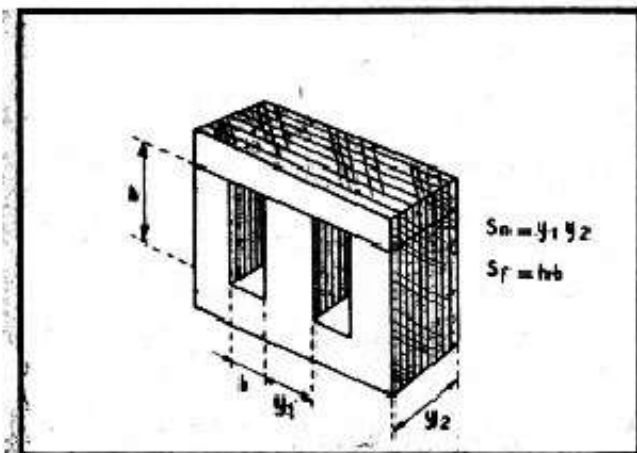


Fig. 2-2. — Dimensions dont il convient de tenir compte lors du calcul d'un circuit magnétique.

Nombre de spires par volt.

Pour n'importe quel enroulement d'un transformateur le produit du nombre de spires n , correspondant à une tension de 1 V de cet enroulement, par la section S_n du noyau est une constante. Cette constante peut varier entre 40 et 60, suivant la qualité magnétique des tôles utilisées. Si nous adoptons une valeur moyenne, soit 50, le nombre de spires nécessaires pour 1 volt sera

$$n = \frac{50}{S_n} \quad (3)$$

où S_n doit être exprimé en cm^2 .

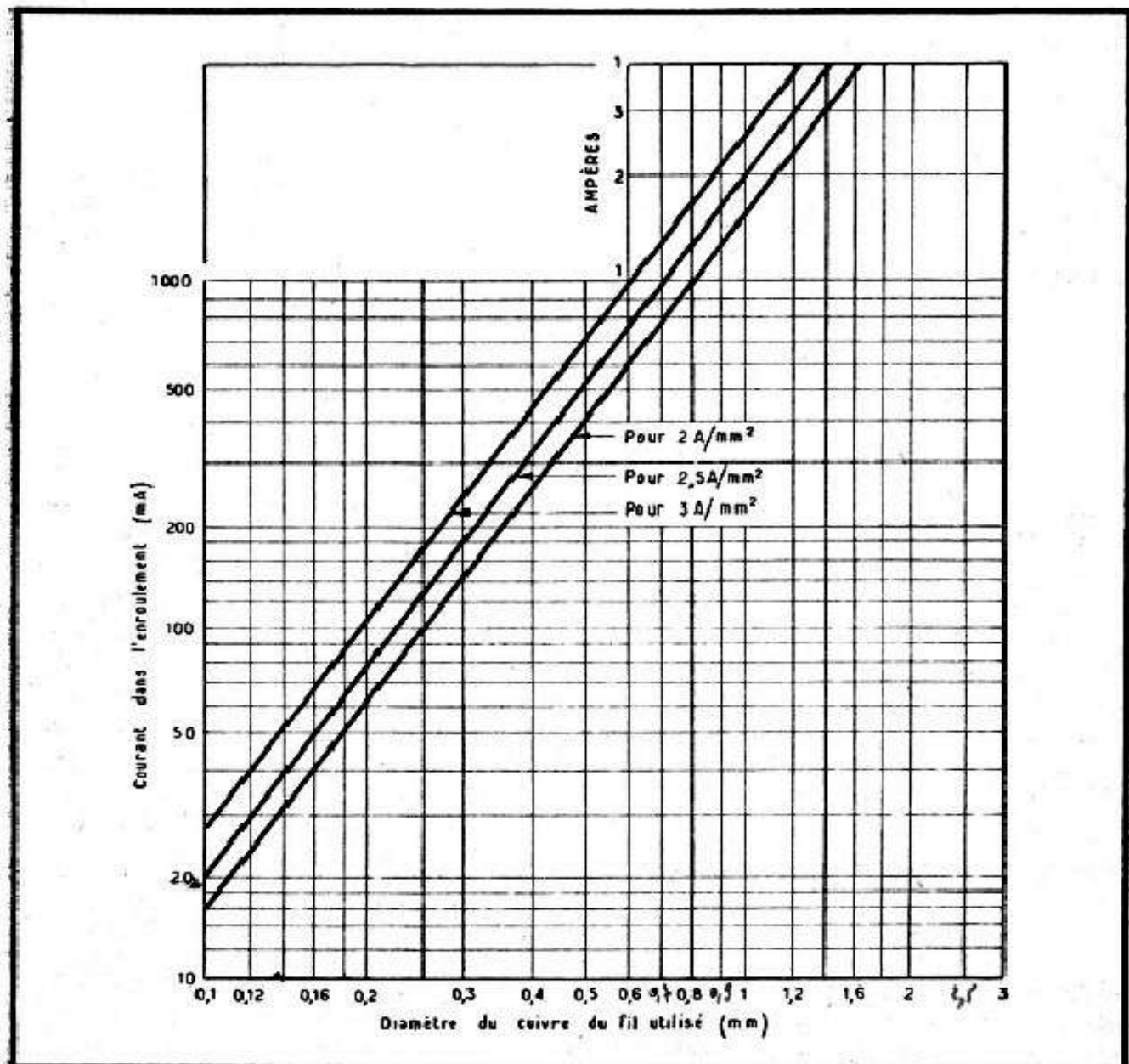


Fig. 2-3. — Aboque permettant de calculer le diamètre du fil à utiliser, en fonction de l'intensité prévue et de la densité de courant admise.

Nombre de spires des différents enroulements.

A partir du nombre de spires par volt n nous trouvons celui de n'importe quel enroulement du transformateur, en multipliant par n la tension que doit recevoir (primaire) ou fournir (secondaire) cet enroulement. Autrement dit, le nombre de spires n_1 du primaire pour U_1 volts sera, par exemple,

$$n_1 = n \cdot U_1$$

et ainsi de suite. Pour un secondaire H.T. à prise médiane, le nombre total de spires sera, bien entendu,

$$n_2 = 2n \cdot U_2$$

Pour les secondaires de chauffage, parcourus par une intensité toujours assez élevée, il est indiqué d'augmenter de 5 à 10 % le nombre de spires ainsi calculé, afin de tenir compte de la chute de tension interne. On peut également, pour calculer le nombre de spires, n_3 par exemple, de ces enroulements utiliser la relation

$$n_3 = 1,08 n \cdot U_3 \quad (4)$$

Diamètre du fil.

Ce diamètre peut être déterminé à l'aide de l'abaque de la figure 2-3. La densité du courant que l'on adoptera dépend de la façon dont le transformateur calculé sera refroidi (montage tassé, proximité de tubes très chauds, etc.) et aussi de la façon dont il va être utilisé (service presque continu ou intermittent ; à la limite des possibilités ou avec une certaine marge de sécurité, etc.). Dans la plupart des transformateurs d'alimentation classiques, on peut adopter la densité de 3 A/mm².

Le courant primaire du transformateur sera donné par la relation

$$I_1 = \frac{P_1}{U_1} \quad (5)$$

Si le primaire comporte des prises pour son adaptation à de différentes tensions du secteur, le calcul du diamètre du fil se fera en se basant sur la tension la plus basse et un même diamètre sera adopté pour toute la section du primaire se rapportant aux tensions du même ordre (par exemple 100 à 145 V).

En ce qui concerne un secondaire de chauffage, il est évident que l'intensité qu'il fournit est égale à la somme des intensités exigées par tous les filaments alimentés, chiffres que l'on trouve dans les recueils de caractéristiques.

Pour un secondaire H.T. prévu pour le redressement des deux alternances (avec prise médiane) le diamètre du fil doit être choisi en tenant compte de la moitié du courant prévu.

Place occupée par les enroulements.

Lorsqu'on a calculé le nombre de spires de chaque enroulement et déterminé le diamètre du fil correspondant, il est nécessaire de s'assurer que l'ensemble de tous ces enroulements pourra se loger dans la « fenêtre » de la tôle choisie. Pour cela nous devons tout d'abord trouver la section totale du cuivre de chaque bobinage, et faire la somme de ces sections totales. Cette somme doit représenter à peu près le quart de la surface totale S_f de la fenêtre.

Le tableau 2-1 nous permet de passer instantanément du diamètre à la section. Par ailleurs, pour chaque enroulement, la section totale du cuivre est égale, bien entendu, à la section du fil utilisé multipliée par le nombre de spires.

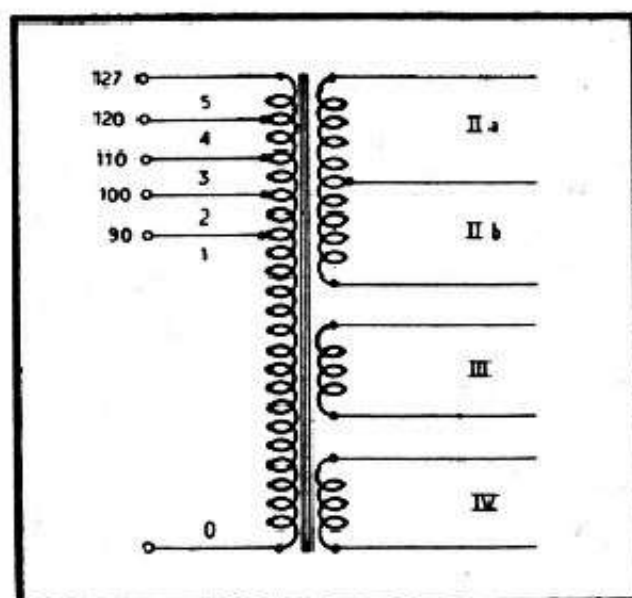
Choix des tôles.

Il arrive souvent que l'on utilise, pour réaliser un transformateur, un circuit magnétique « de récupération » et dont il est impossible, pour telle ou telle raison, de modifier l'épaisseur, c'est-à-dire la section du noyau. Si cette section est un peu plus grande que celle dont nous avons besoin, il n'y a aucun inconvénient à l'adopter, après s'être assuré que les différents enroulements du transformateur pourront se loger dans la « fenêtre » dont on dispose.

Lorsqu'on a le choix, pour la section du noyau, entre deux circuits magnétiques, on préférera celui dont la « fenêtre » sera le mieux remplie.

Le tableau 2-2 nous indique les dimensions principales de quelques tôles courantes sur le marché français.

Fig. 2-4. — Schéma du transformateur dont le calcul est donné en exemple.



Exemple de calcul.

Nous avons besoin de réaliser un transformateur pour alimenter un amplificateur B.F. équipé de tubes ECC 83 et EL 84. Le redressement est assuré par une valve biplaque GZ 32, et un voyant lumineux, utilisant une ampoule 6,3V-0,1 A est prévu.

Le primaire du transformateur doit être muni de prises permettant son adaptation aux tensions du secteur suivantes : 90, 100, 110, 120 et 127 V (fig. 2-4).

Le courant anodique total nécessaire est de 65 mA, soit 0,065 A. Le secondaire de chauffage des lampes devra fournir 1,05 A, et celui de chauffage de la valve 2,3 A sous 5 V.

Tableau 2-1. — CORRESPONDANCE ENTRE LE DIAMETRE D'UN FIL ET SA SECTION

Diamètre sans isolant (mm)	Section sans isolant (mm ²)	Diamètre sans isolant (mm)	Section sans isolant (mm ²)	Diamètre sans isolant (mm)	Section sans isolant (mm ²)
0,10	0,0079	0,25	0,049	0,64	0,32
0,11	0,0095	0,27	0,057	0,69	0,37
0,12	0,011	0,29	0,061	0,74	0,43
0,13	0,013	0,31	0,076	0,80	0,50
0,14	0,015	0,33	0,086	0,86	0,58
0,15	0,018	0,35	0,096	0,90	0,64
0,16	0,020	0,38	0,11	0,96	0,72
0,17	0,023	0,41	0,13	1	0,79
0,18	0,026	0,44	0,15	1,1	0,94
0,19	0,028	0,47	0,17	1,2	1,1
0,20	0,031	0,51	0,20	1,3	1,3
0,21	0,035	0,55	0,24	1,4	1,5
0,23	0,042	0,59	0,27	1,5	1,8

PUISSANCE PRIMAIRE

Nous avons $U_2 = 250$ V et, par conséquent, en appliquant la relation (1), nous obtenons

$$P_1 = 1,2 (250 \cdot 0,065 + 6,3 \cdot 1,05 + 5 \cdot 2,3) = 1,2 \cdot 34,4 = 41,5 \text{ W environ.}$$

SECTION DU NOYAU

En utilisant la formule (2) nous trouvons

$$S_n = 1,2 \sqrt{41,5} = 1,2 \cdot 6,45 = 7,75 \text{ cm}^2.$$

NOMBRE DE SPIRES PAR VOLT

Par la relation (3) nous calculons

$$n = 50/7,75 = 6,45.$$

NOMBRE DE SPIRES AU PRIMAIRE

La section 0-1 du primaire (fig. 2-4) aura $90 \cdot 6,45 = 580$ spires.

Les sections 1-2, 2-3 et 3-4 auront 64,5 spires chacune (10 volts par section), tandis que la section 4-5 aura $7 \cdot 6,45 = 45$ spires. Au total, le primaire aura

$$580 + 3 \cdot 64,5 + 45 = 818,5 \text{ spires.}$$

NOMBRE DE SPIRES AU SECONDAIRE H.T.

Ce secondaire, à prise médiane, est constitué par les sections IIa et IIb de la figure 2-4. Chaque section doit donner 250 V et comportera par conséquent

$$250 \cdot 6,45 = 1610 \text{ spires,}$$

soit 3220 spires au total.

NOMBRE DE SPIRES AU SECONDAIRE CHAUFFAGE LAMPES

Ce secondaire doit donner 6,3 V. Par conséquent il aura

$$1,08 \cdot 6,3 \cdot 6,45 = 44 \text{ spires.}$$

en utilisant la formule (4).

NOMBRE DE SPIRES AU SECONDAIRE CHAUFFAGE VALVE

En utilisant la même formule que ci-dessus, nous obtenons

$$1,08 \cdot 5 \cdot 6,45 = 35 \text{ spires.}$$

COURANT DANS LE PRIMAIRE

La relation (5) nous donne $I_1 = 41,5/90 = 0,46 \text{ A.}$

DIAMETRE DU FIL

En adoptant une densité de 3 A/mm² nous déterminons, d'après le graphique de la figure 2-3 :

Primaire	0,55 mm ;
Secondaire H.T.	0,15 mm ;
Chauffage lampes	0,86 mm ;
Chauffage valve	1,2 mm.

SECTION TOTALE DU CUIVRE

Le nombre de spires calculé pour les différents enroulements et le tableau de correspondance diamètre-section nous permettent de calculer :

Tableau 2-2. — CERTAINES CARACTERISTIQUES DE QUELQUES TOLES COURANTES SUR LE MARCHE FRANÇAIS

N°	Largeur Y_1 (mm)	Surface S_f (mm ²)	N°	Largeur Y_1 (mm)	Surface S_f (mm ²)
1	14	169	14	21	965
2	15	120	15	21,5	615
3	15	270	16	24	895
4	16	192	17	25	470
5	17,5	227	18	25	1 260
6	18,5	187	19	25	1 300
7	19	190	20	26	755
8	19	261	21	28	1 360
9	20	300	22	28	1 820
10	20	925	23	30	1 630
11	20	1 240	24	30	1 680
12	21	270	25	30	1 820
13	21	815	26	31	2 500

Pour le primaire. — Il faut 818,5 spires à 0,24 mm², soit 197 mm² ;

Pour le secondaire H.T. — Il faut 3220 spires à 0,018 mm², soit 58 mm² ;

Pour le secondaire chauffage lampes. — Il faut 44 spires à 0,58 mm², soit 26 mm² ;

Pour le secondaire chauffage valve. — Il faut 35 spires à 1,1 mm², soit 39 mm².

Cela nous fait au total : $197 + 58 + 26 + 39 = 320$ mm².

CHOIX DU NOYAU

Etant donné la place occupée par le cuivre, nous avons besoin de tôles dont la « fenêtre » ait une surface S_f de $320 \times 4 = 1280$ mm². Nous voyons que les tôles n° 18 du tableau peuvent convenir à la rigueur. Comme la largeur Y_1 est de 25 mm, nous devons constituer un paquet d'épaisseur Y_2 telle que

$$Y_2 = S_n / Y_1 = 775 / 25 = 31 \text{ mm.}$$

Quelques remarques.

Nous pouvons facilement nous rendre compte que le fait d'utiliser une valve telle que GZ 32 alourdit d'une façon très sensible le transformateur nécessaire. En faisant appel à un redresseur « sec » nous pouvons réaliser une économie certaine à tous les points de vue.

C'est ainsi que la puissance P_1 ne sera plus que de 27,5 W et la section S_n de 6,3 cm². La surface totale du cuivre sera de l'ordre de 250 mm², ce qui nous permettra de choisir une tôle dont la « fenêtre » est de quelque 1000 mm². Bien qu'une telle tôle ne figure pas dans le tableau que nous avons dressé plus haut, il est évident qu'elle existe, car le tableau en question est loin d'être complet, bien entendu.

Réalisation.

Il est particulièrement commode d'effectuer le bobinage sur une carcasse en press-pahn ou en bakélite, que l'on peut trouver, par exemple, chez *Isolectra*, 9, rue du Colonel-Raynal, Montreuil (Seine).

Le bobinage lui-même se fera à spires rangées, chaque couche de fil étant séparée de la suivante à l'aide d'une feuille de papier isolant (craft pour le primaire et les secondaires de chauffage; papier cristal pour le secondaire H.T.).

Le primaire doit être bobiné en premier lieu, et isolé par 4-5 couches de papier craft sur lequel on bobinera l'écran électrostatique, constitué par une couche de fil émaillé 0,3 à 0,4 mm, dont l'une des extrémités sera « sortie » et réunie à la masse.

Après 4-5 nouvelles couches de craft, on bobinera le secondaire H.T., sur lequel on remettra de nouveau 5 à 6 couches de craft. On terminera par les secondaires de chauffage.

Echauffement excessif.

Un transformateur d'alimentation « chauffe » d'une façon excessive pour deux raisons. Tout d'abord, il peut avoir été mal calculé, et débiter un courant dépassant ses possibilités. Ensuite, il peut présenter un court-circuit interne entre spires, le plus souvent entre deux couches voisines d'un enroulement.

Dans tous les cas, la mesure de la résistance ohmique d'un enroulement à froid d'abord, à chaud ensuite, nous permettra de nous faire une idée sur ce qui se passe réellement, et en premier lieu nous indiquera la température *interne* du transformateur.

En effet, on sait que la résistance d'un fil de cuivre augmente avec la température. Par conséquent, si nous mesurons la résistance d'un enroulement d'abord à la température ambiante, c'est-à-dire à froid, et ensuite après un temps de fonctionnement suffisamment prolongé, c'est-à-dire à chaud, nous pouvons calculer très facilement l'accroissement de la température par rapport à celle du départ.

Si nous désignons par t cet accroissement, par t_0 la température initiale, par r la résistance à froid de l'enroulement mesuré et par R la même résistance à chaud, le calcul se fera par la relation

$$t = (235 + t_0) \left(\frac{R}{r} - 1 \right).$$

Il est particulièrement commode d'opérer sur le secondaire H.T., car sa résistance ohmique se trouve dans les limites facilement mesurables (600 à 800 ohms pour la totalité de l'enroulement, le plus souvent).

Par exemple, si en mesurant d'abord à froid, à $t_0 = 15^\circ \text{C}$ nous trouvons $r = 660 \Omega$, et qu'en répétant la même mesure après une heure de fonctionnement nous trouvons $R = 860 \Omega$, l'accroissement de la température sera

$$t = (235 + 15) \left(\frac{860}{660} - 1 \right) = 250 \cdot 0,3 = 75^\circ \text{C}$$

et la température à l'intérieur du transformateur sera donc de $15 + 75 = 90^\circ \text{C}$. Normalement, cette température peut être considérée admissible tant qu'elle ne dépasse pas 65 à 75°C ou, plus exactement, tant que son accroissement t reste inférieur à 50 - 55°C , mais il n'est pas rare de voir, lorsqu'il s'agit de transformateurs de qualité « douteuse », des accroissements t de l'ordre de 75 à 80°C .

Si la résistance mesurée à chaud ne diffère que fort peu de celle mesurée à froid, mais qu'en même temps le transformateur chauffe beaucoup, cela pourrait signifier qu'il se produit un court-circuit interne en fonctionnement. Il peut être possible de le localiser, s'il s'agit du secondaire H.T., en mesurant séparément la résistance de chaque demi-secondaire. Mais il ne faut pas oublier qu'un court-circuit entre spires peut se produire également dans le primaire ou même dans l'un des secondaires de chauffage.

CONDENSATEURS ET INDUCTANCES PANNES ET MESURES

Pour mieux saisir le fonctionnement d'un dispositif de filtrage nous allons examiner, d'abord, le comportement de chacun des éléments constituant un filtre : le condensateur et la bobine de filtrage ou inductance, ou encore « self » en argot radio-technique.

Le condensateur.

Les condensateurs utilisés pour le filtrage de la tension redressée sont, presque toujours, du type électrochimique ou électrolytique. Théoriquement ces deux appellations désignent deux procédés de fabrication différents, mais pratiquement, on les emploie très souvent l'un pour l'autre.

Ce qu'il faut retenir c'est qu'un condensateur de ce type est polarisé, ce qui veut dire qu'il possède un sens de branchement : son côté « plus » doit être réuni au + de la haute tension ; son côté « moins », au - de la haute tension, c'est-à-dire le plus souvent à la masse.

Sur un châssis, le condensateur de filtrage se présente, généralement, sous forme d'un cylindre en aluminium (fig. 3-1), qui constitue son pôle « moins », le « plus » étant relié soit à une cosse, soit à un fil, à sa partie inférieure (fig. 3-2).

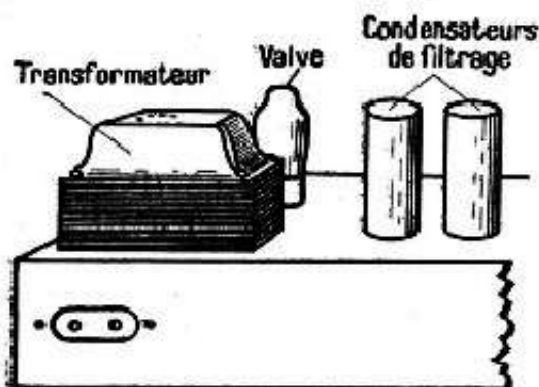
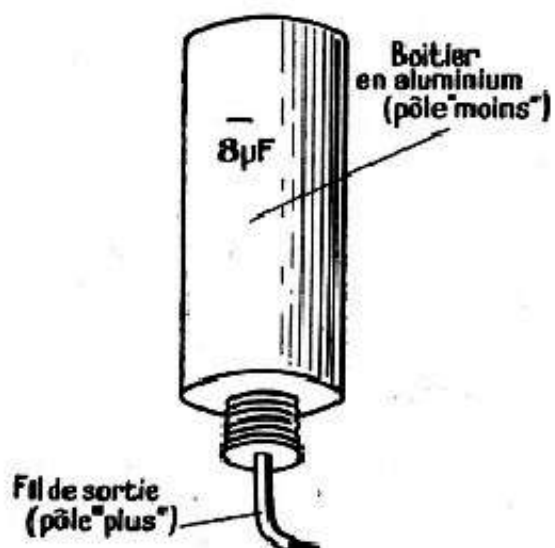


Fig. 3-1 (ci-dessus). — Disposition des condensateurs de filtrage sur un châssis.

Fig. 3-2 (ci-contre). — Aspect extérieur d'un condensateur de filtrage simple, en tube d'aluminium.



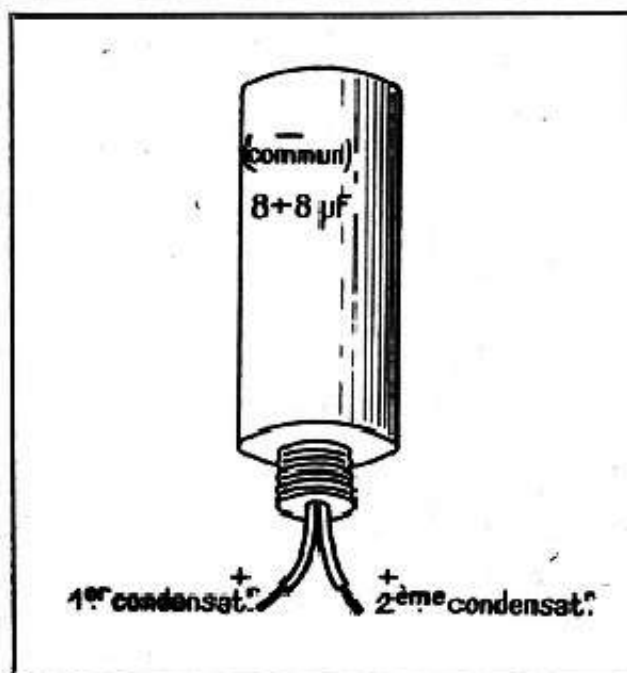


Fig. 3-3. — Aspect extérieur d'un condensateur de filtrage double, à sortie par fils.

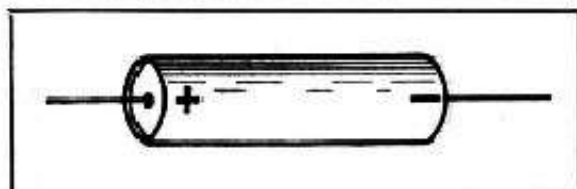
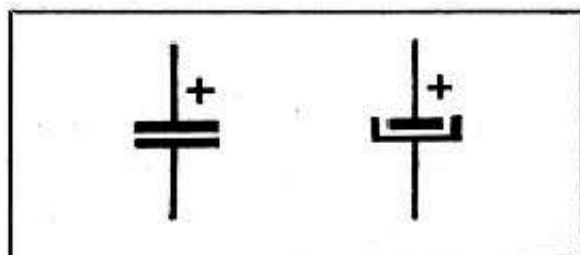


Fig. 3-4. — Aspect extérieur d'un condensateur de filtrage électrochimique sous tube carton.

Fig. 3-5. — Représentation schématique des condensateurs électrochimiques.



Il existe, cependant, des modèles différents, dans lesquels les deux pôles sont réunis à deux fils de sortie de couleur différente : par exemple rouge pour le + et noir pour le -. De même, on trouve fréquemment des condensateurs doubles, renfermant, dans un même cylindre en aluminium, deux condensateurs séparés. Dans ce cas il y a, évidemment, deux fils « + » de sortie, le pôle -, commun aux deux éléments, étant constitué par l'enveloppe métallique (fig. 3-3).

Il existe aussi des condensateurs doubles dans lesquels le pôle « moins » commun est constitué par un troisième fil de sortie, ou encore dans lesquels les deux « moins » sont séparés et sortis par deux fils, auquel cas nous avons, en tout, quatre fils de sortie.

Enfin, nous trouvons également des condensateurs électrochimiques de filtrage en tube carton, avec un fil de sortie à chaque extrémité (fig. 3-4).

Quelle que soit la présentation des condensateurs de filtrage, simples ou doubles, on les représente, dans les schémas, par l'un des dessins de la figure 3-5, en ayant bien soin de marquer par le signe correspondant le côté « plus » de chaque élément.

Un condensateur en général, et un électrochimique en particulier, est caractérisé, avant tout, par sa capacité, exprimée en microfarads et marquée, presque toujours, d'une façon apparente sur le corps du condensateur.

La façon correcte d'écrire le mot « microfarad » en abrégé est μF (lettre grecque « mu » et un « f » majuscule), mais nous trouverons souvent des indications empreintes de la plus haute fantaisie : MF, mF, Mf, mf, μf .

Quant au nombre de microfarads, les valeurs courantes pour les condensateurs de filtrage des récepteurs alternatifs sont

8, 12, 16, 24, 32 et 50 μF .

Lorsqu'il s'agit d'un condensateur double, il est marqué, suivant le cas

8 + 8, 8 + 16, 16 + 16, etc...

A noter que si nous avons besoin d'un condensateur de capacité élevée, nous pouvons monter en parallèle deux ou plusieurs condensateurs de capacité plus faible, la capacité totale devenant la somme des capacités partielles (fig. 3-6) Ainsi, dans le condensateur de la figure 3-3, il suffit de réunir ensemble les deux fils « plus » pour obtenir un condensateur de $8 + 8 = 16 \mu\text{F}$.

En dehors de l'indication de sa capacité, un condensateur de filtrage comporte, obligatoirement, l'indication de la tension de service maximale à ne pas dépasser, tension qui est le plus souvent de l'ordre de 450 à 500 volts pour les condensateurs prévus pour les alimentations pour alternatif. Cependant, il est prudent dans la pratique, de se tenir nettement au-dessous de la limite indiquée, à 20 % en moins, par exemple, ce qui se traduit par une tension de service maximale de 400 volts pour un condensateur marqué 500 volts.

Propriétés, particularités et défauts d'un condensateur électrochimique.

COURANT DE FUITE ET CAPACITE

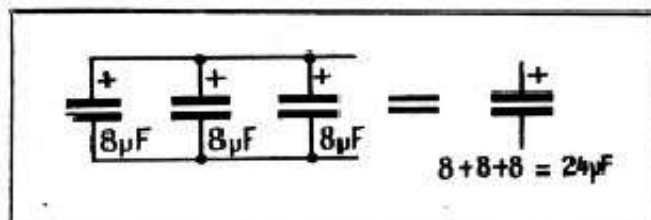
Par définition, un condensateur électrochimique, comme tout condensateur en général, est constitué par deux armatures isolées l'une de l'autre et forme un barrage infranchissable au courant continu.

A vrai dire, lorsqu'une tension continue est appliquée à un condensateur, il s'établit un courant pendant un instant très bref (courant de charge), mais un condensateur en bon état, une fois chargé, s'oppose au passage du courant continu.

Cela est rigoureusement exact lorsqu'il s'agit d'un condensateur au papier ou au mica que nous examinerons plus loin, mais la présence dans un condensateur électrochimique d'un produit chimique plus ou moins liquide, d'un électrolyte, fait que sa résistance en continu n'est pas pratiquement infinie, comme c'est le cas d'un bon condensateur au papier. Elle présente une certaine valeur, assez élevée, mais suffisante cependant pour déterminer un faible courant, appelé *courant de fuite*, et qui, du moins lorsqu'il s'agit d'un condensateur de bonne qualité, reste, en général, inférieur à 0,05 à 0,15 mA par microfarad, dans les conditions normales d'utilisation, ce qui nous donne environ 2 à 2,5 mA pour un condensateur de 16 μF .

Cependant, ce *courant augmente avec la température* et peut, par exemple, passer du simple au triple lorsque la température passe de 20 à 60 degrés, ce qui est parfait

Fig. 3-6. — Lorsqu'on branche en parallèle plusieurs condensateurs, la capacité totale est égale à la somme des capacités constituantes.



tement possible lorsque le condensateur se trouve « collé » contre la valve et le transformateur d'alimentation.

Lorsqu'un condensateur, même neuf et de bonne qualité, est resté longtemps sans utilisation, en stock, son courant de fuite à la mise en service, est beaucoup plus élevé que la normale, mais décroît progressivement et reprend sa valeur au bout de dix à vingt minutes.

Il faut noter, également, que la capacité d'un condensateur électrochimique n'est pas une caractéristique fixe. Elle peut varier, en effet, dans le sens de l'augmentation, lorsque le condensateur a fonctionné pendant longtemps sous une tension nettement plus basse que celle de service normalement prévue. Par exemple, un condensateur de 8 μF , prévu pour 400 V, peut atteindre 25 à 30 μF s'il n'est soumis qu'à 120 V pendant un certain temps.

COMPORTEMENT EN ALTERNATIF

Un condensateur se comporte, en courant alternatif, comme une résistance d'autant plus faible que sa capacité est plus élevée et que la fréquence du courant est plus grande.

Or, quelles sont les fréquences auxquelles nous pouvons avoir affaire lorsqu'il s'agit de filtrer le courant redressé ? Lorsque le schéma est celui de la figure 1-9, c'est-à-dire lorsque l'on effectue le redressement des deux alternances par une valve biplaque, la composante alternative du courant redressé sera de fréquence double de celle du secteur. Donc, elle sera de 100 hertz pour un secteur de 50 hertz.

Par contre, lorsque nous adoptons la solution de ne redresser qu'une seule alternance, dont nous verrons le principe et le schéma plus loin, la fréquence de la composante alternative du courant redressé est celle du secteur.

Pour résumer donc, nous ne pouvons avoir affaire, lorsqu'il s'agit d'un dispositif de filtrage pour la haute tension redressée, qu'aux deux fréquences suivantes : 50 et 100 hertz.

Comme nous aurons besoin plus loin, pour comprendre le fonctionnement d'un filtre, de connaître la résistance en alternatif du condensateur à employer, ou, comme on dit, sa *capacitance*, nous donnons ci-après un petit tableau résumant cette capacitance, exprimée en ohms, pour des valeurs courantes de capacité des condensateurs électrochimiques et pour les fréquences auxquelles nous aurons affaire : 50 et 100 hertz.

Capacité en μF	Capacitance pour les fréquences de	
	50 Hz	100 Hz
8	400	200
12	267	133
16	200	100
24	133	67
32	100	50

PANNES DES CONDENSATEURS ELECTROCHIMIQUES

La panne classique d'un condensateur électrochimique, comme d'ailleurs de tout condensateur, est son « claquage », autrement dit un court-circuit franc et définitif entre les deux armatures, provoqué soit par une surtension plus ou moins prolongée à laquelle le condensateur a été soumis, soit par un défaut de fabrication.

La panne est immédiatement décelable à l'aide d'un ohmmètre qui, branché entre les pôles + et - du condensateur, accusera soit un court-circuit pur et simple, soit une résistance très faible : quelques dizaines à quelques centaines d'ohms.

Sur un récepteur, la température trop élevée d'un électrochimique de filtrage, s'il ne s'agit pas d'un échauffement provoqué par le voisinage de la valve et du transformateur, constitue toujours un avertissement : danger de claquage. Le mieux est de remplacer le condensateur avant qu'il n'occasionne des dégâts.

Une autre panne, fréquente également, est le dessèchement du condensateur, ce qui se traduit par la diminution importante de sa capacité ou même par sa disparition presque complète. En général, cela se produit, au bout d'un temps plus ou moins long, lorsque le condensateur est constamment et fortement chauffé par la valve, le transformateur ou la lampe finale.

Un instrument très simple, un ohmmètre, nous permet, avec un peu d'habitude, non seulement de déceler un condensateur en court-circuit, ce qui est enfantin, mais de nous faire une idée assez juste sur sa capacité et son état au point de vue du courant de fuite.

Si nous possédons un ohmmètre, nous mesurons, simplement, la résistance entre les pôles + et - du condensateur, sur la sensibilité la plus élevée (s'il y en a plusieurs), c'est-à-dire celle qui permet la mesure des résistances très élevées.

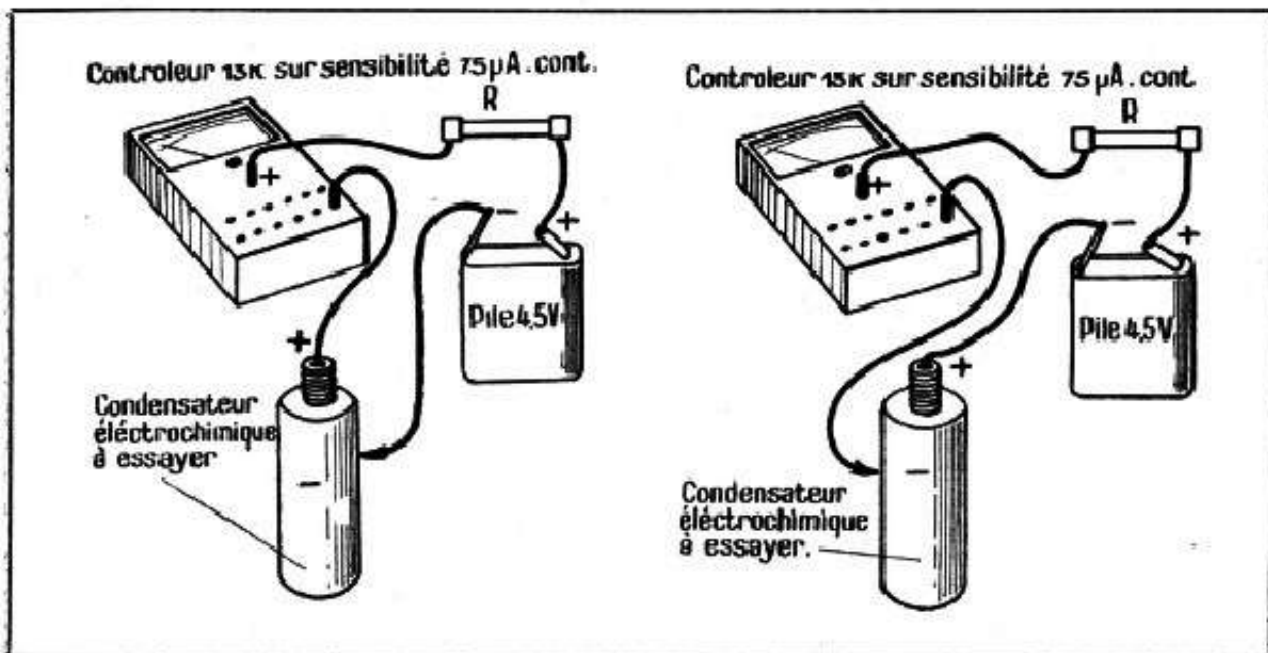


Fig. 3-7. — Vérification du courant de fuite direct d'un condensateur électrochimique.

Fig. 3-8. — Vérification du courant de fuite inverse d'un condensateur électrochimique.

L'aiguille de l'ohmmètre bondit d'abord, puis redescend rapidement pour se fixer à une valeur élevée si le condensateur est en bon état. Pour un condensateur de 500 volts service, cette résistance est de l'ordre du mégohm, ou un peu moins pour un élément de forte capacité, 32 μF par exemple. Toujours est-il qu'il faut considérer comme fortement suspect, ou de qualité douteuse, tout condensateur qui ne fait que 250 000 ohms ou moins.

Cependant, il y a une précaution à observer. En effectuant la mesure dans un sens on trouve, par exemple, 1 $\text{M}\Omega$. Si nous inversons les fils, nous trouverons une résistance nettement inférieure, 500 000 ohms, par exemple. La valeur dont il faut tenir compte est celle qui est la plus élevée et que nous obtenons en branchant le côté + de l'ohmmètre au + du condensateur.

Mais la déviation de l'aiguille de l'ohmmètre, que nous observons au moment du branchement, nous donnera également une idée sur la capacité du condensateur. Un condensateur en bon état, qui a toute sa capacité, provoque une déviation franche, d'autant plus importante que la capacité est plus élevée. Par contre, un condensateur desséché, dont la capacité est devenue faible, ne procure qu'une déviation anémique.

Si nous ne possédons pas d'ohmmètre, nous pouvons réaliser, pour vérifier un condensateur électrochimique, le montage de la figure 3-7, à l'aide d'une simple pile pour lampe de poche et notre contrôleur universel placé sur la sensibilité (en milliampères) la plus élevée. Il est prudent de prévoir une résistance de protection R, de 5 000 à 10 000 ohms. Mais notez que ce montage ne donne de bons résultats que si le contrôleur universel utilisé possède des sensibilités telles que 75, 100 ou 150 μA (microampères).

Si notre contrôleur est nettement moins sensible (première sensibilité en intensité 1 à 3 mA) nous pouvons nous tirer d'affaire en augmentant la tension de la pile que nous porterons à 9 ou 18 volts.

La figure 3-8 nous montre comment on branche le condensateur pour mesurer le courant « inverse ». Cette mesure est particulièrement utile lorsqu'on cherche à déterminer la polarité d'un condensateur à sorties par fils dont on ignore la signification des couleurs : la résistance la plus élevée est obtenue lorsque c'est le fil + du condensateur qui se trouve branché côté contrôleur universel.

A titre d'indication, voici quelques chiffres.

Avec un microampèremètre de 75 μ A et une pile de 4,5 volts :

Un condensateur 8 μ F, 500 V :

Courant direct : imperceptible ;

Courant inverse : 2 μ A env.

Un condensateur 16 μ F, 500 V :

Courant direct : 2 μ A env.

Courant inverse : 15 μ A.

Un condensateur 32 μ F 500 V :

Courant direct : 2-3 μ A ;

Courant inverse : 20 μ A.

Par précaution, commencer toujours la mesure sur la sensibilité 750 μ A, pour éviter de détériorer l'appareil par une déviation trop brutale de l'aiguille au moment de la charge, et passer ensuite sur 75 μ A.

Avec un milliampèremètre de 3 mA et une pile de 25 volts :

Un condensateur 8 μ F, 500 V :

Courant direct : imperceptible ;

Courant inverse : 0,1 à 0,15 mA env.

Un condensateur 16 μ F, 500 V :

Courant direct : à peine perceptible ;

Courant inverse : 1 à 1,5 mA.

Un condensateur 32 μ F, 500 V :

Courant direct : à peine perceptible ;

Courant inverse : 2 à 2,5 mA.

A noter que pendant la mesure du courant inverse, on constate (avec une pile de 20 volts ou plus) que ce courant augmente lentement si on laisse le condensateur branché pendant 10-20 secondes.

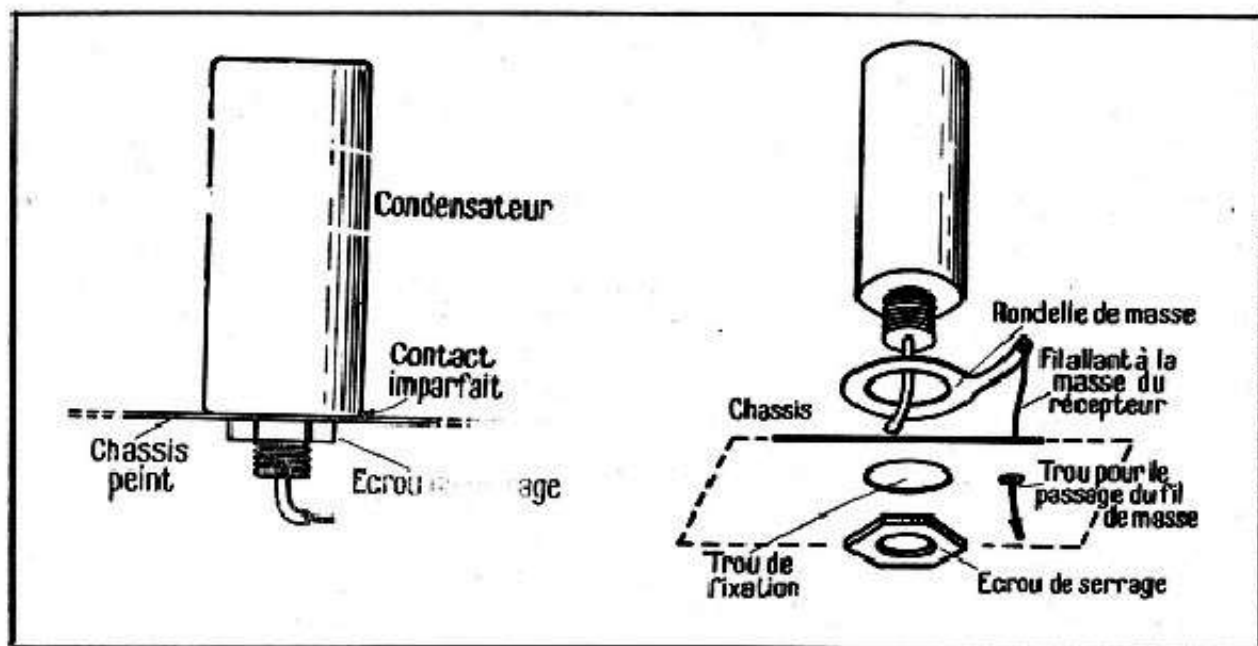


Fig. 3-9. — Montage d'un condensateur électrochimique sur un châssis.

Fig. 3-10. — Détails de montage d'un condensateur électrochimique avec rondelle de prise de masse.

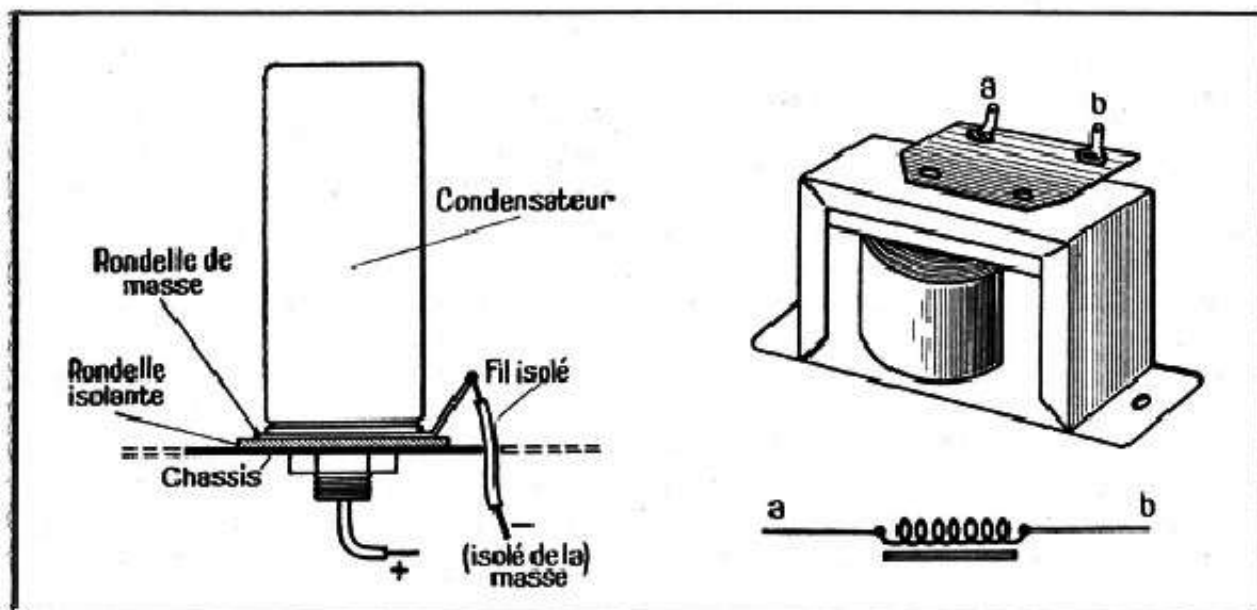


Fig. 3-11. — Montage d'un condensateur électrochimique avec rondelle de masse et rondelle isolante.

Fig. 3-12. — Aspect extérieur et représentation schématique d'une inductance de filtrage.

Montage des condensateurs de filtrage.

Lorsqu'un condensateur de filtrage en tube aluminium ne comporte pas de sortie « moins » par fil, c'est-à-dire lorsque son « — » est constitué par l'enveloppe métallique, certaines précautions sont à prendre lors de son montage sur le châssis.

En effet, ce dernier est souvent recouvert d'une peinture qui rend imparfait et incertain le contact avec le cylindre en aluminium (fig. 3-9). Pour y remédier on fait appel à une rondelle spéciale de prise de masse, munie d'une cosse sur laquelle on soude le fil de masse (fig. 3-10). Cette rondelle est solidement serrée entre le corps du condensateur et le châssis, qui n'a même pas besoin alors d'être métallique. Le plus souvent, d'ailleurs, la rondelle de masse est livrée avec le condensateur.

Dans certains montages spéciaux, que nous verrons par la suite, il est nécessaire d'isoler le « moins » du condensateur de filtrage du châssis. On y parvient très facilement en réalisant le montage de la figure 3-11, en utilisant une rondelle de masse, comme dans la figure 3-9 et, en plus, une rondelle isolante, en général en carton bakéliné.

Bien entendu, lorsque le « moins » du condensateur est « sorti » par un fil, le montage est simplifié, car nous n'avons pas besoin d'une rondelle de masse pour améliorer le contact, ni d'une rondelle isolante si nous avons besoin d'isoler le — du châssis.

La bobine de filtrage ou « self ».

Se présente, le plus souvent, sous la forme que nous montrons par le croquis de la figure 3-12 et comporte un bobinage de plusieurs centaines ou plusieurs milliers de tours de fil émaillé plus ou moins fin, et un circuit magnétique, dont les dimensions dépendent des caractéristiques de la « self ».

Les deux extrémités de l'enroulement aboutissent aux cosses *a* et *b*, remplacées quelquefois, simplement par deux fils de sortie. Le croquis inférieur de la figure 3-12 montre comment une « self » est dessinée sur un schéma.

Parfois, surtout lorsqu'il s'agit d'amplificateurs puissants, nous pouvons rencontrer des « selfs » dont la présentation est analogue à celle du transformateur d'alimentation : type « encastré », mais on les reconnaît immédiatement par la présence de deux sorties seulement.

Les caractéristiques d'une bobine de filtrage.

Une bobine de filtrage est caractérisée, avant tout, par son *coefficient de self-induction*, exprimé en henrys (symbole H), ou en millihenrys (symbole mH) pour les faibles valeurs.

Disons, en passant, que l'on dit, et écrit, souvent à tort, « self » pour coefficient de self-induction et également « self » pour bobine, ce qui risque de nous conduire à des phrases de ce genre : « Une self est caractérisée par sa self ». Ce langage argotique du métier peut dérouter un débutant et il est bon de le signaler, tout en conseillant de l'éviter autant que possible.

On dit également, et c'est parfaitement correct, « inductance » pour bobine de self-induction, et nous emploierons souvent ce terme par la suite.

Mais revenons au coefficient de self-induction. Celui des inductances de filtrage est compris, le plus souvent, entre 2 et 50 henrys et dépend de plusieurs facteurs qu'il est bon de signaler :

1. *Nombre de spires* — La « self » d'une inductance est proportionnelle au carré du nombre de spires. Cela veut dire que si nous doublons ce dernier, la « self » sera quatre fois plus grande, et si nous le triplons, nous obtiendrons une « self » neuf fois plus élevée.

2. *Section du noyau*. — La « self » est proportionnelle à la section du noyau, c'est-à-dire à la section S du circuit magnétique (fig. 3-13). Conséquence pratique : si nous voyons une inductance dont le circuit magnétique est important, il est à présumer que le nombre de henrys est assez élevé.

3. *Courant continu traversant l'enroulement*. — Lorsqu'un courant continu traverse l'enroulement d'une inductance, les caractéristiques du circuit magnétique se trouvent modifiées et, par conséquent, le coefficient de self-induction de la bobine.

D'une façon générale, plus le courant continu est intense, plus la « self » devient faible.

Pour freiner cette action du courant continu, on modifie les caractéristiques du circuit magnétique en y introduisant un *entrefer*, constitué comme nous le montre la figure 3-14 par une bande de carton mince ou, simplement, de papier « craft », interposée entre les deux parties du circuit magnétique.

Par conséquent, lorsque vous démontez, pour une raison ou une autre, une inductance n'enlevez pas ce petit bout de papier.

Comment se comporte une inductance en courant alternatif ?

Une inductance se comporte, en courant alternatif, comme une résistance d'autant plus élevée que son coefficient de self-induction est plus élevé et que la fréquence du courant est plus grande. C'est donc en quelque sorte l'inverse de ce que nous avons vu pour un condensateur.

Cette résistance s'exprime en ohms, tout comme une résistance ordinaire, et prend le nom de *réactance*.

Nous avons déjà indiqué, à propos de condensateurs, que les fréquences auxquelles nous pouvons avoir affaire dans les dispositifs de filtrage normaux (pour alimentation) sont de 50 ou 100 hertz, suivant le mode de redressement.

Donc, comme nous l'avons fait pour les condensateurs, nous donnons un tableau (3-1), indiquant la réactance d'une bobine suivant sa « self » en henrys et suivant l'une

des deux fréquences ci-dessus. Notons, en passant, que la « self » des bobines de filtrage offertes par le marché s'étend de 2 à 30 henrys environ.

A vrai dire, la résistance d'une bobine de filtrage en courant alternatif, n'est pas

Tableau 3-1

Coefficient de self-induct. en henrys	Réactance en ohms pour la fréquence de		Coefficient de self-induct. en henrys	Réactance en ohms pour la fréquence de	
	50 Hz	100 Hz		50 Hz	100 Hz
2	628	1 256	10	3 140	6 280
3	942	1 884	12	3 770	7 540
4	1 256	2 512	15	4 710	9 420
5	1 570	3 140	17	5 340	10 680
6	1 884	3 770	20	6 280	12 560
7	2 200	4 400	25	7 860	15 720
8	2 512	5 024	30	9 420	18 840
9	2 820	5 640			

rigoureusement égale à sa réactance, mais à son *impédance*, qui est une expression tenant compte, à la fois, de la réactance et de la résistance de l'enroulement en courant continu. L'impédance est toujours légèrement supérieure à la réactance, mais comme la différence n'est pas importante et nous offre, par surcroît, une marge de sécurité supplémentaire, nous pouvons admettre, pour simplifier, que, pour nos besoins de filtrage, *impédance = réactance*.

Pour fixer les idées, indiquons qu'une bobine de 6 henrys et de 240 ohms aura, à 100 hertz, une impédance de 3780 ohms et une réactance de 3768 ohms environ. On voit que la différence est parfaitement négligeable.

D'ailleurs, il suffit de se rappeler, une fois pour toutes, que la réactance d'une bobine de 10 henrys à 50 Hz est de 3140 ohms. Toutes les autres réactances, pour les valeurs différentes de self-induction ou de fréquence, s'en déduisent par simple règle

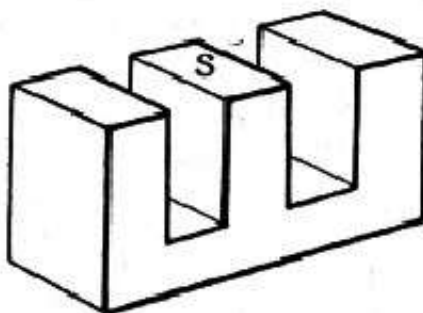


Fig. 3-13 (ci-dessus). — La surface S du circuit magnétique est celle qui compte pour la valeur du coefficient de self-induction.

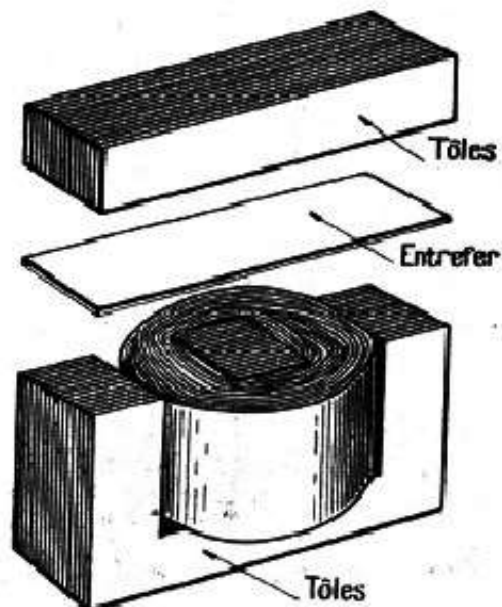


Fig. 3-14 (ci-contre). — Détails du circuit magnétique, du bobinage et de l'entrefer d'une inductance de filtrage.

de trois. Par exemple, si nous voulons connaître la réactance d'une bobine de 14 henrys à 100 Hz, nous raisonnons de la façon suivante :

Puisque pour 10 henrys à 50 Hz nous avons 3140 ohms, pour 1 henry nous devons avoir 10 fois moins, soit 314 ohms, et pour 14 henrys, 14 fois plus, soit $314 \times 14 = 4400$ ohms (en chiffre rond), cela à 50 hertz. Pour 100 hertz c'est-à-dire fréquence double, la réactance sera deux fois plus élevée, soit $4400 \times 2 = 8800$ ohms.

Et en courant continu ?

Une bobine de filtrage n'oppose au courant continu que sa résistance purement ohmique, déterminée par la longueur du fil constituant le bobinage, et par son diamètre. Cette résistance est généralement comprise entre 50 et 2000 ohms, et même entre 100 et 500 ohms pour les modèles couramment employés.

Cependant, il est évident que le courant continu traversant la bobine est limité, d'un côté, par le diamètre du fil, sous peine d'un échauffement excessif, et, d'un autre côté, par l'influence qu'il peut exercer sur le coefficient de self-induction. Nous avons vu, en effet, plus haut, qu'un courant continu trop intense pouvait provoquer une diminution sensible de la « self ».

Les catalogues des fabricants spécialisés mentionnent toujours, pour une bobine donnée, la self-induction en henrys et l'intensité maximale en mA. Si, par exemple, nous lisons : 8 henrys et 60 mA, nous devons comprendre que le coefficient de self-induction est effectivement de 8 henrys à condition de ne pas dépasser 60 mA pour le courant continu qui la traverse. Une telle bobine peut, en général admettre un courant nettement plus élevé, sans s'échauffer d'une façon excessive, mais le coefficient de self-induction diminuera alors assez fortement.

Comment mesurer une bobine de filtrage ?

Nous savons tous qu'il est possible de mesurer une résistance en la faisant traverser par un courant I , dont nous mesurons l'intensité à l'aide d'un contrôleur universel et qui est fourni par une source dont nous connaissons la tension E , par exemple une batterie pour lampe de poche (fig. 3-15). La valeur de la résistance, en ohms, est alors calculée en divisant la tension de la batterie (ici 4,5 volts) par le courant lu sur le cadran du contrôleur universel, mais en ayant bien soin d'exprimer ce courant en ampères. Autrement dit, si nous lisons, par exemple, 2,3 mA, il faut diviser 4,5 par 0,0023, ce qui correspond, si on effectue l'opération, à une résistance de 19 565 ohms, soit 20 000 ohms en chiffre rond.

Tout cela se traduit par l'une des trois expressions de la loi d'Ohm, bien connue :

$$R = \frac{E}{I}$$

c'est-à-dire : la résistance (en ohms) est égale à la tension (en volts) divisée par le courant (en ampères).

Mais nous sommes immédiatement frappés par l'analogie qui existe entre une résistance et une bobine, puisque cette dernière se comporte comme une résistance, variable il est vrai avec la fréquence. Et l'idée nous vient naturellement d'utiliser la méthode de la figure 3-15 pour mesurer une self, ou du moins sa réactance, dont nous déduirons le coefficient de self-induction en utilisant le tableau 3-1 par exemple.

La chose est parfaitement possible, à condition d'utiliser, comme source de tension, non plus une batterie (courant continu), mais ce que nous avons tous sous la main : le secteur alternatif, dont nous connaissons la fréquence et pouvons mesurer la tension.

Le montage à réaliser pour la mesure devient celui de la figure 3-16, tout à fait analogue à celui de la figure 3-15, à cela près que le contrôleur universel doit être utilisé sur l'une des sensibilités en *milliampères alternatifs*.

Que mesurons-nous par ce procédé ? Ce n'est pas la réactance, mais l'impédance

Fig. 3-15. — Comment mesurer rapidement la valeur d'une résistance.

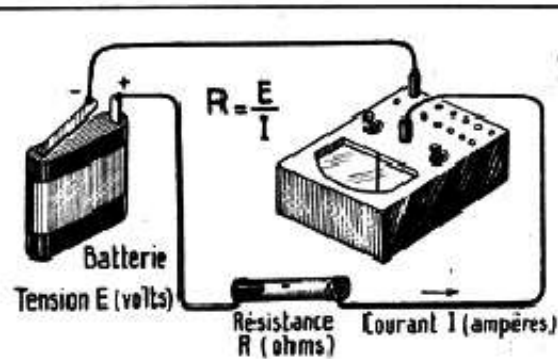
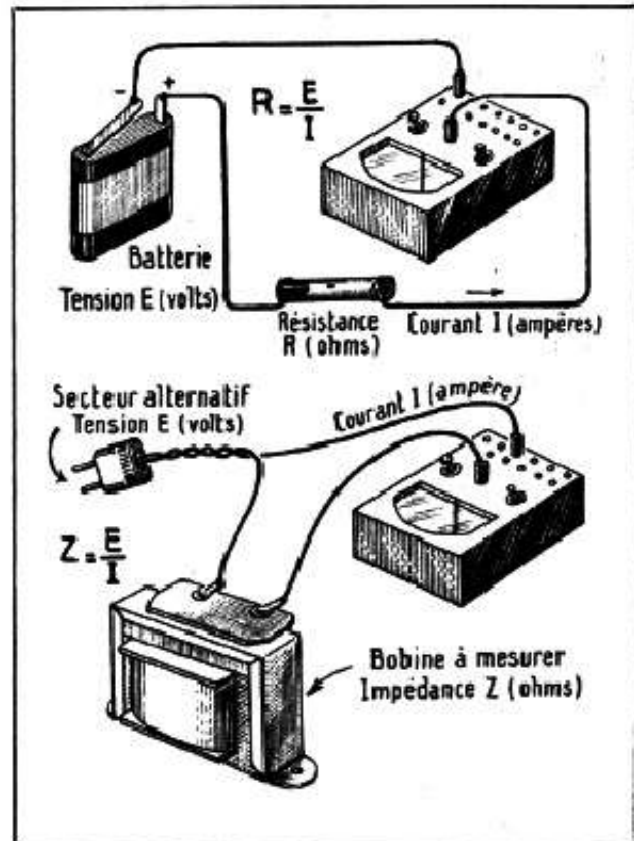


Fig. 3-16. — Par analogie, la valeur d'une résistance complexe (impédance) se mesure de la même façon, mais en alternatif.



(désignée, en général, par Z), mais comme nous l'avons indiqué plus haut, ces deux grandeurs diffèrent peu dans les inductances de filtrage et nous pouvons les confondre, d'autant plus que nous n'avons jamais besoin de connaître la valeur d'une inductance mieux qu'à $\pm 10\%$ près.

Pratiquement, la mesure se fera de la façon suivante :

1. — Mesurer et noter la tension du secteur. Si possible, l'amener, à l'aide d'un survolteur-dévolteur, à 110 ou 125 volts.
2. — Effectuer le montage de la figure 3-16 en ayant soin de mettre le contrôleur universel sur « alternatif » et sur la sensibilité 300 mA, pour commencer.
3. — Si la déviation est trop faible, passer à la sensibilité supérieure, jusqu'à avoir une bonne lecture. Noter le courant mesuré.
4. — Utiliser le tableau 3-2 qui, suivant la tension du secteur et le courant mesuré, indiquera directement le coefficient de self-induction en henrys.

Attention ! Ne jamais mesurer une bobine autrement qu'avec ses tôles bien en place. Cette recommandation peut paraître ridicule, mais nous avons encore le souvenir d'un débutant qui a « grillé » son contrôleur universel pour avoir voulu mesurer, par ce procédé, une inductance « détôlée » pour on ne sait plus quelle raison.

D'autre part, étant donné que nous opérons directement avec le secteur, il convient de prendre quelques précautions élémentaires pour ne pas provoquer un court-circuit et ne pas prendre une secousse. Le mieux, si nous avons assez souvent l'occasion d'effectuer des mesures de ce genre, est de confectionner une planchette (fig. 3-17) sur

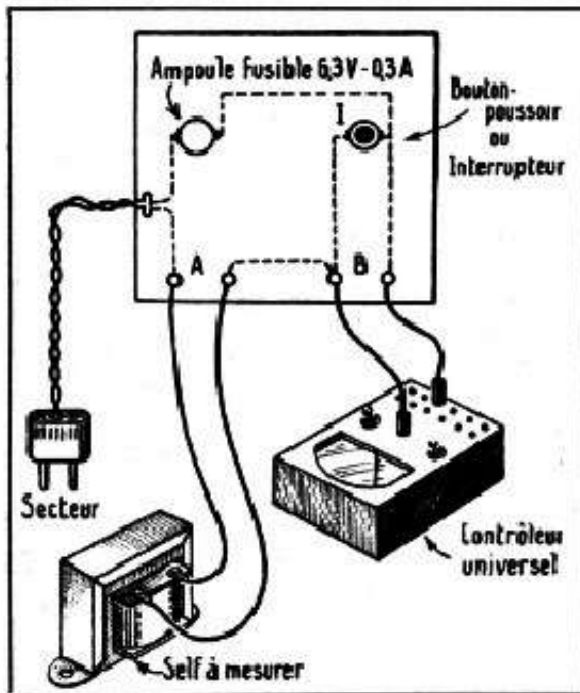


Fig. 3-17. — Montage pratique pour mesurer une impédance.

laquelle nous fixerons deux paires de bornes (A et B), une ampoule de cadran de 6,3 V, 0,3 A, qui nous servira de fusible, et un bouton-poussoir ou interrupteur pouvant court-circuiter les bornes B du milliampèremètre.

Après avoir correctement branché la bobine et le contrôleur universel, l'interrupteur I court-circuitant les bornes B, on branche le secteur, puis on ouvre l'interrupteur et on observe l'indication du milliampèremètre.

Tableau 3-2

Self-induction en henrys	Courant en mA pour la tension de :		
	110 V	125 V	230 V
2	170-140	193-159	355-290
3	115-103	131-117	240-215
4	88-81	100- 92	184-169
5	70-67	79-76	146-140
6	59-56	67-64	123-117
7	50-49	57-56	105-102
8	44-43	50-49	92-90
9	39-38	44-43	82-79
10	35-34	40-39	73-71
12	29	33	61
15	23	26	48
20	17	19	36
25	13	15	27

Il est à noter que pour une même valeur de la self-induction, en henrys, la déviation peut varier suivant la résistance ohmique de la bobine, et d'autant plus que la valeur en henrys est plus faible. C'est pourquoi le tableau (3-2) comporte, pour certaines valeurs, deux chiffres, le plus fort correspondant à une bobine faisant une centaine d'ohms, et le plus faible à une résistance de 500 ohms environ. Pratiquement, nous n'avons pas souvent l'occasion d'opérer avec des inductances inférieures à 5 henrys et les différences de lecture, suivant la résistance ohmique, peuvent être négligées.

CALCUL RAPIDE DES INDUCTANCES DE FILTRAGE

Pour un technicien moyennement outillé, une inductance de filtrage est encore plus facile à réaliser qu'un transformateur, de sorte que chacun peut avoir besoin un jour de connaître les relations très simples qui existent entre les dimensions du noyau, le nombre de spires et l'épaisseur de l'entrefer.

Dans tout ce qui suit nous allons adopter les notations suivantes :

Q_n . — Section du noyau, c'est-à-dire le produit $a \times c$ de la figure 4-1. Ce produit est exprimé en cm^2 ;

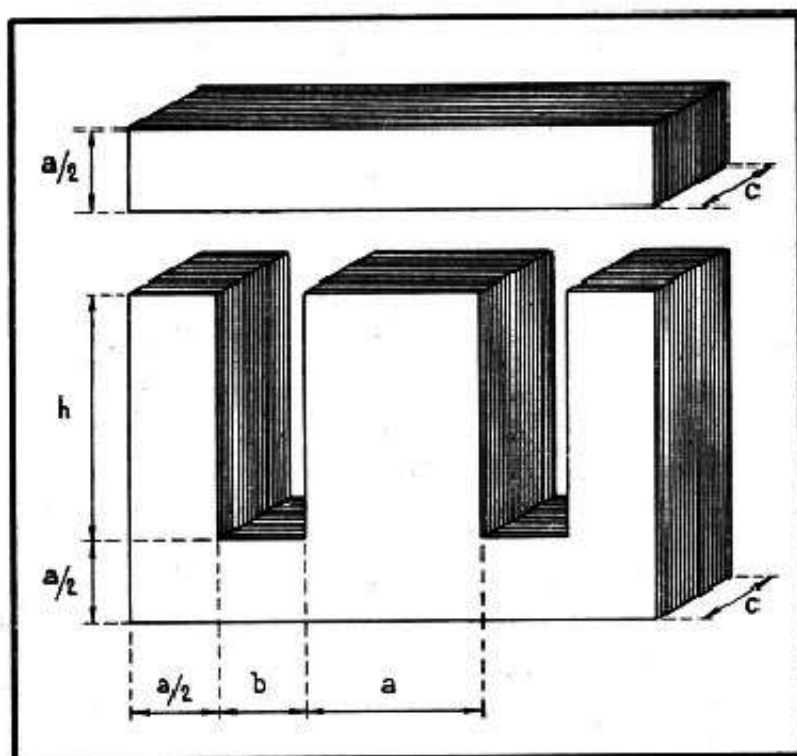


Fig. 4-1. — Les dimensions dont il faut tenir compte dans le calcul d'une inductance.

L . — Coefficient de self-induction de la bobine, exprimé en *henrys* ;

I_0 . — Courant redressé traversant l'inductance, exprimé en *milliampères* (mA). Le plus souvent il s'agit du courant fourni par le redresseur ;

l . — Longueur totale de l'entrefer (en *millimètres*). Il ne faut pas oublier que cette longueur représente le double de l'espace entre les deux parties du noyau, c'est-à-dire de double de $l/2$ de la figure 4-2 ;

n . — Nombre de spires de l'enroulement ;

d . — Diamètre du fil utilisé, le plus souvent du fil émaillé (en *millimètres*);

Q_f . — Surface de la fenêtre, c'est-à-dire le produit $b \times b$ (fig. 4-1), exprimée en *centimètres carrés* (cm^2);

R_n . — Résistance ohmique totale de l'enroulement, en *ohms*;

l_n . — Longueur de la spire moyenne, en *centimètres*. Cette longueur est donnée par la relation $l_n = 3,14 (a + b)$;

U_n . — Chute de tension aux bornes de l'inductance, en *volts*;

Q_b . — Surface, en *centimètres carrés*, occupée par le bobinage.

Les relations qui nous serviront pour le calcul d'une inductance, ou la détermination de certains de ses éléments lorsque les autres sont connus ou imposés, se présentent comme suit :

$$Q_n = \frac{L I_0^2}{20\,000 l} ;$$

$$n = \frac{400\,000 l}{I_0} ;$$

$$d = 0,025 \sqrt{I_0} ;$$

$$Q_b = \frac{n d^2}{100} ;$$

$$R_n = \frac{0,0002 n l_n}{d^2} ;$$

$$U_n = \frac{R_n I_0}{1000} .$$

On a besoin, par exemple, de réaliser une inductance de 10 H, pouvant admettre un courant de 80 mA. On se propose d'utiliser, pour l'entrefer, du bristol de 0,25 mm d'épaisseur, ce qui nous donne $l = 0,5$ mm.

Calculons d'abord la section du noyau, c'est-à-dire

$$Q_n = \frac{10 (80)^2}{20\,000 \cdot 0,5} = 6,4 \text{ cm}^2 .$$

Quant au nombre de spires, il sera

$$n = \frac{400\,000 \cdot 0,5}{80} = 2500 \text{ spires} .$$

Le diamètre du fil à utiliser, étant donné l'intensité I_0 , sera

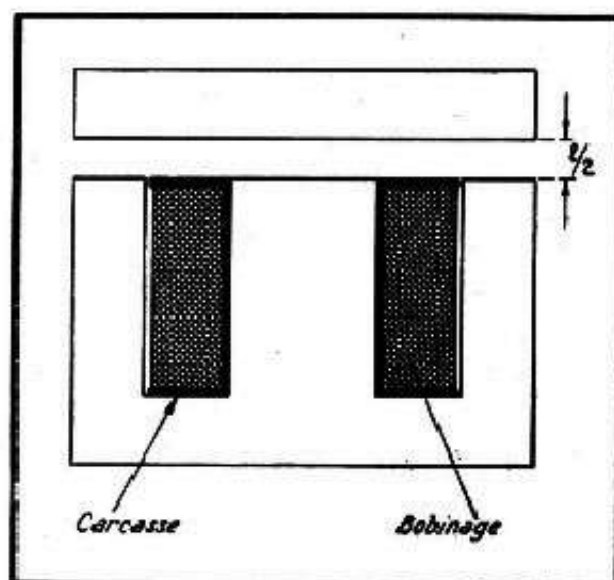
$$d = 0,025 \sqrt{80} = 0,224 ,$$

soit, 22/100 à 23/100. Cet enroulement occupera la surface Q_b telle que

$$Q_b = \frac{2500 (0,23)^2}{100} = 1,325 \text{ cm}^2.$$

Pour choisir la tôle qui convient le mieux, nous tiendrons compte de la section Q_n calculée, et du fait que la surface Q_f de la fenêtre doit représenter à peu près 1,5 à

Fig. 4-2. — Disposition du bobinage sur le circuit magnétique.



2 Q_b , afin de tenir compte de l'épaisseur de la carcasse et du papier isolant l'ensemble, car le bobinage lui-même se fait presque toujours « en vrac ». Donc, dans le tableau 4-1, nous choisirons une tôle qui fasse $Q_f = 2$ à $2,5 \text{ cm}^2$ et dont la dimension a soit comprise entre $0,7 \sqrt{Q_n}$ et $\sqrt{Q_n}$ par exemple, de façon à avoir une section se rapprochant du carré. On voit qu'il est possible de prendre soit la tôle n° 9, soit le n° 12.

A propos du tableau 4-1, on notera qu'il a été dressé d'après la documentation des Ets *Sifop* à Besançon, mais il est évident que d'autres fabricants disposent de tôles similaires. Nous signalons, en particulier, les Ets *Isolectra*, déjà cités.

Dans la pratique, très souvent, le problème se présente d'une façon un peu différente. On possède un paquet de tôles, avec une carcasse et un étrier de fixation, et on connaît l'intensité I_0 du courant à filtrer. Il reste à déterminer la self-induction qu'il est possible de réaliser dans ces conditions.

Supposons, par exemple, que nous ayons sous la main un paquet de tôles n° 13, d'une épaisseur $c = 3 \text{ cm}$, c'est-à-dire présentant une section de 6 cm^2 . Par ailleurs, le courant que nous avons à filtrer est $I_0 = 150 \text{ mA}$, tandis que l'entrefer prévu à l'origine a une longueur totale $l = 1 \text{ mm}$. Nous voyons que la self-induction maximale que nous pourrions obtenir sera

$$L = \frac{6 \times 20\,000 \times 1}{22\,500} = 6 \times 0,89 = 5,35 \text{ henrys.}$$

Pour cela, il nous faudra prévoir

$$n = \frac{400\,000 \times 1}{150} = 2670 \text{ spires,}$$

en fil d'un diamètre d tel que

$$d = 0,025 \sqrt{150} = 0,307 \text{ mm.}$$

La surface occupée par 2670 spires de ce fil sera

$$Q_b = \frac{2670 \cdot 0,094}{100} = 2,51 \text{ cm}^2.$$

Or, la fenêtre dont nous disposons ne présente qu'une surface de 3 cm^2 , de sorte qu'en tenant compte de la carcasse et des irrégularités du bobinage on n'arrivera sûrement pas à y loger la totalité des 2670 spires. En attribuant 2 cm^2 au bobinage, on peut y placer

$$n = \frac{200}{0,094} = 2130 \text{ spires,}$$

ce qui conduit à un rapport $2670/2130 = 1,25$ très sensiblement. Or, nous l'avons dit plus haut, la self-induction varie proportionnellement au carré du nombre de spires. Ce dernier ayant diminué dans le rapport 1,25, la self-induction diminuera dans le rapport 1,56, et nous aboutirons à quelque chose de l'ordre de $5,35/1,56 = 3,4$ henrys.

Tableau 4-1

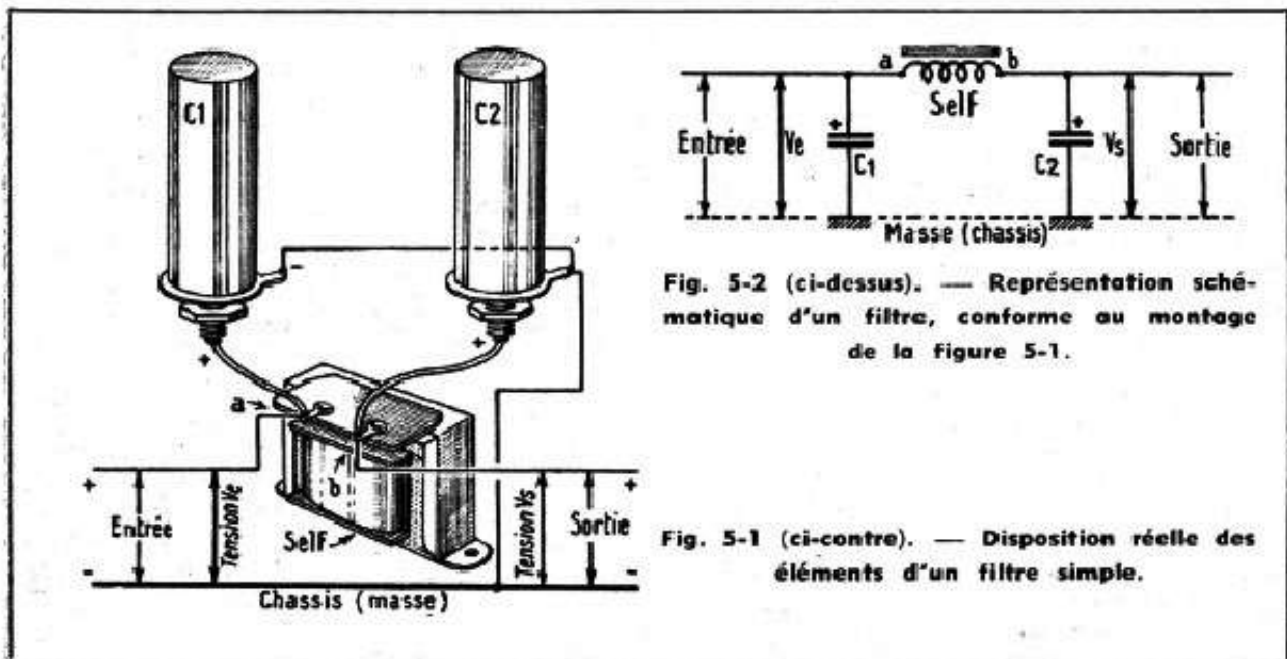
N° d'ordre	N° SIFOP	a (en mm)	b (en mm)	h (en mm)	Qr (en cm ²)
1	83	9	7	19	1,33
2	80	10	5	15	0,75
3	82	12,8	6,4	19,2	1,23
4	9	14	8	21	1,68
5	7	14	8	22	1,76
6	70	14	8	44	3,52
7	71	14	8	51	4,08
8	2	16	8	24	1,92
9	18	17,5	8,75	26,25	2,3
10	180	17,5	8,75	52,5	4,6
11	181	17,5	8,75	61,25	5,36
12	21	18	10	28	2,80
13	15	20	10	30	3
14	150	20	10	60	6
15	151	20	10	70	7
16	14	21	10,5	31,5	3,31
17	24	25	12,5	37,5	4,69
18	240	25	12,5	75	9,38
19	241	25	12,5	87,5	10,9
20	41	28	14	42	5,88
21	410	28	14	84	11,76
22	411	28	14	98	13,72
23	11	31,8	15,9	47,7	7,58
24	110	31,8	15,9	95,4	15,17
25	111	31,8	15,9	111,3	17,70
26	49	36	18	54	9,72
27	490	36	18	108	19,44
28	491	36	18	126	22,70

CONSTITUTION ET FONCTIONNEMENT D'UN FILTRE

Le filtre.

Nous connaissons maintenant, en détail, les éléments constituant un filtre, et il nous reste à voir la façon de les assembler et les relations à observer, de manière à obtenir l'effet de filtrage voulu.

Un filtre d'alimentation classique est celui dont la disposition nous est donnée par le dessin de la figure 5-1, le croquis de la figure 5-2 représentant exactement la même chose, mais en signes conventionnels, utilisés généralement dans les schémas, tandis que la figure 5-3 nous montre comment on associe un filtre à un ensemble redresseur que nous connaissons déjà.



On nomme, conventionnellement, « Entrée » d'un filtre le côté réuni, d'une part, à la cathode ou le filament de la valve (+), et d'autre part, au point milieu de l'enroulement H.T. du transformateur (—), c'est-à-dire à la masse, dans le cas le plus fréquent.

Le côté opposé prend le nom de « Sortie », mais il est à remarquer dès maintenant, et nous le comprendrons mieux par la suite, que si dans un filtre, tel que celui des figures 5-1 et 5-2, les deux condensateurs C_1 et C_2 ont la même capacité, le

filtre est réversible. Autrement dit, nous pouvons le connecter dans un sens ou dans l'autre, sans que l'effet de filtrage soit modifié.

Par analogie, le condensateur C_1 , c'est-à-dire qui se trouve placé entre le filament de la valve et le p. m. H. T., prend le nom de *condensateur d'entrée*, ou *premier électrochimique de filtrage*, tandis que C_2 devient, évidemment, *condensateur de sortie* ou *deuxième électrochimique de filtrage*.

Point important à remarquer, pour le filtre des figures 5-1 et 5-2 : la bobine de filtrage est intercalée entre les deux « + » des condensateurs C_1 et C_2 , tandis que le pôle « moins » de ces derniers est réuni à la masse du châssis. La haute tension filtrée, utilisée pour l'alimentation du récepteur ou de l'amplificateur, est prélevée entre le « + » du C_2 et la masse. Elle est égale à la tension existant à l'entrée (V_e) moins la chute de tension aux bornes a et b de l'inductance.

Donc, la tension de sortie V_s , dépend, en fin de compte, du courant qui traverse l'inductance (consommation totale de l'appareil en H. T.), de la résistance ohmique de cette dernière, et de la valeur de V_e .

Les chiffres classiques, que nous pouvons prendre comme valeurs moyennes, sont :
 V_s : 240 à 260 volts.

Courant traversant l'inductance : 60 à 80 mA (0,06 à 0,08 A).

Résistance ohmique de l'inductance : 200 à 400 ohms.

V_e : 275 à 290 volts.

Le dispositif de filtrage que nous venons de voir s'appelle, quelquefois, « *filtrage par le positif* », par opposition au système dit « *filtrage par le moins* » ou « *filtrage par le négatif* » que nous allons voir. En effet, il ne faut pas s'imaginer que la position de

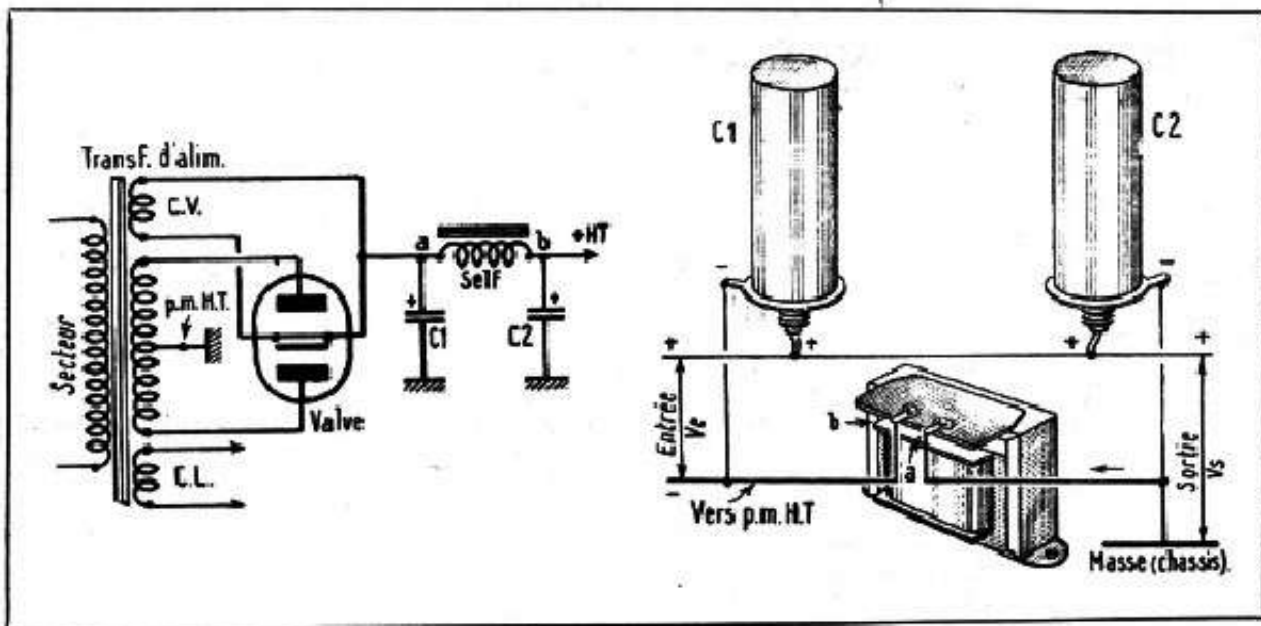


Fig. 5-3. — Schéma théorique d'un ensemble classique de redressement et de filtrage, comportant une valve biplaque et un filtre conforme au croquis de la figure 5-1.

Fig. 5-4. — Disposition réelle des éléments d'un filtre dans le cas où le filtrage se fait « par le moins ».

l'inductance, telle qu'elle est représentée dans les figures 5-1 et 5-2, c'est-à-dire intercalée en série dans la ligne du « + H. T. », soit la seule correcte. Rien ne nous empêche d'imaginer et de réaliser un schéma où ladite inductance est disposée dans le « moins », comme nous le montrent les figures 5-4, 5-5 et 5-6.

Ce système, assez souvent utilisé dans les récepteurs, déroute toujours le dépanneur débutant et conduit, parfois, à des « réparations » ou transformations malheureuses, dues uniquement à l'incompréhension du principe même. Il est donc bon de s'y arrêter un peu.

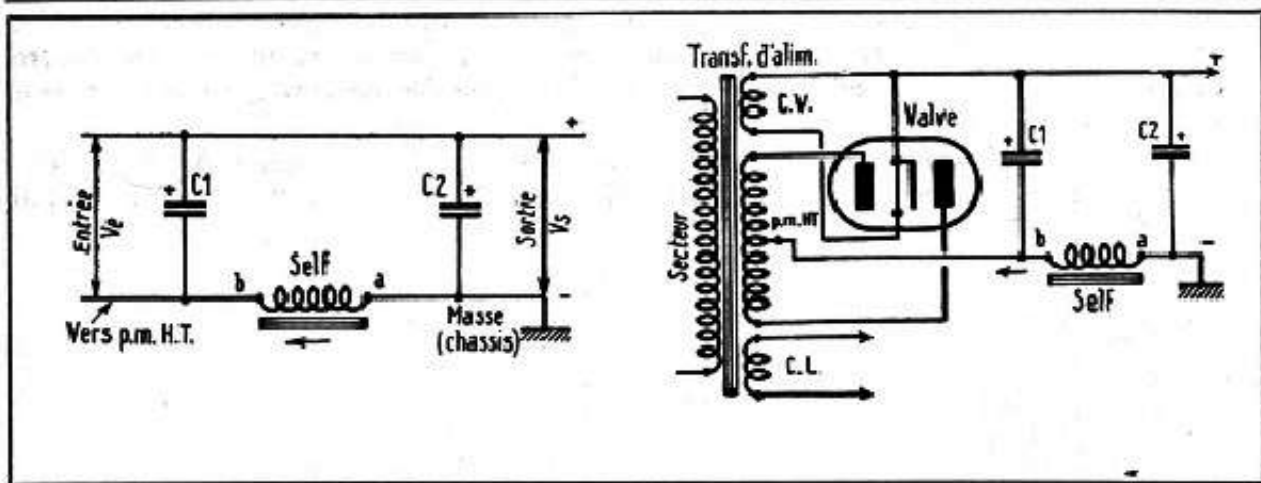


Fig. 5-5. — Représentation schématique d'un filtre, conforme au montage de la figure 5-4.

Fig. 5-6. — Schéma théorique d'un ensemble de redressement, avec filtrage « par le moins ».

En réalité, nous devons, avant tout, tenir compte des principes suivants :

1. — Le but d'un dispositif de filtrage est de débarrasser le courant redressé de sa composante alternative ;
2. — Puisqu'il en est ainsi, nous avons affaire à du courant alternatif et devons, par conséquent, oublier tout ce qui se rapporte au continu et, en particulier, tout ce qui touche la polarité : la notion du « + » et du « - » n'existe plus ;
3. — Cela admis, nous voyons immédiatement que les deux schémas des figures 5-2 et 5-5 sont absolument identiques : deux condensateurs et une bobine ;
4. — Les deux schémas étant identiques, l'effet de filtrage est le même, à condition bien entendu, que les valeurs C_1 , C_2 et de la bobine, soient les mêmes pour les deux schémas ;
5. — En intercalant un tel filtre dans un circuit où il existe aussi du continu (cas d'un filtre d'alimentation), nous n'avons à tenir compte que de la polarité des condensateurs électrochimiques.

Pratiquement, les particularités du filtrage par le négatif peuvent se résumer en trois points :

1. — Le pôle « moins » du premier électrochimique de filtrage (C_1) est isolé de la masse du châssis (voir la fig. 3-11) et réuni au point milieu de l'enroulement H. T. du transformateur ;
2. — Les pôles « plus » des deux condensateurs C_1 et C_2 sont réunis ensemble ;
3. — La bobine de filtrage est intercalée entre le point milieu de l'enroulement H. T. et la masse.

Si nous considérons maintenant ce système du point de vue du continu, il y a quelques remarques intéressantes à faire :

1. — Dans la branche « moins », le courant continu circule suivant le sens de la flèche (fig. 5-4, 5-5 et 5-6) ;
2. — Comme il se produit une chute de tension dans l'inductance, l'extrémité a se trouvera à un potentiel plus haut que b . Autrement dit, dans un tel montage, la masse (le châssis) se trouve positive par rapport au p.m. H. T. ou, ce qui revient au même, le p.m. H. T. est négatif par rapport à la masse. Nous verrons plus tard le parti que nous pouvons en tirer ;

3. — Les condensateurs C_1 et C_2 ne peuvent pas avoir le « moins » commun. Cela est évident, et signifie, pratiquement, que nous ne pouvons pas utiliser un électrochimique double, à moins qu'il ne soit muni de quatre fils de sortie, ce qui est assez rare à trouver.

Bien entendu, les chiffres moyens que nous avons donnés plus haut pour V_o , V_s , courant traversant la bobine de filtrage et la résistance ohmique de cette dernière, s'appli-

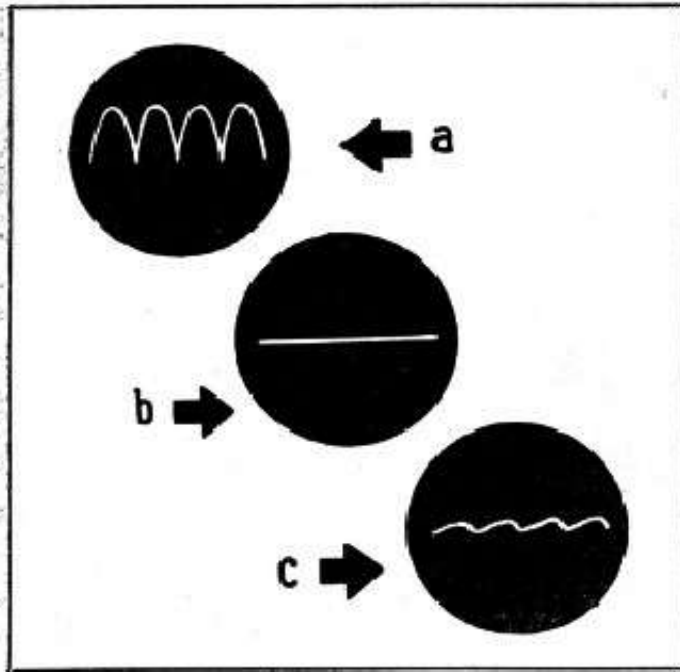


Fig. 5-7. — Tension redressée examinée à l'oscilloscope : à l'entrée du filtre (a) ; à la sortie du filtre (b) ; à la sortie du filtre lorsque ce dernier est insuffisant (c).

quent entièrement au filtrage par le négatif. Cela nous permet de faire remarquer, en passant, que b sera à environ -12 à -30 volts par rapport au châssis.

Fonctionnement d'un filtre.

Pour mieux saisir la façon dont notre filtre va nous débarrasser de la composante alternative indésirable, nous allons examiner séparément l'action du premier condensateur (C_1) et celle de l'inductance associée au second condensateur (C_2).

ACTION DU PREMIER CONDENSATEUR DE FILTRAGE (C_1).

Nous avons vu que la tension redressée examinée à l'oscilloscope connecté entre la cathode de la valve et la masse, se présentait sous l'aspect de la figure 5-7 a : du continu ondulé ou du continu chargé d'alternatif.

Prenons donc le même redresseur et branchons un condensateur électrochimique de $16 \mu\text{F}$, par exemple (C_1), entre la cathode de la valve et la masse. Connectons de nouveau notre oscilloscope entre A et B (fig. 5-8), comme nous l'avons fait plus haut, et regardons. Surprise ! Il apparaît un trait horizontal (fig. 5-7 b) sans ondulation perceptible. Donc, nous avons bien du continu pur et la composante alternative a disparu, court-circuitée par le condensateur C_1 .

Cependant, il serait prématuré de nous en réjouir, car ce serait vraiment trop simple et trop beau que de voir le filtrage d'un récepteur réduit à un condensateur unique, tel que C_1 .

En effet, il ne faut pas oublier que nous faisons notre essai dans des conditions très particulières du fonctionnement à vide. Autrement dit, aucun récepteur, aucun amplificateur n'est alimenté par notre redresseur qui, par conséquent, ne fournit aucun cou-

rant. Nous pouvons logiquement supposer que le fait, pour ce redresseur, de débiter du courant, peut modifier l'aspect des choses, et pour nous en convaincre, nous allons déconnecter l'oscilloscope et brancher entre A et B le « + » et le « - » d'un récepteur classique à quatre lampes, par exemple (fig. 5-8).

Déception ! En fait du fonctionnement, le récepteur en question ne nous fera entendre qu'un ronflement intense, manifestant violemment la présence de l'alternatif dans la haute tension d'alimentation, donc défaut de filtrage. Si nous rebranchons alors notre oscilloscope entre A et B sans déconnecter le récepteur, nous constaterons que notre belle droite de la figure 5-7 b s'est transformée en une ligne ondulée de la figure 5-7 c, l'ondulation étant cependant bien moins prononcée qu'en 5-7 a.

Ajoutons encore que si nous arrivons, par un moyen quelconque, à augmenter le débit de notre redresseur de la figure 5-8 (par exemple en branchant entre A et B une résistance de 5000 à 10 000 ohms, 10 watts) nous verrons l'ondulation de la figure 5-7 c s'accroître. Au contraire, si nous diminuons sensiblement ce débit, en connectant la résistance ci-dessus entre A et le + H. T. du récepteur (donc en série), l'ondulation deviendra moins perceptible.

Finalement, nous arrivons, expérimentalement, à la conclusion suivante :

L'action du premier électrochimique de filtrage se traduit, entre autres, par la diminution de la composante alternative du courant redressé. Cette diminution est d'autant plus sensible que le débit du redresseur est plus faible.

Cela nous explique, en particulier, pourquoi dans certains redresseurs spéciaux, fournissant la très haute tension d'un tube cathodique (oscilloscope ou téléviseur) sous un débit très faible (de l'ordre de 1 mA), il devient possible de réduire le dispositif de filtrage à un seul condensateur tel que C_1 .

Faisons maintenant encore une expérience. Laissons le montage de la figure 5-8 tel qu'il est, c'est-à-dire le redresseur débitant sur un récepteur et l'oscilloscope branché en A et B. Donnons à C_1 successivement quelques valeurs différentes allant 1 μF à 32 μF , par exemple. Nous verrons l'ondulation de la figure 5-7 c s'accroître pour les valeurs

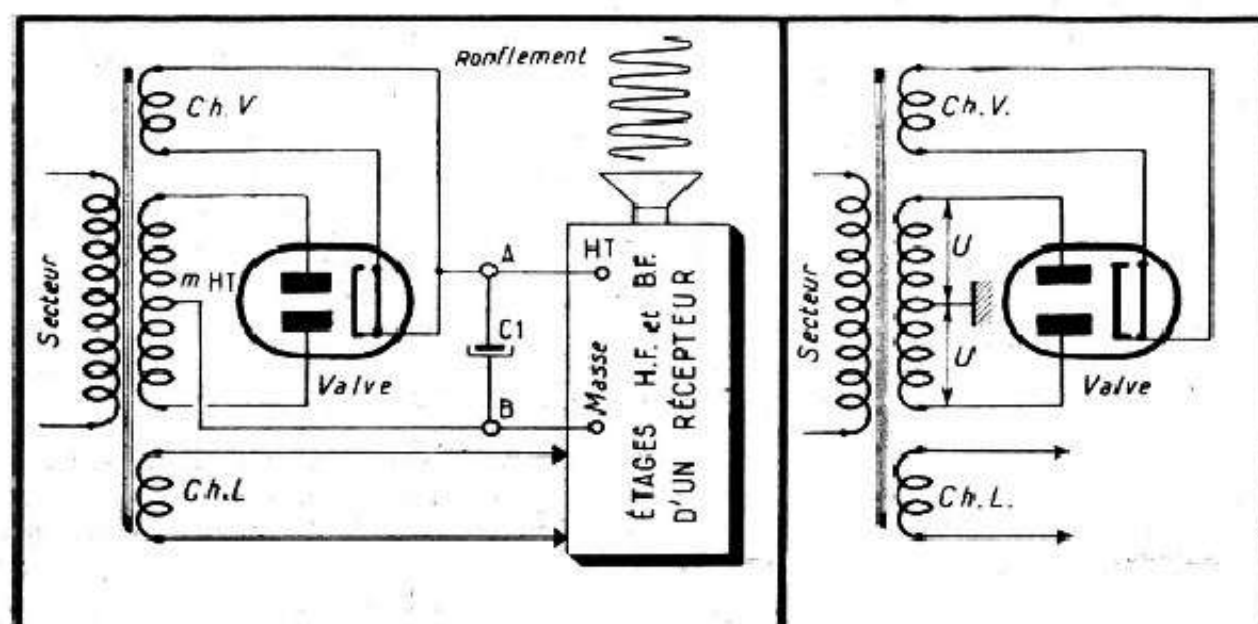


Fig. 5-8. — Un seul condensateur, tel que C_1 , est insuffisant et se traduit par un ronflement plus ou moins intense.

Fig. 5-9. — Les tensions U de chaque moitié du secondaire H.T. doivent être égales.

faibles et diminuer pour les valeurs élevées. Cela s'explique aisément si l'on songe que la composante alternative se trouve court-circuitée d'autant plus nettement que la capacité, c'est-à-dire la résistance en alternatif, du C_1 est plus faible, autrement dit que la capacité est plus élevée. Et cela nous amène à la deuxième conclusion :

La diminution de la composante alternative du courant redressé est d'autant plus marquée que la capacité du premier électrochimique de filtrage est plus forte.

Pour certaines raisons, cependant, qu'il serait trop long d'exposer, mais qui ont une importance pour la longévité de la valve, il ne convient pas d'augmenter indéfiniment la capacité du C_1 . La valeur maximale qu'il vaut mieux ne pas dépasser est généralement de l'ordre de 32 à 50 μF et dépend du type de la valve.

Mais ce n'est pas tout, car le condensateur C_1 influe également sur la tension continue dont nous pouvons disposer entre A et B. Pour le mettre en évidence, nous allons reprendre notre redresseur fonctionnant à vide, débrancher le condensateur C_1 et mesurer, à l'aide d'un contrôleur universel (sensibilité 750 V en continu), la tension existant entre A et B. Nous trouverons, par exemple, 280 volts. Remettons en place C_1 et mesurons à nouveau : presque 400 volts.

Si nous répétons la même expérience en charge (fig. 5-8), la différence entre les tensions avec ou sans condensateur sera moins marquée et les deux valeurs seront, d'ailleurs, moins élevées, à cause de la chute de tension dans le secondaire H. T. du transformateur et la valve. C'est ainsi que nous trouverons environ 230 volts sans C_1 et 300 volts avec C_1 .

Enfin, si nous nous amusons à effectuer quelques mesures en donnant à C_1 les valeurs comprises entre 4 et 32 μF , par exemple, nous constaterons que la tension continue entre A et B est d'autant plus élevée, à débit égal, que la capacité du C_1 est plus grande. Cela est vrai à vide ou en charge, mais l'augmentation de la tension continue en A-B n'a pas lieu indéfiniment et a pour limite $U \times 1,4$ environ, U étant la tension alternative d'une moitié du secondaire H. T. du transformateur (fig. 5-9), c'est-à-dire la tension que nous pouvons mesurer à l'aide d'un contrôleur universel (sensibilité 750 V en alternatif), entre l'une des plaques de la valve et la masse.

Par exemple, si nous trouvons $U = 280$ volts (alternatifs), la tension A-B à vide et sans condensateur sera de 250 volts (continus) environ, et avec C_1 de valeur suffisante (8 à 16 μF) approchera de $280 \times 1,4 = 392$ volts. Cela est conforme aux résultats des mesures faites plus haut.

Tout cela nous permet de tirer une troisième et dernière conclusion : *La présence du premier électrochimique de filtrage a pour effet d'augmenter la tension continue disponible à la sortie du redresseur.*

Il est malaisé de chiffrer d'avance l'augmentation de la tension déterminée par la présence de C_1 , car elle dépend du débit du redresseur et de la résistance interne de la valve, qui n'est pas la même pour toutes les valves. Cependant, le tableau 5-1 nous donnera une idée sur l'ordre de grandeur. On suppose que C_1 est de 8 μF .

CONSEQUENCES PRATIQUES.

Un dépanneur ou un constructeur tireront facilement de tout ce qui précède, un certain nombre de conséquences pratiques importantes :

1. — *Il est dangereux, pour la vie du premier condensateur électrochimique de filtrage, de faire fonctionner un redresseur à vide.* En effet, le tableau (5-1) nous montre que pour $U = 350$ volts, cas fréquent, la tension redressée à vide monte à près de 500 volts, c'est-à-dire à la limite de claquage du condensateur C_1 . Or, le fonctionnement à vide peut se produire soit par suite d'une coupure de l'inductance de filtrage, soit lorsqu'on utilise une valve à chauffage direct ou un redresseur « sec », qui redresse dès la mise en marche du récepteur, tandis que les autres lampes, à chauffage indirect, ne consomment pratiquement rien pendant 20 à 30 secondes, tant que leur filament n'est pas chaud.

Tableau 5-1

U (volts altern.)	Tension redressée disponible suivant le débit											
	A vide		20 mA		40 mA		60 mA		80 mA		100 mA	
	sans C ₁	avec C ₁	sans C ₁	avec C ₁	sans C ₁	avec C ₁	sans C ₁	avec C ₁	sans C ₁	avec C ₁	sans C ₁	avec C ₁
250	225	350	210	310	200	280	185	260	175	250	170	230
300	270	420	250	380	240	360	230	340	220	320	215	300
350	315	490	290	450	280	425	270	400	260	380	255	360
400	360	560	340	480	330	460	320	440	310	420	300	400

Pour la même raison, il est recommandé de ne jamais enlever la lampe finale d'un récepteur en fonctionnement. Cette lampe consomme à elle seule 40 à 45 mA, en général, et le fait de l'enlever fait tomber le débit H. T. du récepteur, c'est-à-dire celui du redresseur, à quelque 15 à 20 mA, ce qui a pour effet de faire monter la haute tension à 450 volts et plus.

2. — Si le premier électrochimique de filtrage est coupé ou desséché, la haute tension redressée devient anormalement basse. C'est une panne assez fréquente et qui se manifeste, en dehors de la haute tension trop faible, par un ronflement plus ou moins prononcé. Ce dernier phénomène est bien compréhensible : l'absence de capacité fait prendre à la composante alternative une valeur exagérée. Quand à la diminution de la tension redressée, le tableau (5-1) nous en indique immédiatement l'ordre de grandeur : nous voyons, par exemple, que dans la colonne correspondant au débit de 60 mA, chiffre normal pour un quatre lampes classique, et pour $U = 350$ volts, nous devons avoir près de 400 volts normalement. Cette tension tombe à quelque 270 volts si C_1 n'existe plus.

FILTRAGE PAR INDUCTANCE ET CAPACITÉS

Tension de ronflement à l'entrée du filtre.

Nous savons maintenant ce que devient la composante alternative de la tension redressée lorsque nous branchons un condensateur à la sortie du redresseur, mais il nous manque encore une connaissance essentielle : celle de la grandeur de cette composante.

On comprend facilement que pour établir un dispositif de filtrage, il est nécessaire de savoir ce que nous avons à filtrer, c'est-à-dire l'importance de la composante alternative à éliminer. Sinon, on patauge dans l'inconnu et on risque soit de construire un filtre nettement insuffisant, soit de compliquer inutilement le système.

L'importance de la composante alternative, subsistant après l'adjonction du condensateur C_1 , se définit, le plus souvent, en tant que pourcentage de la tension continue redressée. Notons que cette composante s'appelle souvent *tension de ronflement*, expression qui traduit bien l'effet indésirable qui en résulte.

Nous avons vu, dans le chapitre précédent, que la composante alternative du courant redressé était d'autant plus importante que le débit était plus élevé et que le condensateur d'entrée du filtre était plus faible. Dès lors il nous est possible de dresser un tableau donnant la valeur de cette composante suivant le débit, c'est-à-dire l'intensité totale consommée en H. T., par le récepteur ou l'amplificateur, et la valeur du premier électrochimique de filtrage.

Cependant, pour être plus juste, il est nécessaire de tenir compte, non pas du débit, ce qui est une notion vague, puisque nous pouvons avoir, par exemple, 60 mA sous 350, 300 ou 250 volts, etc., mais de la charge, qui tient compte à la fois et de la tension à l'entrée du filtre et du débit.

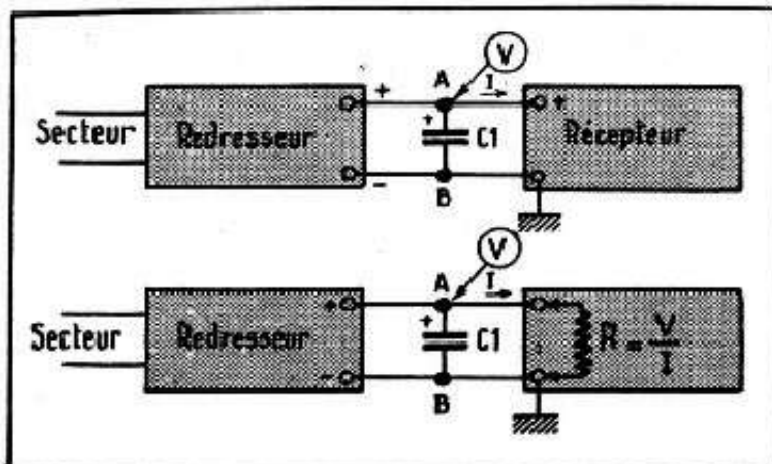


Fig. 6-1. — Tout redresseur nous fournit une tension V sous un débit I .

Fig. 6-2. — Tout récepteur peut être assimilé à une résistance de charge R .

Expliquons-nous. En effet, si nous regardons le croquis de la figure 6-1, nous voyons que le redresseur alimentant un récepteur fournit un courant I sous une tension redressée V que nous mesurons entre A et B . Rien ne nous empêche alors de considérer le récepteur comme une charge constituée par une certaine résistance R , dont la valeur, en ohms, est donnée par V (en volts) divisé par I (en ampères) (fig. 6-2).

Par exemple, si nous avons, à l'entrée du filtre, $V = 360$ volts et que nous alimentons un récepteur consommant 90 mA, c'est-à-dire $0,09$ A, R sera de $360/0,09 = 4000$ ohms.

D'ailleurs, pour faciliter le travail du lecteur, on trouvera ci-dessous un tableau (6-1), donnant la valeur de la charge en milliers d'ohms, suivant le débit en mA et la tension à l'entrée du filtre en volts.

Tableau 6-1

Débit en mA	Charge du redresseur, en milliers d'ohms, pour la tension à l'entrée du filtre en volts :									
	225	250	275	300	325	350	375	400	425	450
10	22,5	25	27,5	30	32,5	35	37,5	40	42,5	45
20	11,25	12,5	13,8	15	16,25	17,5	18,75	20	21,25	22,5
30	7,5	8,3	9,2	10	10,8	11,6	12,5	13,3	14,2	15
40	5,6	6,25	6,9	7,5	8,1	8,75	9,4	10	10,6	11,25
50	4,5	5	5,5	6	6,5	7	7,5	8	8,5	9
60	3,75	4,16	4,6	5	5,4	5,8	6,25	6,7	7,1	7,5
70	3,2	3,6	3,9	4,3	4,6	5	5,4	5,7	6	6,4
80	2,8	3,1	3,5	3,75	4	4,4	4,7	5	5,3	5,6
90	2,5	2,8	3	3,3	3,6	3,9	4,2	4,45	4,7	5
100	2,25	2,5	2,75	3	3,25	3,5	3,75	4	4,25	4,5
110	2	2,3	2,5	2,7	3	3,2	3,4	3,6	3,9	4,1
120	1,9	2,1	2,3	2,5	2,7	2,9	3,1	3,3	3,5	3,8

En regardant ce tableau, nous voyons, par exemple, qu'un redresseur donnant 325 volts à l'entrée du filtre et fournissant un courant de 70 mA, peut être considéré comme travaillant sur une charge de 4600 ohms (les indications du tableau sont à multiplier par 1000 pour avoir la charge en ohms).

Tableau 6-2

Charge en ohms	Pourcentage de ronflement à l'entrée du filtre pour le premier condensateur du filtre de μF :						
	4	6	8	12	16	24	32
2 000	28	18,6	14	9,3	7	4,65	3,5
2 500	22	15	11	7,5	5,5	3,7	2,8
3 000	19	12,6	9,5	6,3	4,75	3,15	2,4
3 500	16	11	8	5,4	4	2,7	2
4 000	14	9,5	7	4,7	3,5	2,35	1,75
4 500	12,4	8,4	6,2	4,2	3,1	2,1	1,6
5 000	11	7,5	5,5	3,7	2,75	1,85	1,4
6 000	9,2	6,2	4,6	3,1	2,3	1,55	1,15
7 000	8	5,5	4	2,7	2	1,35	1
8 000	7	4,6	3,5	2,3	1,75	1,15	0,87
9 000	6,2	4,2	3,1	2,1	1,55	1,05	0,78
10 000	5,6	3,8	2,8	1,9	1,4	0,95	0,7
15 000	3,8	2,5	1,9	1,25	0,95	0,62	0,47
20 000	2,8	1,9	1,4	0,95	0,7	0,47	0,35
25 000	2,2	1,5	1,1	0,75	0,55	0,37	0,28
30 000	1,9	1,25	0,95	0,62	0,47	0,31	0,24

Cela nous permet maintenant de dresser un deuxième tableau (6-2) qui nous donnera directement le pourcentage de la tension de ronflement, suivant la charge et suivant la valeur du premier électrochimique de filtrage.

Deux recommandations importantes pour utiliser le tableau (6-2) :

1. — Lorsque la charge de notre redresseur ne figure pas dans la colonne correspondante, prendre la charge immédiatement *inférieure*, pour avoir une certaine marge de sécurité. Par exemple, si nous trouvons $R = 4400$ ohms, prendre dans le tableau $R = 4000$ ohms.

2. — Les chiffres que nous trouvons représentent le pourcentage de la tension de ronflement par rapport à la tension continue V qui existe à l'entrée du filtre, c'est-à-dire aux bornes du condensateur C_1 . Par conséquent, pour avoir la valeur de la tension de ronflement en volts nous devons diviser V par 100 et multiplier le résultat par le pourcentage trouvé. Par exemple, si nous trouvons 7 % de ronflement et que V soit de 370 volts, la tension de ronflement, en volts, sera

$$\frac{370}{100} \times 7 = 3,7 \times 7 = 25,9 \text{ volts.}$$

Voici, maintenant, à titre d'exemple, et pour illustrer ce que nous venons de dire, quelques cas que nous pouvons rencontrer dans la pratique.

1. — Tension continue à l'entrée du filtre : 275 volts. Courant : 65 mA. Premier condensateur de filtrage : 8 μ F.

La charge est égale à $275/0,065 = 4200$ ohms environ. Nous prendrons, dans le tableau (6-2), $R = 4000$, ce qui nous donne, pour $C_1 = 8 \mu$ F, 7 % de ronflement. Donc la tension de ronflement sera

$$\frac{275}{100} \times 7 = 2,75 \times 7 = 19,3 \text{ volts env.}$$

Il n'est pas difficile de voir que si $C_1 = 16 \mu$ F, c'est-à-dire le double, la tension de ronflement est réduite de moitié et devient 9,6 volts environ.

2. — Tension continue à l'entrée du filtre : 300 volts. Courant : 120 mA. Premier condensateur de filtrage, $C_1 = 16 \mu$ F.

La charge est de 2500 ohms, d'après le tableau, et le pourcentage de ronflement : 5,5 %. Pour 300 volts cela nous donne 16,5 volts de ronflement.

Tension de ronflement maximale admissible dans un récepteur.

Connaissant la tension de ronflement à l'entrée du filtre, nous pouvons, à l'aide de ce dernier, la réduire à une valeur aussi faible que nous le désirons, mais encore faut-il avoir une idée sur la valeur de la tension de ronflement admissible dans tel ou tel cas, pour tel ou tel montage.

Comme règle générale, nous pouvons dire, du moins en ce qui concerne les étages B. F., que le pourcentage de ronflement dans la haute tension alimentant un étage doit être d'autant plus faible que l'amplification, le gain, des étages suivants est plus élevé. On le comprend aisément, car une tension de ronflement, même très faible, arrivant sur la plaque d'une lampe préamplificatrice, se trouve amplifiée par tous les étages suivants et risque d'atteindre, dans le H. P., un niveau inadmissible.

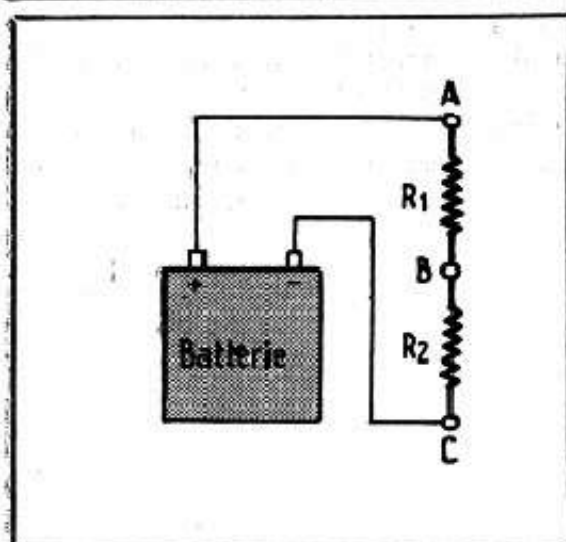


Fig. 6-3. — Le diviseur de tension R_1 - R_2 permet de prélever en B une portion de la tension existant en A-C.

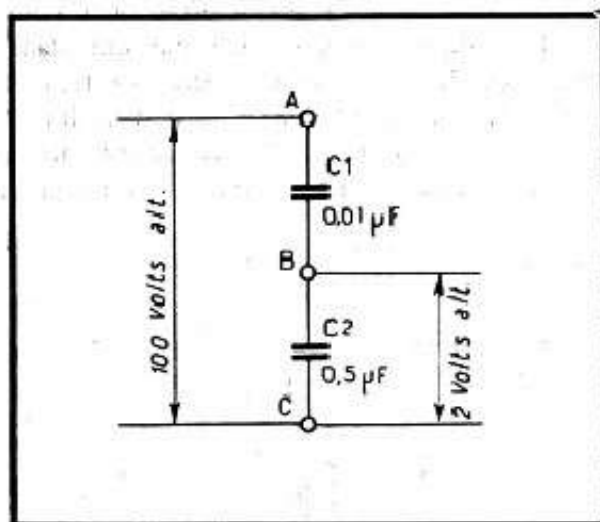


Fig. 6-4. — Lorsqu'il s'agit de tension alternative, nous pouvons faire appel à un diviseur de tension capacitif.

Nous voyons donc qu'il est nécessaire de filtrer beaucoup plus soigneusement la haute tension destinée à l'alimentation des étages préamplificateurs que celle utilisée pour l'étage final. Nous verrons d'ailleurs plus loin la façon pratique et économique de le réaliser, mais pour l'instant nous retiendrons simplement l'ordre de grandeur du pourcentage admissible de ronflement dans tel ou tel cas.

1. — *Etage final.* On peut, sans inconvénient, tolérer de 1 à 2 % de ronflement dans la haute tension alimentant la *plaque* de l'étage final, mais il est nécessaire de filtrer beaucoup plus la haute tension alimentant l'écran de la même lampe et ne pas dépasser 0,05 à 0,1 % de ronflement.

2. — *Etages préamplificateurs B. F.* Suivant l'importance de l'amplification qui suit, on admettra un pourcentage de ronflement de 0,001 à 0,05 %.

3. — *Etages H. F., M. F. et changement de fréquence.* De l'ordre de 0,1 à 0,5 % de ronflement.

Comment travaille un filtre ?

Nous connaissons maintenant et en détail toutes les pièces constituant un filtre, nous savons apprécier l'ondulation qui subsiste à l'entrée et nous avons une idée sur l'ordre de grandeur de cette ondulation à ne pas dépasser à la sortie, c'est-à-dire dans la haute tension alimentant le récepteur. Dans ces conditions, il nous sera facile de comprendre comment fonctionne un filtre et quelle valeur nous devons donner à ses différents éléments de façon à obtenir l'effet désiré.

Nous savons tous en quoi consiste un diviseur de tension, c'est-à-dire un système de deux résistances R_1 et R_2 , montées aux bornes d'une source de tension, une batterie de 12 volts, par exemple (fig. 6-3). Ce système permet, à partir d'une certaine tension, celle de la batterie mesurée entre A et C, de disposer d'une tension intermédiaire, celle par exemple, que l'on mesurera entre B et C. Cette dernière dépendra de la valeur relative des résistances R_1 et R_2 et sera d'autant plus faible que R_2 sera plus petite par rapport à R_1 . C'est ainsi qu'en donnant à R_2 une valeur très faible par rapport à R_1 (p. ex. $R_2 = 100$ ohms et $R_1 = 5000$ ohms) nous aurons en BC environ 0,24 volt, c'est-à-dire une tension sensiblement 50 fois plus faible.

Or, le principe de la subdivision d'une tension, par un diviseur approprié, est vrai aussi bien dans le cas du continu que dans celui de l'alternatif, et si à la place de la batterie de 12 volts de la figure 6-3 nous avons une source de tension alternative de 12 volts (p. ex. le secondaire d'un transformateur), le résultat serait exactement le même.

Bien plus, puisque les condensateurs peuvent être assimilés, en alternatif, à des résistances, rien ne nous empêche d'imaginer un diviseur de tension capacitif (fig. 6-4)

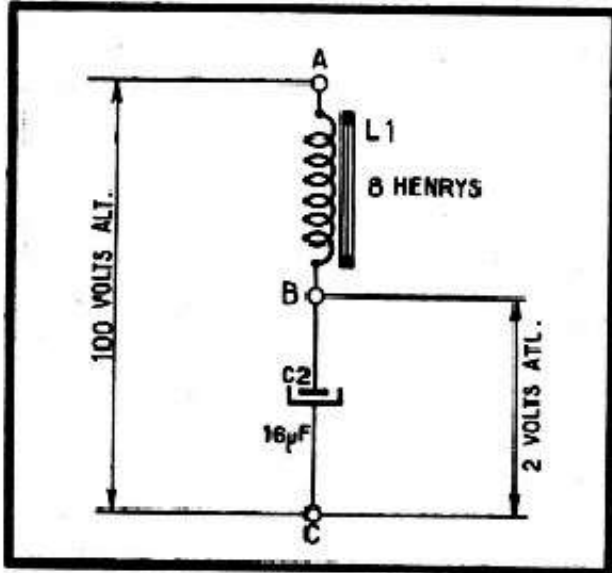


Fig. 6-5. — Nous pouvons également envisager un diviseur de tension mixte, inductif-capacitif.

où nous appliquons entre A et C une tension alternative de 100 volts par exemple, et recueillons entre B et C une tension d'autant plus faible que C_2 est plus petit par rapport à C_1 . Par analogie avec le cas précédent (résistances), si $C_2 = 10\ 000\ \mu\text{F}$ et $C_1 = 500\ 000\ \mu\text{F}$ ($0,5\ \mu\text{F}$) nous aurons en BC environ 2 volts alternatifs, c'est-à-dire une tension environ 50 fois plus faible.

Notons en passant que le diviseur de tension capacitif est indépendant de la fréquence.

En développant ce principe nous pouvons également concevoir, toujours pour l'alternatif, un diviseur de tension mixte : capacitif et inductif, comme celui de la figure 6-5. La tension entre B et C sera d'autant plus faible que la capacitance (résistance en alternatif) de C_2 sera plus petite par rapport à la réactance (résistance en alternatif) de L_1 .

Si nous cherchons à obtenir en BC, comme dans les cas précédents, une tension 50 fois plus faible qu'en AC, nous devons nous dire que la capacitance de C_2 à 100 hertz doit être environ 50 fois plus faible que la réactance de L_1 à la même fréquence. Consultons les tableaux publiés plus haut (page 47). Nous voyons qu'il existe une multitude de solutions, parmi lesquelles nous pouvons choisir :

- $C_2 = 8\ \mu\text{F}$ et $L_1 = 16$ henrys environ ;
- $C_2 = 12\ \mu\text{F}$ et $L_1 =$ un peu plus de 10 henrys ;
- $C_2 = 16\ \mu\text{F}$ et $L_1 = 8$ henrys environ, etc.

Or, si nous revenons un peu en arrière et regardons le schéma d'un filtre classique, que nous connaissons déjà (fig. 6-6), nous voyons qu'il nous est possible de le dessiner autrement. En effet, le premier condensateur de filtrage C_1 placé entre A et C (masse) se trouve, en fait, shunté par un diviseur de tension mixte, celui de la figure 6-5, comportant la bobine de filtrage L et le second condensateur de filtrage C_2 (fig. 6-7).

A l'entrée du filtre, c'est-à-dire entre A et C, existe une tension alternative de ronflement, qui se trouve réduite par le diviseur L- C_2 à une valeur d'autant plus faible que la capacitance de C_2 est plus faible comparée à la réactance de L, de sorte que nous trouvons à la sortie, entre B et C, une tension de ronflement considérablement affaiblie.

Si nous appelons E_r la tension de ronflement à l'entrée et e_r celle à la sortie, nous pourrions caractériser un filtre par le rapport E_r/e_r qu'il permet d'obtenir, rapport que nous pouvons appeler *coefficient d'atténuation* ou *efficacité* d'un filtre. Le tableau (6-3)

Tableau 6-3. — EFFICACITE D'UN FILTRE POUR 100 HERTZ

L en henrys	Capacité en μF						L en henrys	Capacité en μF					
	4	8	12	16	24	32		4	8	12	16	24	32
2	2,2	5,3	8,5	11,6	18	24,2	10	14,8	30,6	46,5	62	94	125
3	3,75	8,5	13,2	18	27,5	37	12	18	37	56	74,5	112	150
4	5,3	11,6	18	24,2	37	49,5	15	22,7	46,5	70	94	141	188
5	6,9	14,8	22,7	30,6	46,5	62	18	27,5	56	84	112	170	226
6	8,5	18	27,5	37	56	74,5	20	30,6	62	94	125	180	251
7	10	21	32	43	65	87	25	38,5	78	117	157	235	315
8	11,6	24,2	37	49,5	74,5	100	30	46,5	94	141	188	283	378
9	13,2	27,5	41,5	56	84	112							

nous donne, suivant le condensateur C_2 utilisé et la valeur de la bobine L (en henrys), l'efficacité d'un filtre tel que celui des figures 6-6 ou 6-7. Ce qui veut dire que la tension de ronflement à l'entrée, tension dont nous savons déterminer l'ordre de grandeur, doit être divisée par l'efficacité du filtre pour obtenir la tension de ronflement à la sortie.

Inversement, si nous connaissons la tension de ronflement à l'entrée et celle que nous voulons obtenir à la sortie, nous obtenons immédiatement l'efficacité du filtre nécessaire en divisant la première par la seconde. Connaissant l'efficacité nécessaire, nous trouvons dans le tableau les combinaisons de C_2 et L à adopter.

Conséquences pratiques et applications.

Tout ce que nous avons dit peut se résumer en un certain nombre de conclusions que nous allons passer en revue :

1. — On est toujours certain d'avoir un filtrage excellent en mettant une inductance importante (20 à 30 henrys) et des condensateurs électrochimiques de forte capacité (24 à 32 μF). Aucun ronflement ne résiste à ce déploiement de microfarads et de henrys ;

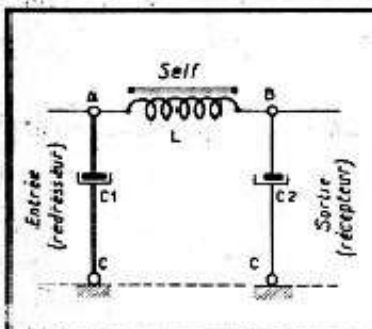


Fig. 6-6. — Ce schéma classique d'un filtre, comportant deux condensateurs et une inductance \mathcal{L} ...

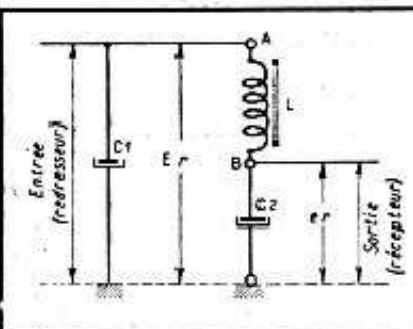


Fig. 6-7. — ... peut être représenté sous forme d'un diviseur de tension comme ci-dessus.

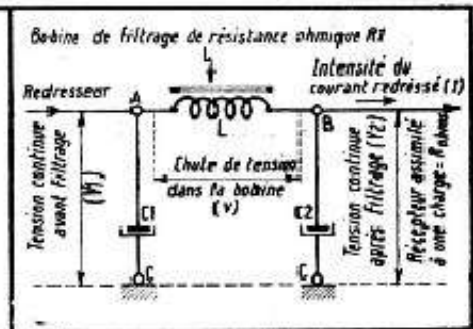


Fig. 6-8. — Voici les différentes tensions, intensités et résistances auxquelles nous aurons affaire.

2. — Cependant, en employant la solution ci-dessus, on est non moins certain « d'en avoir pour son argent », car (hélas !) les microfarads et les henrys coûtent cher ;

3. — Or, il est très souvent possible, en regardant les choses de plus près, en consultant attentivement nos tableaux, d'arriver à un résultat parfaitement satisfaisant et beaucoup plus économique ;

4. — La marche à suivre est, presque toujours, la suivante :

a. - Nous connaissons la haute tension V_1 à l'entrée du filtre (fig. 6-8), l'intensité I que consomme notre récepteur ou amplificateur, et la valeur du premier condensateur de filtrage C_1 . Si V_1 et I nous sont inconnus, nous avons toujours la possibilité de les mesurer.

Exemple. — $V_1 = 290$ volts ; $I = 0,07$ ampère ; $C_1 = 16 \mu\text{F}$.

b. - Connaissant V_1 et I (ce dernier étant exprimé en ampère), nous déterminons la charge R sur laquelle travaille le redresseur : $R = V_1/I$, ou à l'aide du tableau donné plus haut..

Exemple :
$$R = \frac{290}{0,07} = 4150 \text{ ohms environ.}$$

c. — Connaissant R et C_1 , nous trouvons le pourcentage de ronflement avant filtrage, en consultant le tableau correspondant.

Exemple. — Pour $R = 4150$ ohms (arrondi à 4000 ohms) et $C_1 = 16 \mu\text{F}$, le pourcentage de ronflement est de 3,5 %.

d. - Etant donné que nous nous donnons d'avance le pourcentage de ronflement que nous pouvons tolérer à la sortie du filtre, nous avons immédiatement l'efficacité de ce dernier par le rapport.

$$\frac{\text{Pourcentage ronflement avant filtrage}}{\text{Pourcentage ronflement après filtrage}} = \text{Efficacité.}$$

Exemple. — Nous voulons avoir, après le filtrage, 0,05 % de ronflement tout au plus. L'efficacité de notre filtre devra être :

$$\frac{3,5}{0,05} = 70$$

e. - Nous savons que nous devons avoir à la sortie du filtre une tension continue V_2 (en général 250-260 volts). Donc nous pouvons prédéterminer la chute de tension v qu'il nous est possible d'admettre dans la bobine de filtrage : $v = V_1 - V_2$.

Exemple : $v = 290 - 260 = 30$ volts.

f. - Connaissant v et l'intensité I , nous déterminons la résistance R , que doit avoir la bobine L : $R_1 = v/I$.

Exemple :
$$R_1 = \frac{30}{0,07} = 430 \text{ ohms environ.}$$

g. — Etant donné l'efficacité du filtre nécessaire, nous trouvons immédiatement dans le tableau (6-3), les combinaisons de L et de C_2 (elles peuvent être plusieurs) qui donnent le résultat voulu. Nous choisirons, de préférence, celle où $C_2 = C_1$, ou, du moins, ne s'en écarte pas trop.

Exemple. — Le tableau (6-3) nous montre que l'efficacité de l'ordre de 70 (70 à 80) correspond aux combinaisons suivantes de L et de C_2 .

$L = 15$ henrys et $C_2 = 12 \mu\text{F}$.

$L = 12$ henrys et $C_2 = 16 \mu\text{F}$.

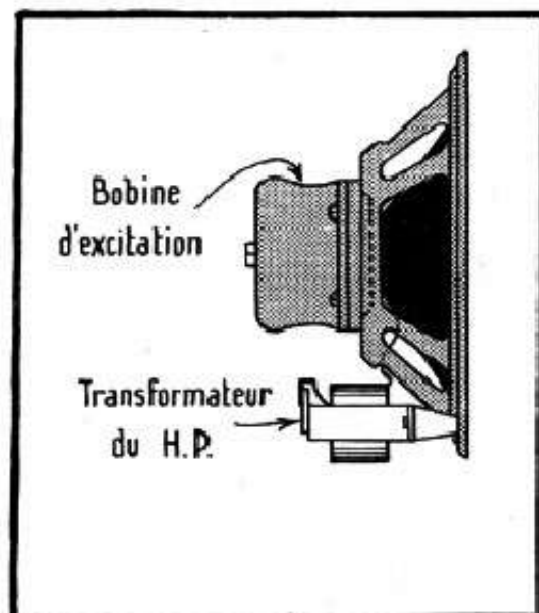
$L = 8$ henrys et $C_2 = 24 \mu\text{F}$.

Nous adopterons, de préférence, la deuxième combinaison : $L = 12$ henrys et $C_2 = 16 \mu\text{F}$. La résistance ohmique de L devra être de l'ordre de 400 ohms, ce qui est une valeur courante.

Filtrage par la bobine d'excitation du dynamique.

Nous étudierons les haut-parleurs plus en détail lorsque nous aborderons l'étage B. F. final, mais dès maintenant nous sommes amenés à en dire quelques mots, car

Fig. 6-9. — Un haut-parleur à excitation comporte une bobine, généralement bien visible, dont les deux extrémités aboutissent à deux cosses disposées sur une plaquette isolante fixée sur le transformateur de sortie. Actuellement les H.P. à excitation sont pratiquement éliminés au profit des H.P. à aimant permanent, dont l'utilisation présente de multiples avantages



dans bien des cas la bobine d'excitation du H. P. était utilisée comme bobine de filtrage. Les deux croquis de la figure 6-9 montrent comment se présente un H. P. à bobine d'excitation, dont les deux extrémités aboutissent aux cosses *a* et *b* d'une plaquette en bakélite fixée sur le transformateur du H. P. Ce sont des montages qu'un dépanneur rencontre constamment.

Sans entrer dans les détails, disons qu'une bobine d'excitation est caractérisée par un nombre de spires important, donc résistance ohmique élevée et coefficient de self-induction confortable. Comme ordre de grandeur, nous pouvons rappeler que la résistance ohmique est rarement inférieure à 1000 et supérieure à 3500 ohms, et que la self-induction est comprise généralement entre 10 et 30 henrys.

Cependant, lorsqu'on utilise une bobine d'excitation pour le filtrage, il intervient une autre considération très importante, celle de la *puissance d'excitation*, indiquée généralement par le constructeur.

A défaut d'indication, rappelons-nous simplement que :

H. P. de 12 à 17 cm : puissance d'excitation 4,5 watts ;

H. P. de 21 cm : puissance d'excitation 7 à 7,5 watts ;

H. P. de 24 cm : puissance d'excitation 9-10 watts ;

H. P. de 28 cm : puissance d'excitation 14-15 watts.

Or, la puissance d'excitation dépend de l'intensité qui traverse la bobine. Si cette intensité est trop faible, le H.P. est insuffisamment excité et le rendement musical est mauvais. Par contre, si l'intensité est trop élevée, le dynamique « chauffe » exagérément.

Le tableau (6-4) nous donne immédiatement, en mA, la valeur moyenne de l'intensité à admettre, suivant la puissance d'excitation et la résistance ohmique de la bobine.

Tableau 6-4. — INTENSITÉ MOYENNE NÉCESSAIRE POUR L'EXCITATION

Résistance de la bobine d'excitation	Puissance d'excitation en watts			
	4,5	7,5	9	15
1 000	67	87	95	122
1 200	62	79	87	110
1 500	55	70	78	100
1 800	50	65	71	92
2 000	48	60	67	87
2 500	43	55	60	78
3 000	39	50	55	70
3 500	36	47	51	65

Mais il y a, néanmoins, une différence essentielle entre le filtrage par « self » et celui par l'excitation du H.P. : c'est la chute de tension assez considérable que nous sommes obligés de tolérer aux bornes de la bobine d'excitation. Son ordre de grandeur est de 90 à 130 volts pour les H.P., de 21 à 24 cm, et de 1000 à 2000 ohms de résistance, c'est-à-dire dans les cas les plus courants.

Autrement dit, puisque nous voulons toujours disposer de 250 volts environ à la sortie du filtre (entre B et C, fig. 6-10), il faut que nous ayons au moins 250 + chute de tension, donc de 340 à 380 volts avant filtrage, entre A et C.

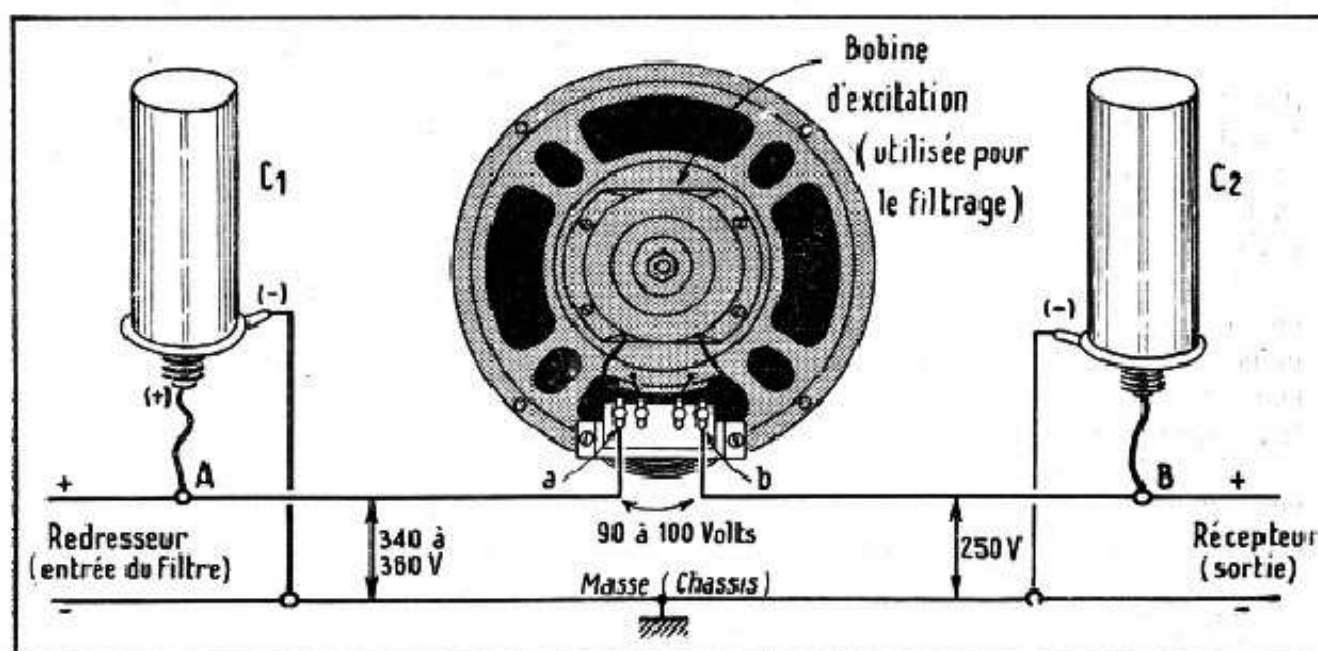
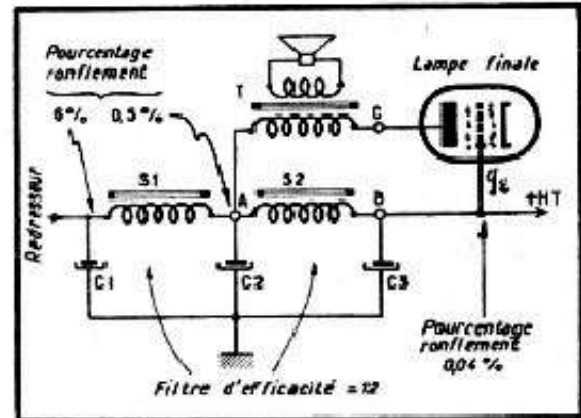


Fig. 6-10. — Voici la disposition pratique des éléments d'un filtre comportant deux condensateurs électrochimiques et la bobine d'excitation d'un H.P.

D'où, si l'on adopte le filtrage par la bobine d'excitation, l'obligation d'avoir un transformateur d'alimentation donnant environ deux fois 350 à 360 volts au secondaire H. T., tandis que si nous filtrons par « self » en utilisant un H. P. à aimant permanent, nous pouvons nous contenter de deux fois 275 volts.

Au point de vue du filtrage de la composante alternative, rien ne change par rapport à ce que nous avons dit au sujet des « selfs », avec cet avantage, cependant, qu'une bobine d'excitation possède presque toujours un nombre de henrys respectable.

Fig. 6-11. — Il est souvent beaucoup plus économique de réaliser le filtre en deux cellules, le circuit anodique de la lampe finale étant alimenté après la première cellule, puisque nous pouvons y admettre un pourcentage de ronflement plus élevé. Sur le schéma ci-contre, la lampe finale est une pentode et la grille réunie à la haute tension est la grille-écran.



Une documentation américaine indique comme ordre de grandeur, les chiffres suivants :

H. P. excit. 2000 Ω, 28 cm	12 henrys
H. P. excit. 2000 Ω, 21 à 24 cm	15 henrys
H. P. excit. 2000 Ω, 12 à 17 cm	8-10 henrys

Nos propres mesures ont montré que cette self-induction se situait aux environs de 10 à 15 henrys pour la plupart des haut-parleurs courants (excitation entre 1500 et 2000 ohms).

Filtrage en deux cellules.

Nous avons vu le fonctionnement d'un filtre composé d'une bobine (« self » ou bobine d'excitation du H. P.) et la valeur maximale de la tension de ronflement que nous pouvons admettre pour tel ou tel étage d'un récepteur ou d'un amplificateur.

Nous avons également indiqué qu'il était parfaitement possible de filtrer moins le courant nécessaire à l'alimentation du circuit anodique de l'étage final, à condition de « pousser » celui du reste de la haute tension.

Dès lors, nous pouvons concevoir un système à deux cellules, comme celui de la figure 6-11. Nous y voyons un redresseur avec son premier condensateur de filtrage C_1 , aux bornes duquel existe une tension de ronflement représentant 6 % de la tension redressée. Une première cellule de filtrage d'efficacité 12, composée de la bobine S_1 et du condensateur C_2 , réduit ce pourcentage à $6/12 = 0,5$ %. La haute tension nécessaire à l'alimentation de la plaque de la lampe finale est prise après cette première cellule, au point A. Ensuite nous avons une seconde cellule de filtrage de même efficacité, composée de la bobine S_2 et du condensateur C_3 . Par son action, le pourcentage de ronflement en A se trouve réduit à $0,5/12 = 0,042$ environ, et la haute tension que nous prélevons en B pour alimenter aussi bien l'écran de la lampe finale que l'ensemble des autres circuits H. T. du récepteur, se trouve donc parfaitement filtrée.

Ce système appelle quelques remarques.

a. — Nous voyons que l'efficacité de l'ensemble des deux cellules est égale à $6/0,042 = 144$ environ, ce qui représente très exactement le produit des efficacités des deux cellules : $12 \times 12 = 144$.

Donc, d'une façon tout à fait générale, si nous avons affaire à deux ou plusieurs cellules de filtrage, l'efficacité de l'ensemble est égale au produit des efficacités de chaque cellule.

b. — Bien étudié, ce système peut être plus économique que celui à cellule unique de même efficacité (144). En effet, vous pouvez facilement vous rendre compte, en consultant les différents tableaux publiés plus haut, que dans le cas de la figure 6-11 nous pouvons nous contenter des valeurs suivantes :

$$\begin{aligned} C_1 = C_2 = C_3 &= 8 \mu\text{F} \\ S_1 = S_2 &= 5 \text{ henrys,} \end{aligned}$$

tandis que si nous avons une seule cellule, nous devons prendre des condensateurs de 16 à 24 μF et une bobine de 15 à 25 henrys.

Avantage supplémentaire en faveur du schéma de la figure 6-11 : la « self » S_2 n'est traversée que par un courant de 15 à 25 mA (dans le cas d'un récepteur classique).

Elle peut donc être petite, réalisée en fil fin, donc nettement moins chère que S_1 .

c. — La résistance ohmique des bobines S_1 et S_2 sera déterminée par la tension redressée dont nous disposons avant le filtrage, celle que nous désirons obtenir en B, et le courant traversant S_1 d'une part (débit total du récepteur), et S_2 d'autre part.

Exemple. — Nous avons 305 volts à l'entrée du filtre et voulons obtenir 250 volts environ en B et en C. Le débit total du récepteur est de 60 mA avec 42 mA pour le circuit anodique de la lampe finale. La résistance ohmique du primaire du transformateur de sortie T est de 250 ohms.

La chute de tension entre A et C sera donc de $250 \times 0,042 = 10,5$ volts, ce qui nous donne environ 260 volts en B et une chute de tension de $305 - 260 = 45$ volts dans S_1 .

Etant donné l'intensité traversant S_1 (60 mA = 0,06 A), sa résistance devra être de l'ordre de $45/0,06 = 750$ ohms.

Celle de S_2 , traversée par 18 mA (0,018 A), et devant procurer une chute de tension de 10 volts, sera de $10/0,018 = 550$ ohms environ.



LE FILTRAGE PAR RÉSISTANCES-CAPACITÉS

Documentation sur les résistances

Filtrage par résistances-capacités.

Lorsque nous avons expliqué le fonctionnement d'une cellule de filtrage, nous l'avons assimilée à un diviseur de tension. Par conséquent, si dans une cellule nous remplaçons l'inductance par une résistance R (fig. 7-1), l'effet obtenu sera le même, à condition que la valeur de R soit égale à la réactance de L pour 100 hertz.

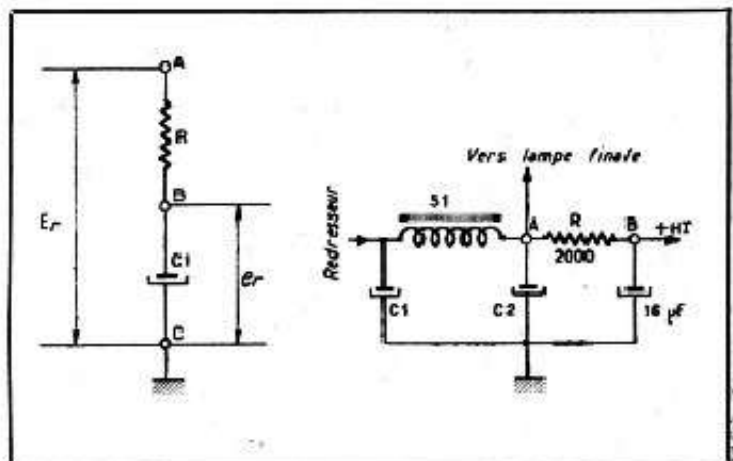
Dès lors, il nous est possible de dresser un tableau (7-1) donnant l'efficacité d'une cellule à résistance-capacité, tout comme nous l'avons fait pour les cellules à inductance-capacité.

Nous indiquons, en passant, un autre moyen, facile à retenir, et qui permet d'apprécier instantanément l'ordre de grandeur de l'efficacité d'une cellule à résistance-capacité. Ce procédé fait intervenir le produit $R \times C_1$, la résistance étant exprimée en ohms et la capacité en microfarads :

$R \times C_1$	Efficacité
10 000	6 à 7
15 000	10
25 000	15
30 000	19
40 000	26
50 000	32
100 000	64

Fig. 7-1 (à gauche). — Lorsqu'il s'agit de tension alternative, nous pouvons utiliser un diviseur de tension mixte : résistance-capacité.

Fig. 7-2 (à droite). — Schéma d'un filtre à deux cellules, dont la seconde est à résistance-capacité.



Quelques exemples simples nous montreront l'intérêt et les applications possibles des filtres à résistance-capacité.

1. — Tout d'abord, dans le cas de la figure 6-11, nous pouvons parfaitement remplacer la deuxième cellule (S_2-C_3) par une cellule à résistance-capacité et nous allons certainement y gagner au point de vue du prix de revient. Il suffit, pour que tout aille bien, que l'efficacité de notre nouvelle cellule soit la même que celle de S_2-C_3 . La valeur de la résistance n'est pas très critique, puisque nous pouvons fort bien tolérer en B une tension de 240 ou même de 230 volts. Prenons donc $R = 2000$ ohms et $C_3 = 16 \mu\text{F}$. Nous voyons que l'efficacité de cette cellule sera de 20, valeur largement suffisante. Le nouveau schéma se présente comme celui de la figure 7-2. La chute de tension dans la résistance R nous donne en B environ 225 volts, ce qui est parfaitement normal.

2. — Supposons que nous ayons un redresseur, comme celui de la figure 7-3, destiné à alimenter un appareil de mesure ne consommant que 20 mA. En A, c'est-à-dire à l'entrée du filtre, nous avons 300 volts et nous voulons avoir 200 volts à la sortie du filtre, avec pas plus de 0,05 % de ronflement.

Dans ces conditions, il est à peu près certain qu'un filtre ne comportant que des résistances et des capacités sera suffisant : le débit est faible et nous pouvons admettre une chute de tension de 100 volts.

Commençons par apprécier la tension de ronflement à l'entrée. D'après les tableaux (6-1) et (6-2), nous voyons que la charge est de 15 000 ohms et que le pourcentage de ronflement est de 1,9 %, ce qui représente, pour 300 volts, 5,7 volts de ronflement avec $C_1 = 8 \mu\text{F}$.

Nous voulons avoir à la sortie 0,05 % au maximum, c'est-à-dire 0,1 volt de ronflement au plus sur 200 volts de tension continue disponible.

L'efficacité du filtre devra donc être de

$$\frac{5,7}{0,1} = 57 \text{ au moins.}$$

Tableau 7-1. — EFFICACITE D'UN FILTRE A RESISTANCE-CAPACITE (POUR 100 HZ)

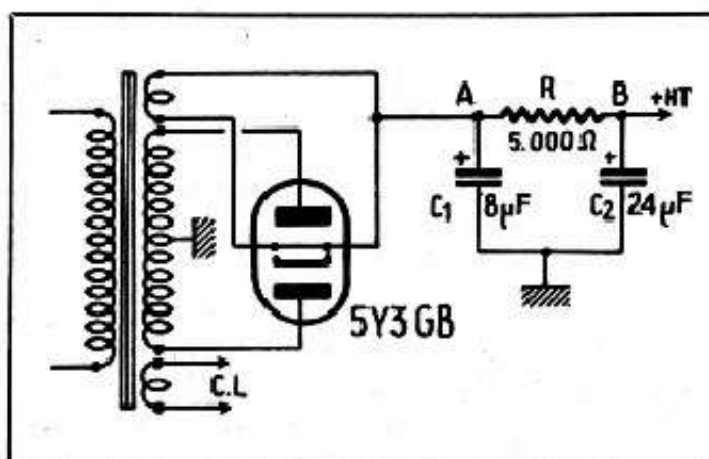
R en ohms	Capacité en μF								
	1	2	4	8	12	16	24	32	50
250	1,01	1,05	1,17	1,6	2,13	2,7	3,9	5,1	7,9
500	1,05	1,17	1,6	2,7	3,9	5,1	7,5	10	15,6
750	1,1	1,4	2,13	3,9	5,6	7,5	11,2	15	23,4
1 000	1,17	1,6	2,7	5,1	7,6	10	15	20	31,2
2 000	1,6	2,7	5,1	10	15	20	30	40	62,5
3 000	2,13	3,9	7,6	15	22,6	30	45	60	94
4 000	2,7	5,1	10	20	30	40	60	80	125
5 000	3,25	6,4	12,5	25	37,5	50	75	100	155
6 000	3,9	7,5	15	30	40	60	90	120	187
7 000	4,5	8,7	17,5	35	52,5	70	105	140	218
8 000	5,1	10	20	40	60	80	120	160	250
10 000	6,3	12,5	25	50	75	100	150	200	310
15 000	9,5	18,7	37,5	75	112,5	150	225	300	470
20 000	12,5	25	50	100	150	200	300	400	625
25 000	15,5	31,3	62,5	125	187	250	375	500	775
30 000	18,7	37,5	75	150	225	300	450	600	940
35 000	22	44	88	175	264	350	525	700	1 090
40 000	25	50	100	200	300	400	600	800	1 250
50 000	31,3	62,5	125	250	375	500	750	1 000	1 550

D'autre part, étant donné la chute de tension (100 volts) que nous pouvons admettre, et le débit de 20 mA, la valeur totale de la résistance de filtrage ne doit pas excéder $100/0,02 = 5000$ ohms. En nous reportant au tableau (7-1), nous voyons que pour obtenir une efficacité de 57, il nous faut prendre $C_2 = 24 \mu\text{F}$.

Mais, si nous réfléchissons un peu, nous trouverons une solution encore plus efficace et, en même temps, plus économique.

Scindons notre résistance de 5000 ohms en deux résistances de 2500 ohms et réa-

Fig. 7-3. — Il est possible, dans les cas où l'intensité demandée au redresseur n'est pas très élevée, de réaliser un filtre uniquement à résistance-capacité.



lisons le filtre à deux cellules (fig. 7-4). Notre tableau nous indique que l'efficacité de chaque cellule sera de 12,5 environ. Par conséquent, l'efficacité de l'ensemble sera de $12,5 \times 12,5 = 156$ environ.

3. — D'une façon générale, chaque fois que nous avons à réaliser, sous un faible débit, un filtrage même très poussé, mais pour lequel nous pouvons admettre une chute de tension assez sensible, pensons au filtre à résistances-capacités. Avantages : encombrement réduit et prix de revient moindre.

Résistances.

Lorsque nous avons parlé des filtres à inductances et capacités, nous avons tenu à préciser les propriétés essentielles des unes et des autres. Maintenant, lorsque nous arrivons à l'utilisation des résistances, il est bon de donner quelques notions sur leur emploi, d'autant plus que nous nous heurterons constamment à la nécessité de devoir apprécier leur « wattage », c'est-à-dire l'intensité maximale que nous pouvons y admettre.

MARQUAGE.

La valeur d'une résistance est souvent indiquée directement en ohms ou mégohms, par des chiffres imprimés sur le corps même de la résistance.

Si la valeur est indiquée en ohms, le chiffre est suivi du symbole Ω (lettre grecque oméga majuscule), tandis que les chiffres exprimant les mégohms sont suivis du symbole correspondant : $M\Omega$. Rappelons que

$$1 M\Omega = 1\,000\,000 \Omega$$

et que, par conséquent,

$$0,5 M\Omega = 50\,000 \Omega$$

$$0,1 M\Omega = 100\,000 \Omega$$

$$0,25 M\Omega = 250\,000 \Omega$$

$$0,05 M\Omega = 500\,000 \Omega$$

etc...

Sur certaines résistances nous pouvons trouver l'indication en kilo-ohms ($k\Omega$), dont on se sert souvent pour gagner de la place.

Rappelons que

$$1 k\Omega = 1\,000 \Omega$$

et que, par conséquent,

$$5 k\Omega = 5\,000 \Omega$$

$$20 k\Omega = 20\,000 \Omega$$

$$100 k\Omega = 100\,000 \Omega$$

etc...

Se méfier de certains marquages fantaisistes que l'on rencontre et qui ne correspondent pas à la notation internationale. C'est ainsi que l'on trouve le symbole ω (oméga minuscule) pour ohm, au lieu de Ω , et $M\Omega$ pour megohm, au lieu de $M\Omega$.

CODE DE COULEURS DES RÉSISTANCES.

Les résistances non bobinées d'origine américaine, ou fabriquées par certaines maisons françaises ou européennes, sont marquées en utilisant le code de couleurs américain (Color Code).

Une résistance marquée en Color Code porte trois couleurs différentes réparties sur trois zones : le corps, l'extrémité, le point (fig. 7-5) et que l'on doit lire obligatoirement dans l'ordre suivant :

Corps — Extrémité — Point

Le tableau (7-2) permet de lire la valeur de n'importe quelle résistance, et tout dépanneur doit le connaître par cœur.

N'oublions pas, de plus, que

1. — Un point noir n'a aucune signification.
2. — Lorsque le point de couleur n'existe pas, cela veut dire qu'il est de la même couleur que le corps.

Voici quelques exemples :

1. — Corps *vert*, extrémité *noire*, point *noir*.

Donc :

$$\text{Vert} = 5$$

$$\text{Noir} = 0$$

$$\text{Noir} = \text{rien}$$

La valeur de la résistance est de 50 ohms.

Tableau 7-2

Couleur	Corps	Extrémité	Point
Noir		0	
Marron	1	1	0
Rouge	2	2	00
Orange	3	3	000
Jaune	4	4	0000
Vert	5	5	00000
Bleu	6	6	000000
Violet	7	7	
Gris	8	8	
Blanc	9	9	

2. — Corps orange, extrémité verte, pas de point (donc orange)

Orange = 3
Vert = 5
Orange = 000

La valeur de la résistance est de 35 000 ohms.

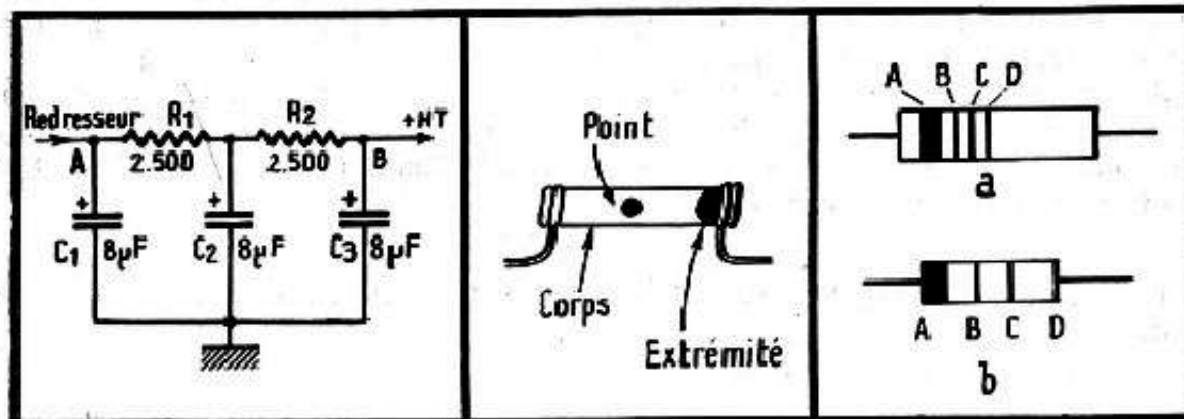


Fig. 7-4. — Un filtre très efficace à résistances-capacités peut être obtenu en faisant appel à deux cellules.

Fig. 7-5. — Voici la façon dont est coloriée une résistance agglomérée ordinaire.

Fig. 7-6. — Lorsqu'il s'agit de résistances miniatures la coloration se fait, le plus souvent, par anneaux.

En dehors du marquage de la valeur des résistances par trois couleurs réparties sur le corps, l'extrémité et le point, nous rencontrerons très souvent des résistances, du type « miniature », marquées par trois ou quatre anneaux colorés (fig. 7-6), soit suivant la disposition a, soit suivant la disposition b.

Les anneaux A, B, C, doivent être lus de gauche à droite (l'anneau de gauche étant, généralement, plus large que les autres) et leur signification est la suivante :

- A — Comme le corps
- B — Comme l'extrémité
- C — Comme le point

Ainsi, une résistance ayant les trois anneaux suivants : A — verte, B — noir, C — jaune, se lira

Vert = 5
Noir = 0
Jaune = 0000

c'est-à-dire 500 000 ohms.

Assez souvent, on trouve des résistances qui comportent un quatrième anneau, D, à la suite des trois autres, et dont la couleur indique la tolérance de l'étalonnage en %, suivant le code suivant :

Or ± 5 %
Argent ± 10 %

En principe, l'absence du quatrième anneau doit indiquer que la tolérance de l'étalonnage est de ± 20 %.

Il faut signaler également que l'on utilise les couleurs or et argent en tant que multiplicateurs décimaux inférieurs à 1, pour des résistances inférieures à 10 ohms : or = 0,1 et argent = 0,01. C'est ainsi qu'une résistance dont l'anneau C est or voit la signification des deux anneaux précédents multipliée par 0,1. Si, par exemple, nous

avons A — vert, B — bleu et C — or, la valeur de la résistance sera $56.0,1 = 5,6$ ohms.

PUISSANCE DISSIPÉE D'UNE RÉSISTANCE (« WATTAGE »).

C'est la puissance qu'une résistance est capable de dissiper sans échauffement excessif, ou, ce qui revient au même, l'intensité qu'elle peut supporter sans dommage.

Tout d'abord, pour déterminer si une résistance est de tant ou tant de watts, on peut se fier, jusqu'à une certaine mesure, à ses dimensions, données par la figure (7-7) pour les résistances du type courant et par la figure 7-8 pour les « miniatures ».

Si nous voulons calculer le « wattage », rien de plus facile : multiplier la résistance en *megohms* par le carré de l'intensité en *milliampères* (rappelons que le carré d'un nombre est ce nombre multiplié par lui-même). Ainsi, une résistance de 100 000 ohms (0,1 M Ω) où nous voulons faire passer 5 mA, devra être de

$$0,1 \times 5 \times 5 = 2,5 \text{ watts.}$$

Une résistance de 50 000 (0,05 M Ω) ohms où doit circuler un courant de 3 mA sera de

$$0,05 \times 3 \times 3 = 0,45 \text{ watt.}$$

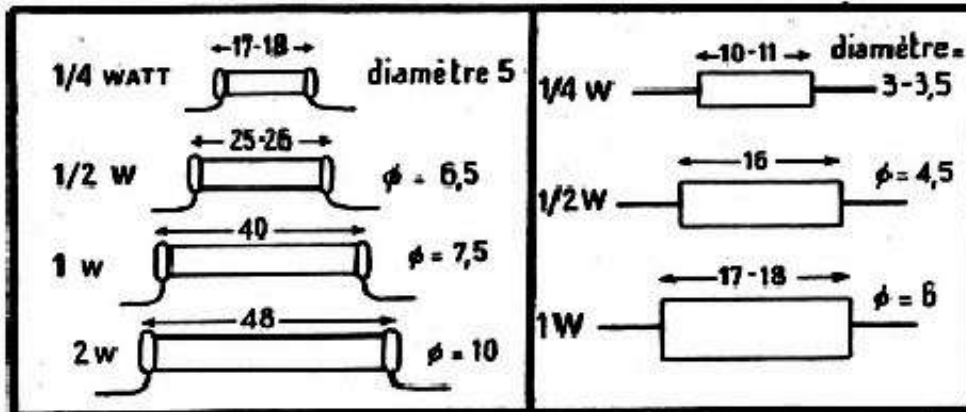


Fig. 7-7. — Dimensions, approximatifs, suivant la dissipation, des résistances agglomérées.

Fig. 7-8. — Dimensions approximatifs, suivant la dissipation, des résistances miniatures.

Nous prendrons toujours, et par précaution, la valeur, en watts, immédiatement supérieure, lorsque le calcul nous donne un chiffre dépassant légèrement une valeur courante. C'est ainsi que dans le premier exemple ci-dessus nous prendrons soit 3, soit 5 watts, tandis que dans le second cas nous nous contenterons de 0,5 watt.

D'ailleurs, pour éviter tout calcul, nous donnons un tableau (7-3) qui permet de déterminer l'intensité maximale admise pour certaines valeurs courantes de résistances, de 1/4, 1/2, 1, 2, 3, 5, 10 et 20 watts.

En reprenant l'exemple du filtre à résistances-capacités de la figure 7-3, nous voyons que R doit être de 2 watts, puisqu'il y passe 20 mA, tandis que dans le cas de la figure 7-4 nous pouvons prendre R₁ et R₂ de 1 watt.

Il est à noter que si nous connaissons la chute de tension à produire et le courant qui doit traverser la résistance, la puissance, le « wattage », est obtenu, très simplement, en multipliant la chute de tension en *volts* par le courant en *ampères*. Dans le même exemple que ci-dessus, où la chute de tension est de 100 volts et l'intensité de 20 mA, le « wattage » de la résistance devra être de

$$100 \times 0,02 = 2 \text{ watts.}$$

PRECISION.

Il convient de ne pas se faire d'illusions sur la précision des résistances couramment vendues dans le commerce, et, d'ailleurs, cela n'a aucune importance lorsqu'il s'agit de montage courants, récepteurs ou amplificateurs.

Toujours est-il que la plupart des résistances sont justes à $\pm 10\%$ et même 20% , près. Cela veut dire, par exemple, qu'une résistance marquée 100 000 ohms peut fort bien ne « faire » que 80 000 ou, au contraire, aller jusqu'à 120 000.

Tableau 7-3. — PUISSANCE DISSIPÉE DES RÉSISTANCES

Valeur de la résistance	Courant admissible en mA pour une résistance de watts :							
	1/4	1/2	1	2	3	5	10	20
50	71	100	143	200	245	316	450	630
100	50	70	100	143	173	224	316	450
150	40	58	83	116	141	182	260	365
200	35	50	71	100	122	158	225	316
250	32	45	63	90	110	142	203	284
300	29	41	58	82	100	128	183	256
350	27	38	54	76	92	120	169	240
400	25	35,5	50	71	87	112	158	224
450	23	33,4	46	67	82	104	149	208
500	22	31,5	44	63	77	100	142	200
600	20	29	41	58	71	91	130	182
1 000	15,8	22,4	31,5	45	55	71	100	142
1 500	12,9	18,2	25,2	36,5	45	58	82	116
2 000	11	15,8	22,4	31,5	39	50	71	100
2 500	10	14,2	20	28,5	35	45	64	90
3 000	9,1	13	18,3	26	31,6	41	58	82
4 000	7,9	11,2	15,8	22,4	27,4	35	50	70
5 000	7,1	10	14,2	20	24,5	32	45	64
10 000	5	7,1	10	14,2	17,3	22	31,6	44
15 000	4,1	5,8	8,1	11,6	14,1	18	26	36
20 000	3,5	5	7,1	10	12,2	16	22,5	32
25 000	3,1	4,4	6,3	8,9	11	14	20	28
30 000	2,9	4,1	5,8	8,2	10	13	18,3	26
40 000	2,5	3,5	5	7	8,7	11	15,8	22
50 000	2,2	3,1	4,4	6,1	7,7	9,8	14,2	20
75 000	1,8	2,6	3,6	5,2	6,3	8	11,4	16
100 000	1,6	2,2	3,1	4,5	5,5	7	10	14
150 000	1,3	1,8	2,6	3,6	4,5	6	8,2	12
200 000	1,1	1,6	2,2	3,1	3,9	5	7,1	10
250 000	1	1,4	2	2,8	3,5	4,5	6,4	9
300 000	0,9	1,3	1,8	2,6	3,16	4,1	5,8	8,2
400 000	0,8	1,1	1,6	2,2	2,7	3,5	5	7
500 000	0,7	1	1,4	2	2,45	3,15	4,5	6,3
1 M Ω	0,5	0,7	1	1,4	1,7	2,2	3,16	4,4
2 M Ω	0,35	0,5	0,7	1	1,22	1,6	2,25	3,2
5 M Ω	0,23	0,3	0,5	0,6	0,78	1	1,4	2

COMBINAISON DE RÉSISTANCES.

Tout dépanneur doit connaître, sur le bout des doigts, les deux relations principales qui permettent de déterminer rapidement la valeur résultant du branchement en série ou en parallèle de deux résistances.

Lorsqu'il s'agit de réunir deux ou plusieurs résistances en série, la chose est très simple, puisque la résistance totale est égale à la somme de toutes les résistances constituantes (fig. 7-9) : trois résistances, respectivement de 150, 200 et 600 ohms, branchées en série, donnent une résistance de $150 + 200 + 600 = 950$ ohms.

Il est un peu plus compliqué de calculer la valeur résultante de deux ou plusieurs résistances branchées en parallèle.

Le cas le plus simple est celui de la figure 7-10, où les deux résistances constituantes, R_1 et R_2 , ont la même valeur. La valeur totale R est alors égale à la moitié de l'une de ces résistances.

Et d'une façon générale, si nous avons plusieurs résistances identiques branchées en parallèle (fig. 7-11), la résistance totale est égale à la valeur de l'une des résistances divisée par leur nombre. Par exemple, si, dans le cas de la figure 7-11, $R = 10\ 000$ ohms, la résistance totale sera de $10\ 000/4 = 2500$ ohms.

Lorsque deux résistances en parallèle n'ont pas la même valeur, leur résultante est calculée en divisant leur produit par leur somme. Par exemple, si nous avons deux résistances, 2500 et 6000 ohms en parallèle (fig. 7-12), la résistance totale sera

$$\frac{2500 \times 6000}{2500 + 6000} = \frac{15\ 000\ 000}{8500} = 1760 \text{ environ.}$$

Il est possible, en se rappelant quelques principes fort simples, d'apprécier presque instantanément l'ordre de grandeur de deux résistances branchées en parallèle.

1. — La résistance résultante ne peut pas être plus faible que la moitié de la plus petite des deux résistances, ni plus grande que la plus petite.

2. — Lorsque l'une des deux résistances est beaucoup plus grande que l'autre (plus de 10 fois), la résistance résultante est sensiblement égale à la plus petite.

3. — Pour calculer rapidement la valeur approximative d'une résistance résultante, diviser la plus grande par la plus petite, prendre la valeur la plus approchée du quotient dans la première ligne du tableau (7-4) et multiplier la plus petite des deux résistances par le coefficient se trouvant en regard, dans la deuxième ligne. Avec un peu d'habitude ce petit calcul est très rapide.

Tableau 7-4

I	1	1,25	1,5	1,75	2	2,5	3	3,5	4	5	6	7	8	9	10	15
II	0,5	0,55	0,6	0,64	0,67	0,72	0,75	0,78	0,8	0,83	0,86	0,875	0,89	0,9	0,91	0,94

Par exemple, soient, en parallèle, une résistance de 15 000 ohms et une autre de 10 000 ohms. Divisons la plus grande par la plus petite

$$\frac{15\ 000}{10\ 000} = 1,5.$$

Au rapport 1,5 de la première ligne correspond le coefficient 0,6 de la deuxième. Nous multiplions donc la plus petite résistance 10 000 par 0,6 et obtenons 6000 ohms.

Si nous avons plusieurs résistances de valeurs différentes en parallèle, nous prenons d'abord deux résistances, calculons leur résultante, puis combinons cette dernière avec la troisième résistance, trouvons leur résultante, etc.

Soient les résistances de 250, 100, 350 et 500 ohms en parallèle. Prenons les deux premières : 250 et 100. Rapport : 2,5. Donc résultante égale à $0,72 \times 100 = 72$ ohms. Combinons 72 ohms avec la troisième résistance. Rapport : 4,85, sensiblement 5. Donc résultante égale à $0,83 \times 72 = 60$ ohms. Enfin, combinons 60 ohms avec la quatrième résistance. Rapport : 8,3, arrondi à 8. Donc valeur résultante, qui sera la résultante générale, $0,89 \times 60 = 54$ à 55 ohms.

Le branchement en série ou en parallèle a encore l'avantage suivant : lorsque nous ne disposons que de résistances de faible puissance et que nous avons besoin d'une résistance laissant passer un nombre respectable de milliampères, nous pou-

Fig. 7-9 (ci-dessous). — Lorsqu'on réunit plusieurs résistances en série, la résistance totale est égale à la somme des résistances constituantes.

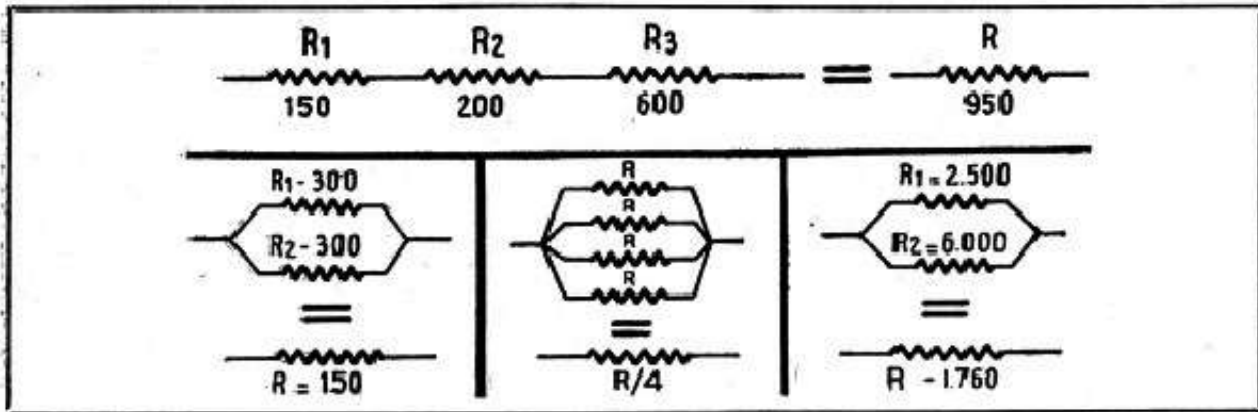


Fig. 7-10 (en bas, à gauche). — Deux résistances identiques montées en parallèle nous donnent une résistance de valeur moitié.

Fig. 7-11 (en bas, au milieu). — Quatre résistances identiques montées en parallèle nous donnent une résistance quatre fois moindre.

Fig. 7-12 (en bas, à droite). — Deux résistances quelconques en parallèle nous donnent une résistance inférieure à la plus petite des deux.

vons combiner deux ou plusieurs résistances de faible « wattage », de façon à en avoir une de puissance supérieure.

Rappelons-nous simplement que, quelle que soit la combinaison (série ou parallèle), le « wattage » total est égal à la somme des « wattages » partiels. Ainsi, lorsque nous réunissons, en série ou en parallèle, trois résistances de 1 watt, nous obtenons une résistance de 3 watts.



CHAPITRE VIII

COMMENT MESURER LES TENSIONS, LES INTENSITÉS ET LE RONFLEMENT DANS UN SYSTÈME D'ALIMENTATION

Les mesures effectuées sur les circuits de redressement et de filtrage permettent de localiser, très vite, la plupart des pannes qui peuvent affecter cette partie du récepteur. Par ailleurs, ces mesures sont particulièrement simples, ne nécessitant qu'un contrôleur universel classique, alternatif et continu. Enfin, la consommation propre de l'appareil de mesure, autrement dit sa résistance en ohms par volt, n'influence pas la lecture, car nous effectuons toutes les mesures sur des circuits relativement peu résistants et traversés par un courant assez important.

Nous allons indiquer, parallèlement, la façon de faire une mesure, la valeur normale de la tension (ou du courant) que nous devons trouver, et les conclusions que nous devons tirer si cette valeur est nettement anormale.

Mesure de la haute tension avant filtrage.

Sensibilité du contrôleur à utiliser : 750 volts en continu.

Branchement : le côté « moins » du contrôleur à l'un des points marqués C ; le côté « plus » à l'un des points marqués A (fig. 8-1, 8-2, 8-3 et 8-4).

Valeur normale : 290 à 320 volts dans le cas des figures 8-1 et 8-3 (filtrage par « self », H. P. à aimant permanent) ; 350 à 370 volts dans celui des figures 8-2 et 8-4 (filtrage par la bobine d'excitation du H. P.).

Précautions : la bonne façon de procéder consiste à brancher le voltmètre, allumer le récepteur et observer la déviation de l'aiguille. Si la valve est à chauffage direct (5Y3, 1882, 80, etc.), la haute tension apparaît immédiatement et commence par monter nettement plus haut que sa valeur normale, quitte à redescendre ensuite, lorsque les lampes du récepteur sont chaudes. Si la valve est à chauffage indirect, la haute tension ne doit apparaître qu'au bout de 20 à 30 secondes et monter, progressivement, jusqu'à sa valeur normale.

Toujours est-il que si la haute tension mesurée reste nulle après une trentaine de secondes, il est prudent d'éteindre le récepteur et de vérifier si le condensateur C_1 n'est pas en court-circuit.

Si la H. T. est nulle, deux causes possibles : valve défectueuse ou condensateur C_1 en court-circuit franc. Bien entendu, on suppose que le transformateur d'alimentation est en bon état.

Si la H. T. est trop élevée, ou bien la bobine de filtrage (« self » ou bobine d'excitation) est coupée, ou bien la lampe finale du récepteur est défectueuse, soit par usure, soit par coupure de son circuit cathodique, par exemple

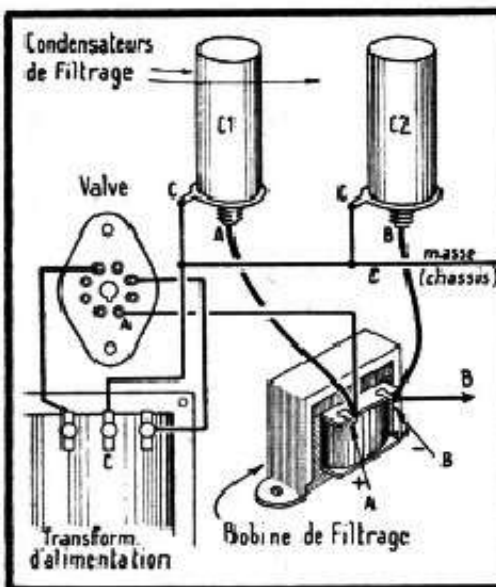


Fig. 8-1. — Voici les différents points d'un redresseur, à filtrage par inductance, où nous devons mesurer les tensions.

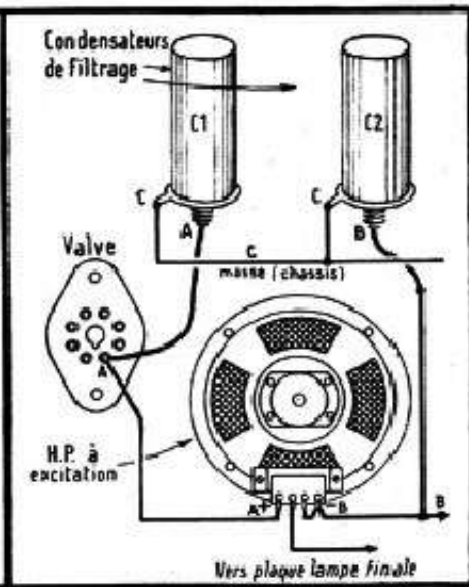


Fig. 8-2. — Les mesures se feront aux points indiqués ci-dessus lorsque le filtrage se fait par la bobine d'excitation.

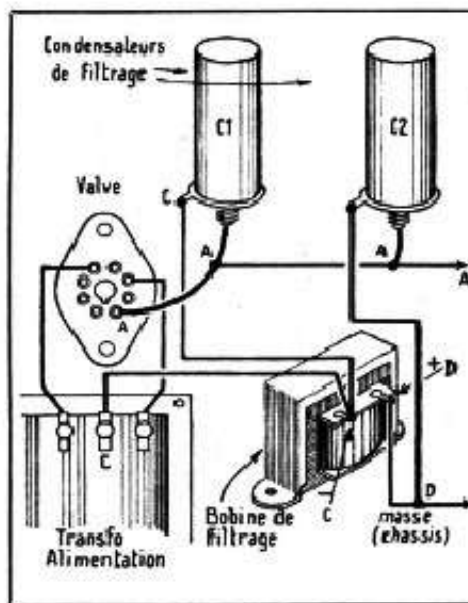


Fig. 8-3. — Voici les différents points d'un redresseur, à filtrage « par le moins » et utilisant une inductance, où nous devons mesurer les tensions.

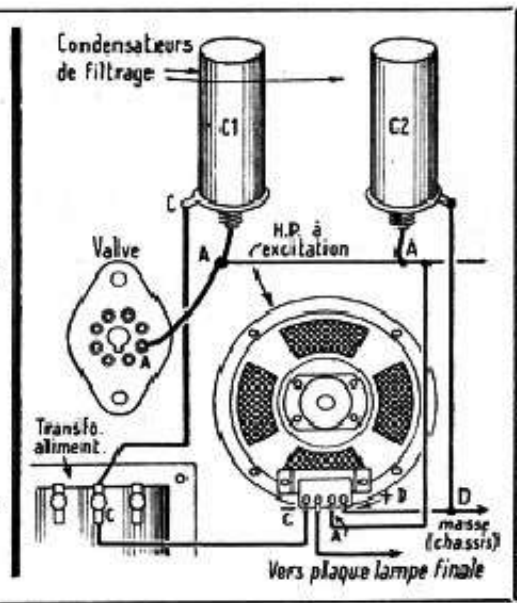


Fig. 8-4. — Les mesures se feront aux points indiqués ci-dessus lorsque le filtrage se fait par la bobine d'excitation.

Si la H.T. est trop faible, les causes peuvent en être multiples. Tout d'abord la valve peut être « pompée », usée. Ensuite, il est possible que, par suite d'un court-circuit après le filtrage, le débit augmente considérablement, provoquant une chute de tension plus élevée dans le secondaire H.T. et la valve. Enfin, le premier condensateur de filtrage C_1 peut être coupé ou desséché, ce qui provoque, comme nous l'avons vu plus haut, une baisse de la haute tension redressée avec, en plus, un gonflement plus ou moins prononcé.

Mesure de la haute tension après filtrage.

Sensibilité du contrôleur à utiliser : 750 ou 300 volts en continu.

Branchement : le côté « moins » du contrôleur à l'un des points marqués C, s'il s'agit d'un montage conforme aux figures 8-1 et 8-2 (filtrage par le « plus ») et à l'un des points marqués D, s'il s'agit d'un montage à filtrage par le « moins » (fig. 8-3 et 8-4) : le côté « plus » du contrôleur à l'un des points marqués B dans les cas des figures 8-1 et 8-2, et à l'un des points marqués A dans celui des figures 8-3 et 8-4.

Valeur normale : 230 à 260 volts pour tous les montages classiques, que le filtrage soit par le « plus » ou par le « moins » et que le H. P. soit à excitation ou à aimant permanent.

Si la H. T. est nulle, trois cas peuvent se produire :

Ou bien elle est également nulle avant filtrage, et alors nous avons dit plus haut ce qu'il fallait en penser ;

Ou bien elle est trop élevée avant le filtrage, auquel cas aucun doute n'est permis : l'inductance de filtrage ou la bobine d'excitation est coupée ;

Enfin, si nous trouvons avant filtrage une tension trop faible, nous devons, avant tout, nous assurer que le second condensateur de filtrage C_2 n'est pas en court-circuit. Dans la négative, rechercher un court-circuit dans la ligne H. T. du récepteur.

Si la H. T. est trop élevée, il est presque certain que le débit du récepteur est trop faible, par suite de l'usure de la lampe finale ou de la coupure de son circuit cathodique.

Si la H. T. est trop faible, notre diagnostic dépendra de la mesure effectuée avant filtrage. Si cette dernière est également trop faible, la valve est usée ou le débit trop important. Par contre, si avant filtrage nous trouvons une tension sensiblement normale pour le récepteur donné, il est possible que la résistance de l'inductance de filtrage ou celle de la bobine d'excitation soit mal adaptée au montage (trop élevée). Nous avons rencontré ce cas, personnellement, sur quelques récepteurs « fabrication de guerre », où le manque de matériel et la possibilité de vendre n'importe quoi et à n'importe quel prix conduisaient certains constructeurs pas trop scrupuleux à « pondre » de véritables hérésies techniques.

Mesure du débit.

Il est souvent intéressant de connaître le débit en haute tension du redresseur, soit simplement pour s'assurer que sa valeur n'est pas exagérée, soit pour apprécier l'ordre de grandeur de la tension de roulement existant à l'entrée du filtre, d'après les indications et tableaux que nous avons donnés plus haut. Pour le faire nous avons le choix entre deux méthodes : la directe et l'indirecte.

La première consiste, tout simplement, à pratiquer une coupure dans le circuit H. T. et d'y intercaler un milliampèremètre continu, sur la sensibilité convenable, en général 75 à 150 mA.

La coupure en question peut se faire suivant l'un des schémas des figures 8-5, 8-6 ou 8-7. Théoriquement les trois schémas donnent le même résultat, mais, pratiquement, on observe quelquefois une faible différence qui dépend du schéma de branchement employé : le courant lu est plus fort dans le cas des figures 8-5 et 8-7 que dans celui de la figure 8-6. La raison de cette anomalie apparente est, tout simplement, le fait qu'en mesurant d'après les schémas 8-5 et 8-7, nous enregistrons non seulement le courant H. T. total du récepteur, mais aussi celui de fuite des condensateurs électrochimiques C_1 et C_2 , lorsque ces derniers sont en mauvais état et que leur courant

de fuite devient appréciable. On peut admettre qu'un condensateur électrochimique est suspect lorsque son courant de fuite dépasse 0,3 à 0,4 mA par microfarad. Donc si nous avons un récepteur où C_1 et C_2 sont de 16 μF , soit 32 μF en tout, et que nous trouvons, par exemple, 70 mA en mesurant d'après le schéma 8-6 et 75 mA en le faisant d'après 8-5, le courant de fuite sera de $5/32 = 0,15$ mA environ par microfarad (en admettant que les deux condensateurs « fuient » également, ce qui n'est

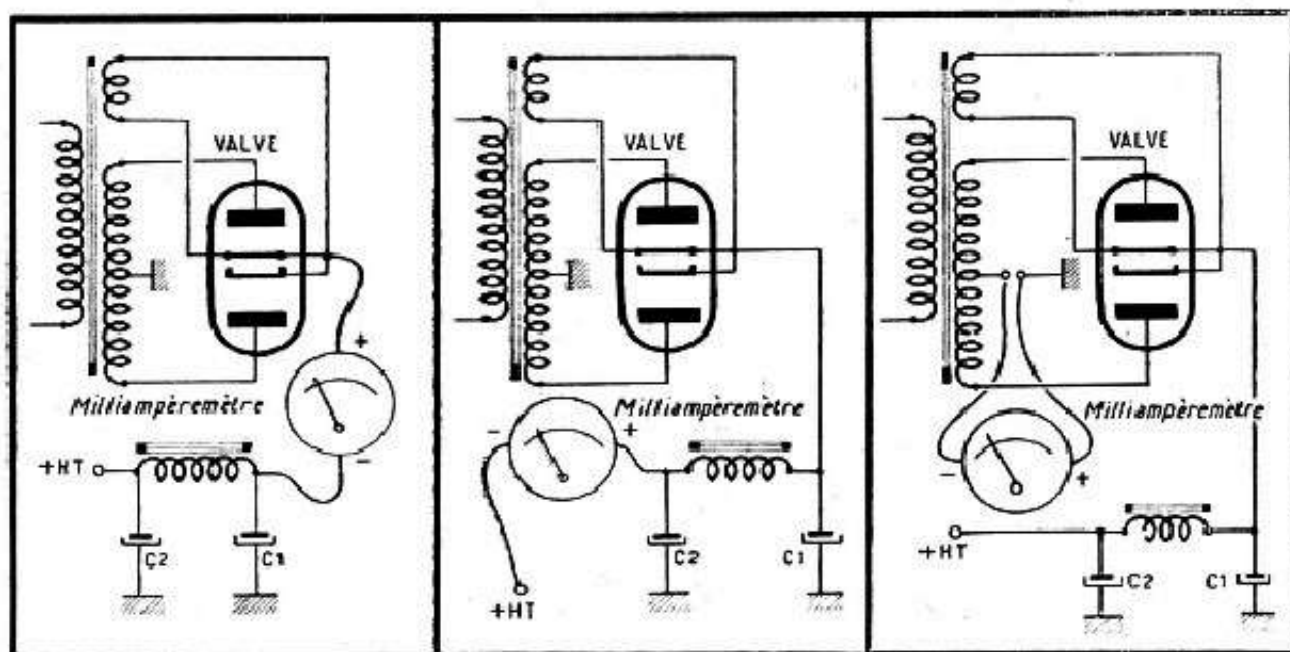


Fig. 8-5. — Pour mesurer le débit H.T. d'un récepteur on peut intercaler le milliampèremètre avant le filtrage.

Fig. 8-6. — On peut également, pour effectuer la même mesure, intercaler le milliampèremètre après le filtrage.

Fig. 8-7. — On peut, enfin, toujours pour mesurer le débit H.T., intercaler le milliampèremètre suivant le schéma ci-dessus.

pas prouvé), Toujours est-il qu'il convient de vérifier soigneusement l'état de C_1 et de C_2 chaque fois qu'il existe une différence de quelques mA entre les mesures faites en 8-5 (ou en 8-7) et en 8-6.

La deuxième méthode, que nous appellerons indirecte, permettant de déterminer le débit H.T., est basée sur la connaissance de la résistance ohmique, soit de la « self » de filtrage, soit de la bobine d'excitation du H. P., et la mesure de la chute de tension aux bornes de ce circuit.

En reprenant les croquis des figures 8-1, 8-2, 8-3 et 8-4, et en admettant que la résistance de la bobine de filtrage ou d'excitation, suivant le cas (mesurée à l'ohmmètre), soit R , nous obtenons le débit H.T. du récepteur par simple application de la loi d'Ohm.

$$\text{Débit (en ampère)} = \frac{\text{Chute de tension (en volts)}}{\text{Résistance } R \text{ (en ohms)}}$$

La chute de tension se mesurera au voltmètre entre les points A et B pour les figures 8-1 et 8-2 et entre les points C et D pour les figures 8-3 et 8-4. Le côté « plus » du voltmètre, dans chaque cas, sera branché au + du croquis.

Voici, d'ailleurs, un tableau (8-1) qui donne instantanément le débit, en milliampères, suivant la résistance de l'enroulement de filtrage (« self » ou excitation) et la chute de tension mesurée à ses bornes.

Par exemple, si nous trouvons à l'ohmmètre, $R = 1200$ ohms et, au voltmètre, chute de tension = 90 volts, le tableau nous donne immédiatement, à l'intersection de la ligne 90 et de la colonne 1200, courant H.T. = 75 mA.

Avec un peu d'habitude, on trouve, très rapidement, même des valeurs qui ne figurent pas dans le tableau. Ainsi, si nous avons $R = 175$ ohms, nous prendrons les chiffres pour $R = 350$ ohms et les multiplierons par 2. De même, si la chute de tension est de 22,5 volts, nous prendrons la moyenne entre les chiffres lus pour 20 et pour 25 volts.

Débit normal d'un récepteur en haute tension.

Nous avons mesuré le débit H.T. de notre récepteur et trouvé un certain nombre de milliampères. Mais cette mesure ne nous sert à rien si nous ne pouvons pas dire, en voyant le résultat, s'il est normal ou non.

Il faut donc savoir apprécier rapidement l'ordre de grandeur du débit normal, suivant les lampes dont le récepteur est équipé. Nous pouvons, pour cela, consulter les recueils des caractéristiques, en additionnant, pour chaque lampe, les courants de chaque électrode, et en faisant la somme de toutes les intensités ainsi trouvées, sans oublier de tenir compte du courant propre de certains ponts-diviseurs de tension, alimentant les écrans de certaines lampes, par exemple.

La somme ainsi trouvée correspondra au fonctionnement du récepteur « au repos », c'est-à-dire l'antenne étant débranchée. En effet, lorsqu'un signal puissant arrive, le débit des tubes commandés par l'antifading diminue, mais, par contre, celui de l'étage final augmente un peu si l'on pousse le potentiomètre de renforcement.

Prenons par exemple, un récepteur classique, comprenant les lampes suivantes : ECH42, EAF42, EF41, EL41, EM34. En nous reportant aux caractéristiques de ces tubes nous trouvons :

ECH42 : Plaque	3	mA
Ecran	3	mA
Anode oscill.	5	mA
	<hr/>	
Total	11	mA
EAF42 : Plaque	5	mA
Ecran	1,6	mA
	<hr/>	
Total	6,6	mA
EF41 : Plaque	0,87	mA
Ecran	0,26	mA
	<hr/>	
Total	1,13	mA
EL41 : Plaque	36	mA
Ecran	5,2	mA
	<hr/>	
Total	41,2	mA
EM34	0,75	mA

En additionnant les intensités trouvées pour chaque lampe nous avons 60,7 mA environ, intensité normale, pour ce récepteur. Quelques remarques, cependant, au sujet du calcul ci-dessus.

Tableau 8-1. — COURANT EN MILLIAMPERES SUIVANT LA CHUTE DE TENSION ET LA RESISTANCE DE LA BÔBINE DE FILTRAGE

Chute de tension en volts	Résistance en ohms													
	100	150	200	250	300	350	400	500	1000	1200	1500	1800	2000	2500
10	100	67	50	40	33	28,6	25	20	10	8,33	6,7	5,6	5	4
15	150	100	75	60	50	43	37,5	30	15	12,5	10	8,3	7,5	6
20	200	133	100	80	67	57	50	40	20	16,7	13,3	11,1	10	8
25	250	167	125	100	83	71,5	62,5	50	25	20,8	16,7	13,9	12,5	10
30	200	150	120	100	86	75	75	60	30	25	20	16,7	15	12
35	175	140	117	100	87,5	70	87,5	70	35	29,2	23,3	19,4	17,5	14
40	200	160	133	114	100	80	100	80	40	33,3	26,6	22,2	20	16
45	180	150	128	112,5	90	45	112,5	90	45	37,5	30	25	22,5	18
50	200	167	143	125	100	50	125	100	50	41,6	33,3	27,7	25	20
55	183	157	137,5	110	55	45,9	137,5	110	55	45,9	36,6	30,5	27,5	22
60	200	171	150	120	60	50	150	120	60	50	40	33,3	30	24
65	185	162,5	130	65	54,1	43,4	162,5	130	65	54,1	43,4	36,1	32,5	26
70	200	175	140	70	58,3	46,6	175	140	70	58,3	46,6	38,8	35	28
75	187,5	150	75	62,5	50	41,5	187,5	150	75	62,5	50	41,5	37,5	30
80	200	160	80	66,7	53,4	44,5	200	160	80	66,7	53,4	44,5	40	32
85	170	85	71	56,6	47,1	42,5	170	85	71	56,6	47,1	42,5	34	28
90	180	90	75	60	50	45	180	90	75	60	50	45	36	30
95	190	95	79	63,3	52,7	47,5	190	95	79	63,3	52,7	47,5	38	32
100	200	100	83,5	67	55,5	50	200	100	83,5	67	55,5	50	40	34
105	195	87,5	70	58,5	52,5	42	195	87,5	70	58,5	52,5	42	36	30
110	110	91,5	73,5	61	55	44	110	91,5	73,5	61	55	44	38	32
115	115	96	76,5	64	57,5	46	115	96	76,5	64	57,5	46	40	34
120	120	100	80	66,5	60	48	120	100	80	66,5	60	48	42	36
125	125	104	83,5	69,5	62,5	50	125	104	83,5	69,5	62,5	50	44	38
130	130	108	87	72,5	65	52	130	108	87	72,5	65	52	46	40

1. — Les chiffres donnés par les fabricants sont des chiffres moyens, susceptibles de varier de plus ou moins 10 % environ d'une lampe à l'autre. Par conséquent, ayant trouvé 60,7 mA pour un récepteur, nous pouvons considérer que l'intensité sera normale entre $60,7 - 10\% = 54$ mA environ et $60,7 + 10\% = 67$ mA environ.

2. — Le débit d'une lampe varie fortement suivant la tension appliquée à son écran. Donc, l'intensité totale d'un récepteur peut différer de plusieurs mA de celle trouvée théoriquement, comme ci-dessus, suivant que la tension écran est plus ou moins élevée.

3. — Les courants plaque et écran indiqués ci-dessus pour la EF41 correspondent à l'utilisation de la lampe en amplificatrice B.F. à résistances-capacités. Si la EF41 était employée en amplificatrice M.F. (ou H.F.), son courant total serait de 6,5 à 7,5 mA. D'une façon générale, et pour simplifier les choses, comptons uniformément 1 mA pour toute lampe utilisée en préamplificatrice B.F. à liaison par résistances capacité, que ce soit une 6Q7, une 6AV6, une EF9, etc...

4. — Une diode séparée 6H6, EB4 ou EB41, ne consomme, bien entendu, aucun courant.

Pour vous éviter de plus ou moins longues recherches et des additions fastidieuses vous trouverez un tableau (8-2) donnant le courant total d'un certain nombre de lampes que nous rencontrons souvent.

En dehors du calcul de l'intensité totale, comme indiqué plus haut, ce tableau nous servira aussi bien pour déterminer les caractéristiques du secondaire H.T. d'un transformateur d'alimentation, que pour avoir rapidement la valeur d'une résistance de polarisation, comme nous le verrons plus loin.

Tableau 8-2. — COURANT CATHODIQUE (TOTAL) DE QUELQUES TUBES USUELS

Lampe	Courant total	Lampe	Courant total
AF2	6	EL41	40
AF3	10	EL84	40
AK1	7,4	2A5	40,5
AK2	7,4	2A7	10,2
AL1	42,8	2B7	7,5
AL2	40	6AC7	12,5
AL3 - AL4	40	6AQ5	49,5
AL5	79	6AT6 (BF)	1
EAF41-42	6,5	6A3	60
EBF2	6,6	6A7	10,2
EBF80	6,8	6A8	10,2
EBF89	11,7	6BA6	15,2
EBL1	40	6BE6	10,6
ECF1	6,5	6B7	10
ECF80	12,8	6B8	10
ECF82	13,5	6C5 (BF)	10,3
ECF86	11,2	6D6	10
ECH3	10	6E8	10
ECH41	10	6F6	40,5
ECH42	11	6F7	8,5
ECH81	12	6H8	6,6
ECL80	20	6J8	10,6
ECL82	42	6K6	37,5
ECL86	42	6K7	9,6
EF5	10	6K8	12,3
EF8	8,3	6L6	80,4
EF9	7,3	6L7	12
EF41	7,7	6M6	42
EF42	12,3	6M7	7,5
EF80	12,8	6SA7	11,8
EF85	12,4	6V6	49,5
EF89	12	42	40,5
EK2	7,6	47	37
EL1	23	58	9,9
EL2	37	78	8,7
EL3	40	89	37,5
EL6	80		

A noter que ce tableau ne s'applique qu'aux récepteurs ou amplificateurs alimentés sur alternatif, c'est-à-dire disposant d'une haute tension filtrée de 250 volts environ.

De plus, comme nous l'avons indiqué plus haut, il convient d'ajouter au courant total des lampes celui consommé par les ponts-diviseurs de tension, éventuellement. Par exemple, si nous avons, pour alimenter les écrans de la 6E8 et de la 6M7, un diviseur de tension comme celui de la figure 8-8, la résistance totale de $20\ 000 + 50\ 000 = 70\ 000$ ohms, placée entre le + H. T. et la masse, se trouve parcourue par une intensité de

$$\frac{250}{70\ 000} = 0,0036\ \text{A} = 3,6\ \text{mA},$$

à ajouter au courant total des lampes.

Mesure de la tension de ronflement.

Nous avons vu la façon de prédéterminer la tension de ronflement existant à l'entrée d'un filtre, mais nous allons voir que cette tension peut non seulement être calculée, mais aussi mesurée, avec suffisamment d'exactitude pour nos besoins courants.

Sensibilité du contrôleur à utiliser : 7,5 ou 15 volts en alternatif. Le plus souvent la sensibilité 7,5 suffit.

Branchement : le voltmètre sera branché suivant les indications de la figure 8-9 entre la cathode de la valve (ou le côté « plus » du C_1) et la masse, avec, en série, un condensateur (C_3), au papier, de $0,1 \mu\text{F}$. Si le système d'alimentation comporte le filtrage par le « moins » (figures 8-3 et 8-4) ou, en général, une résistance

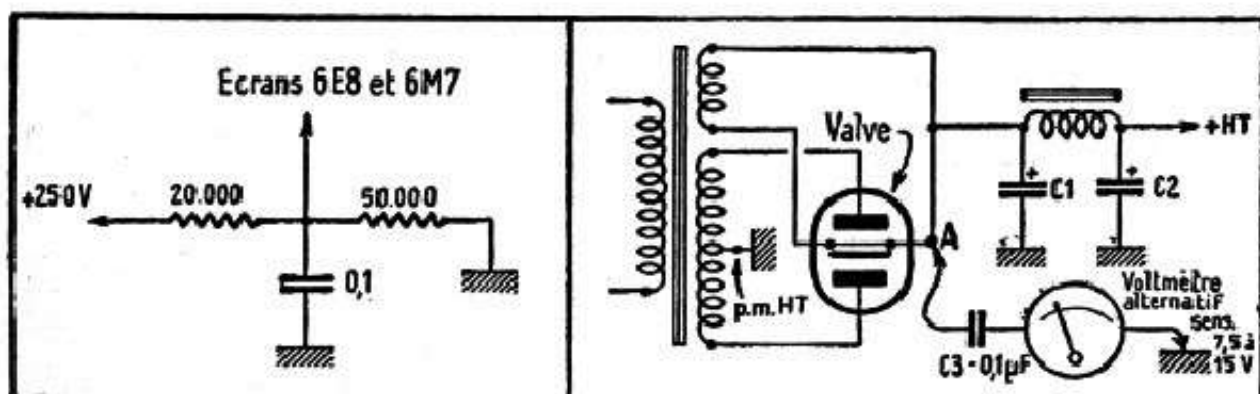


Fig. 8-8. — Un diviseur de tension augmente le débit total, en haute tension, du récepteur.

Fig. 8-9. — Montage à réaliser pour la mesure de la tension de ronflement à l'entrée du filtre.

quelconque insérée entre le point milieu du secondaire H. T. et la masse, le voltmètre sera placé non pas entre A et la masse, mais entre A et « p. m. H. T. ».

Précautions : il faut s'assurer, avant tout, que le condensateur C_3 utilisé n'est pas « claqué ». Puis, on effectue le branchement du voltmètre « à froid », c'est-à-dire le récepteur éteint. Enfin on allume le récepteur et on note la déviation de l'aiguille, sur l'échelle alternative, bien entendu.

Erreur : l'erreur commise dépend de la résistance propre du voltmètre utilisé, à cause de l'impédance non négligeable du condensateur C_3 , qui fait 16 000 ohms à 100 hertz, fréquence de la tension de ronflement. Le schéma de la figure 8-10 nous le fait comprendre aussitôt. Sur ce croquis l'impédance de C_3 est schématisée par la résistance R_1 qui, on le voit, se trouve en série avec la résistance propre R_2 du voltmètre. La vraie tension de ronflement ne sera donc pas celle que nous lisons sur le voltmètre, soit V_2 , mais la somme de V_1 et V_2 .

Etant donné que les voltmètres utilisés le plus souvent ont, en alternatif, une résistance propre de 1000 ou 1333 ohms par volt, nous avons dressé un tableau (8-3) qui vous permettra de traduire les indications de votre voltmètre en volts de ronflement.

Il reste à voir si les tensions ainsi mesurées correspondent à celles que nous avons calculées et inversement. Le plus simple est de prendre un récepteur et de faire l'expérience.

Nous avons un poste dont la haute tension avant filtrage est de 360 volts, le débit H. T. étant de 66 mA. La charge est donc sensiblement de 5500 ohms, ce qui correspond à un pourcentage de ronflement, pour $C_1 = 16 \mu\text{F}$ de 2,5 %, soit 8,8 volts environ pour 360 volts.

Faisons la mesure, à l'aide d'un contrôleur de 1333 ohms par volt et sur la sensibilité de 7,5 volts. Nous lisons 4,2 volts, ce qui correspond à près de 8 volts d'après le tableau (8-3). Donc, compte tenu des différentes causes d'erreur inévitables, et sur lesquelles il serait trop long de s'étendre, le calcul et l'expérience sont d'accord. Et nous répétons, encore une fois, qu'il s'agit d'une mesure réellement effectuée et non pas inventée pour les besoins de la cause.

Maintenant, si le cœur vous en dit, vous pouvez également utiliser le milliampère-mètre alternatif de votre contrôleur, sur la sensibilité 0,75, 1 ou 1,5 mA. Le montage à réaliser est exactement le même que celui de la figure 8-9 et les précautions à prendre sont identiques.

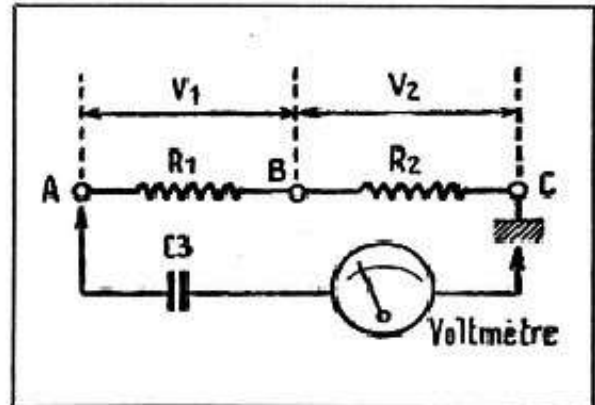
**Tableau 8-3. — TRADUCTION EN VOLTS DE RONFLEMENT
DES INDICATIONS DU VOLTMETRE UTILISE**

Sensibilité 1,5 V			Sensibilité 7,5 V			Sensibilité 15 V		
Tension lue	Tension réelle pour ohms par volt		Tension lue	Tension réelle pour ohms par volt		Tension lue	Tension réelle pour ohms par volt	
	1000	1333		1000	1333		1000	1333
0,2	2,13	1,61	1	2,36	1,89	3	4,4	3,83
0,3	3,2	2,42	1,5	3,54	2,84	4	5,9	5,1
0,4	4,25	3,22	2	4,72	3,78	5	7,35	6,35
0,5	5,33	4	2,5	5,9	4,73	6	8,8	7,65
0,6	6,4	4,85	3	7,1	5,67	7	10,3	8,9
0,7	7,45	5,65	3,5	8,25	6,6	8	11,75	10,2
0,8	8,5	6,45	4	9,45	7,55	9	13,2	11,5
0,9	9,6	7,25	4,5	10,6	8,5	10	14,7	12,75
1	10,65	8,05	5	11,8	9,45	11	16,15	14
1,1	11,7	8,85	5,5	13	10,4	12	17,6	15,3
1,2	12,8	9,65	6	14,15	11,35	13	19,1	16,6
1,3	13,85	10,5	6,5	15,3	12,25	14	20,6	17,85
1,4	14,9	11,3	7	16,5	13,2	15	22	19,15
1,5	16	12,1	7,5	17,7	14,2			

**Tableau 8-4. — TRADUCTION EN VOLTS DE RONFLEMENT
DES INDICATIONS DU MILLIAMPEREMETRE**

Courant en mA	Tension de ronflement en volts	Courant en mA	Tension de ronflement en volts
0,1	1,6	0,9	14,4
0,2	3,2	1	16
0,3	4,8	1,1	17,6
0,4	6,4	1,2	19,2
0,5	8	1,3	20,8
0,6	9,6	1,4	22,4
0,7	11,2	1,5	24
0,8	12,8		

Fig. 8-10. — Les indications du volt-mètre sont faussées par l'introduction du condensateur C_3 en série, dont l'impédance, à 100 Hz, peut être considérable.



Le tableau (8-4) donne la tension de ronflement en fonction de l'intensité lue sur le milliampèremètre, pour les trois sensibilités ci-dessus indiquées.

Avec certains contrôleurs, dont la résistance propre atteint, en alternatif, $4 \text{ k}\Omega/\text{V}$, la tension lue sur une sensibilité 15 ou 20 V correspond pratiquement à la tension réelle. Il en est de même si l'on emploie un voltmètre électronique.

La mesure de la tension de ronflement nous donnera l'occasion de vérifier expérimentalement ce que nous avons dit dans les chapitres précédents, à savoir : la tension de ronflement augmente lorsque le débit augmente, et diminue lorsque ce dernier diminue.



CHAPITRE IX

CIRCUIT DE CHAUFFAGE : CONSTITUTION, VARIANTES, CAUSES DE RONFLEMENT

Circuit de chauffage.

Avant de passer aux systèmes d'alimentation pour « tous-courants » il nous reste à dire quelques mots sur le circuit de chauffage des lampes des récepteurs alternatifs.

Ce point est souvent traité à la légère et pourtant, surtout lorsqu'il s'agit d'amplificateurs B.F. à gain élevé (pour microphones ou cellules photoélectriques), il peut constituer une source de ronflement impossible à éliminer par les moyens habituels de filtrage.

Tout d'abord, et sauf de très rares exceptions, toutes les lampes d'un récepteur alternatif sont chauffées en parallèle, par un secondaire séparé dont la tension correspond à celle exigée par les lampes du récepteur donné : 2,5, 4 ou 6,3 volts. Le même circuit alimente, bien entendu, les ampoules du cadran.

Mais si le principe reste toujours le même, la réalisation pratique diffère, surtout en ce qui concerne l'équilibrage du circuit des filaments par rapport à la masse, question très importante dans les amplificateurs à grand gain.

Lorsqu'il s'agit de chauffer les lampes d'un récepteur classique quelconque, comportant, par exemple, comme le montrent les croquis de la figure 9-1, une ECH81, une EBF80 et une ECL80, on se contente, dans le but de simplifier le câblage, de réunir à la masse l'une des extrémités du secondaire de chauffage et d'en faire autant avec l'une des sorties de chaque filament (et l'un des côtés de l'ampoule-cadran). L'autre extrémité de chaque filament est reliée à la deuxième extrémité du secondaire de chauffage, comme le montre la figure 9-1 a (disposition pratique) ou 9-1 b (schéma théorique).

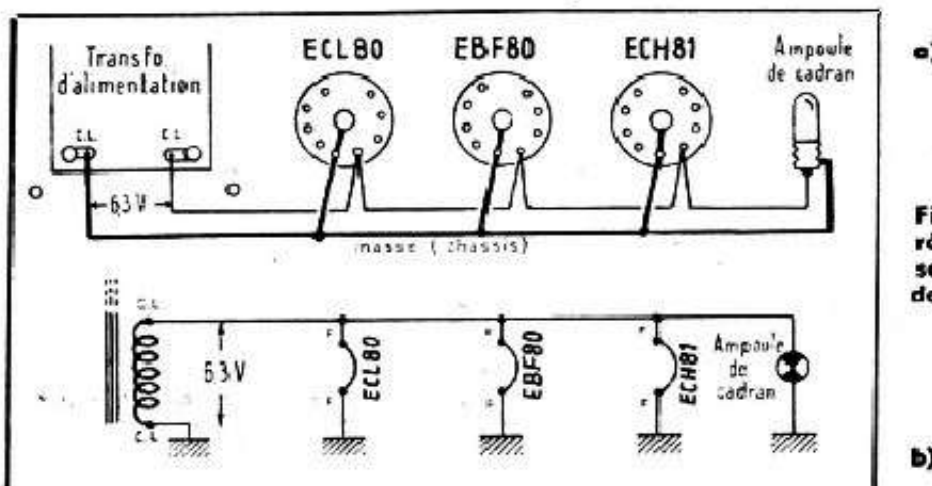
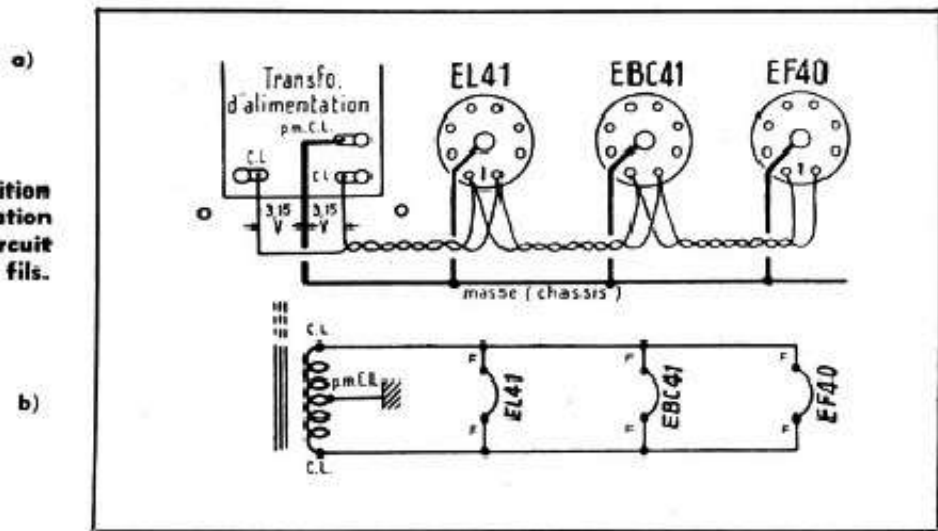


Fig. 9-1. — Disposition réelle et représentation schématique d'un circuit de chauffage à un seul fil

Fig. 9-2. — Disposition réelle et représentation schématique d'un circuit de chauffage à deux fils.



Mais lorsque nous avons affaire à un amplificateur poussé, ou à un récepteur dont la partie B.F. est prévue pour fournir un gain élevé, cette façon de procéder peut amener des déboires, car le circuit des filaments n'est pas équilibré par rapport à la masse.

Il est alors préférable de réaliser le chauffage suivant le schéma de la figure 9-2, que nous supposons être celui d'un amplificateur comportant une EL41, une EBC41 et une EF40.

Le secondaire du chauffage lampes (C.L.) doit comporter, dans ce cas, une prise médiane, un point-milieu (p. m. C. L.) qui sera réuni à la masse, les deux extrémités C. L. étant reliées aux filaments (F. F.) par deux conducteurs torsadés.

Comment faire si le transformateur d'alimentation utilisé ne comporte pas de prise milieu sur l'enroulement de chauffage? Il suffit de prendre deux résistances de 100 à 150 ohms et faire le montage de la figure 9-3. La seule précaution: prendre deux résistances aussi semblables que possible. Comme cette condition n'est pas toujours facilement réalisable, il est beaucoup plus indiqué d'utiliser un petit potentiomètre ajustable (fig. 9-5), que l'on trouve dans le commerce (M. C. B., type « Loto »), de 200 à 300 ohms et le monter suivant le schéma de la figure 9-4. Le réglage se fera en fonctionnement du récepteur ou de l'amplificateur: en déplaçant le curseur on cherchera le minimum de ronflement.

Nous remarquerons alors, quelquefois, que ce minimum ne correspond pas à la position médiane du curseur, ce qui prouve que ce dispositif, réglable, est supérieur à la prise milieu fixe ou au montage à deux résistances de la figure 9-3.

Ronflements ayant pour origine le circuit de chauffage.

Lorsque vous êtes en présence d'un amplificateur qui ronfle obstinément, malgré toutes les précautions de filtrage et de découplage, nous vous conseillons de procéder à l'essai suivant: débranchez le circuit des filaments du secondaire C. L. et connectez-le aux bornes d'un accumulateur de tension convenable. Il est à peu près certain que le ronflement disparaîtra complètement, ce qui vous prouvera qu'il faut en chercher l'origine dans le circuit de chauffage.

C'est alors que nous procéderons à quelques modifications en nous basant sur les indications ci-dessus.

Si le circuit à incriminer est réalisé en un seul fil (fig. 9-1) nous le transformerons en bifilaire torsadé avec le point milieu à la masse (fig. 9-2) ou, mieux, potentiomètre réglable pour l'ajustage de ce point milieu.

Si ce remède ne se montre pas pleinement efficace, il faut voir s'il n'y a pas possi-

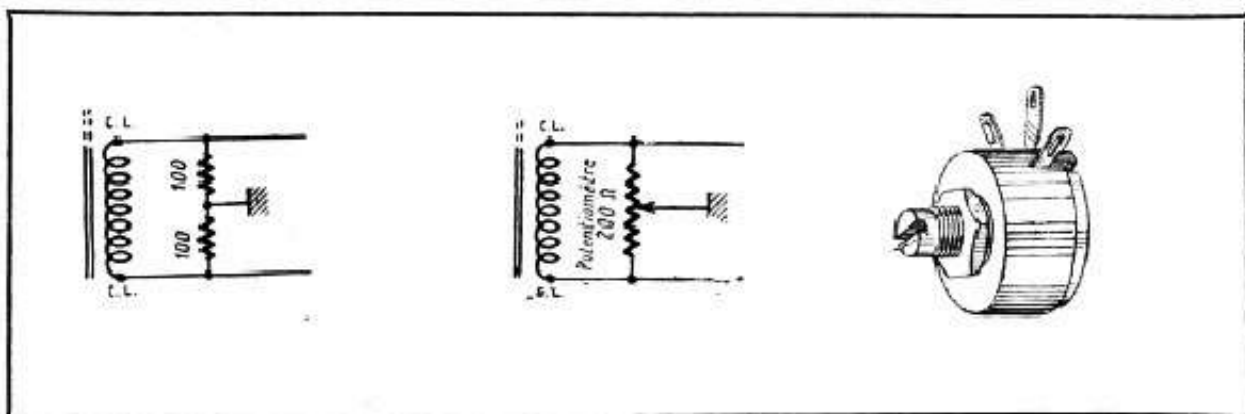


Fig. 9-3 et 9-4. — Différentes façons de réaliser le point milieu d'un enroulement de chauffage.

Fig. 9-5. — Potentiomètre ajustable pour le montage de la figure 9-4.

bilité d'induction entre le circuit de chauffage et un fil de grille non blindé, ce qui peut se produire lorsque ces deux conducteurs voisinent sur une assez grande longueur.

Il peut arriver également que la mise à la masse du blindage des fils « sensibles », allant vers les grilles, vers le potentiomètre, etc., soit incorrecte, bien qu'il soit paradoxal de parler d'incorrect lorsqu'il n'est pas possible de préciser ce qui est correct.

En effet, la question des « masses » est l'une des plus complexes et qui échappe à toute règle générale. Par exemple, si nous avons à blinder la connexion grille d'une lampe il vaut mieux, en principe, que la gaine métallique soit mise à la masse soit dans le voisinage immédiat de la broche cathode, si cette dernière est à la masse, soit au point A où aboutit la résistance de polarisation de la lampe (fig. 9-6). La mise à la masse en un point éloigné B peut donner de moins bons résultats, théoriquement du moins, mais pratiquement c'est quelquefois le contraire.

C'est pour cette raison que nous conseillons, lorsqu'il s'agit d'amplificateurs très poussés, bien entendu, de réaliser toutes les connexions blindées sous gaine métallique isolée, soit du type « câble micro » soit, simplement, protégée par du soupliso. On prévoit une prise de masse à chaque extrémité, et l'on essaie, en fonctionnement, de réunir successivement chacune d'elles à un point de masse rapproché (fig. 9-7). Il n'est pas rare de voir des résultats non équivalents au point de vue ronflement.

Une autre source de ronflement, dont il faut se méfier, est le voisinage d'un condensateur de liaison et d'un conducteur véhiculant de l'alternatif, en général un conducteur de chauffage (fig. 9-8). Remède : éloigner le condensateur de liaison ou le blinder. Il est également possible de blinder le circuit de chauffage et nous signalons qu'il existe, pour cet usage, des conducteurs torsadés et blindés

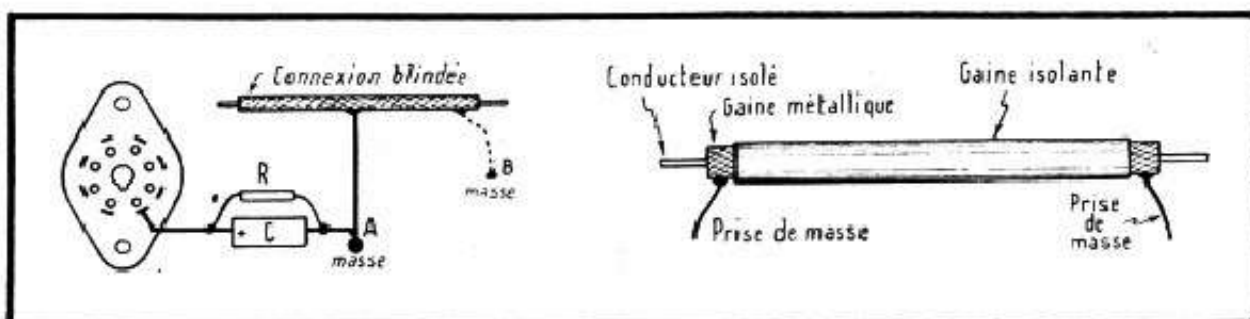


Fig. 9-6. — La gaine métallique d'une connexion blindée sera mise à la masse en un point A, le plus rapproché possible de la « masse » de la connexion de cathode.

Fig. 9-7. — Les résultats peuvent être différents suivant que l'on met à la masse l'une ou l'autre extrémité de la gaine métallique, ou les deux en même temps.

Vous voyez, d'après tout ce que nous venons de dire, que l'absence de ronflement dans un amplificateur à gain élevé est conditionnée par un ensemble de « petits riens » : circuit de chauffage, position relative de certaines pièces, blindages, masses, etc. C'est pour cette raison qu'il est juste d'affirmer que la réalisation d'un bon amplificateur B.F. est une entreprise beaucoup plus difficile et aléatoire que la construction d'un bon récepteur normal, et le meilleur schéma peut donner des résultats déplorables.

Donc, si vous avez l'occasion de copier un amplificateur, attachez-vous davantage à respecter l'emplacement des différents organes et reproduisez aussi exactement que possible les prises de masse. C'est sûrement plus important que d'observer à 5 % près toutes les valeurs des résistances et condensateurs.

Ronflements occasionnés par un isolement imparfait cathode-filament.

Lorsque l'isolement entre le filament et la cathode d'un tube n'est pas parfait, ce qui est assez fréquent, on peut représenter la situation par le schéma équivalent de la figure 9-9. Nous y voyons qu'entre la cathode et l'extrémité non mise à la masse du filament on trouve une tension alternative, dont l'amplitude est égale à l'amplitude de la tension de chauffage. L'existence de cette tension est déterminée par la présence d'une résistance de fuite entre la cathode et le filament, résistance désignée par R_{fc} sur le schéma et représentant le défaut d'isolement cathode-filament.

Un courant alternatif s'établira dans le circuit R_{fc} — cathode — R_c , qui se referme sur l'extrémité « masse » du filament à travers R_c . A son tour, la présence d'un courant alternatif dans la résistance R_c détermine l'apparition à ses bornes d'une tension alternative, dont l'amplitude est d'autant plus importante que la résistance R_c est plus grande, que l'isolement cathode-filament est plus mauvais et que la tension de chauffage est plus élevée. Or, une tension alternative aux bornes de R_c agit entre la cathode de la lampe et sa grille, se trouve amplifiée et atteint la grille de l'étage suivant.

Nous avons indiqué plus haut un moyen pour compenser le ronflement dû au circuit de chauffage : la mise à la masse du point milieu du secondaire correspondant.

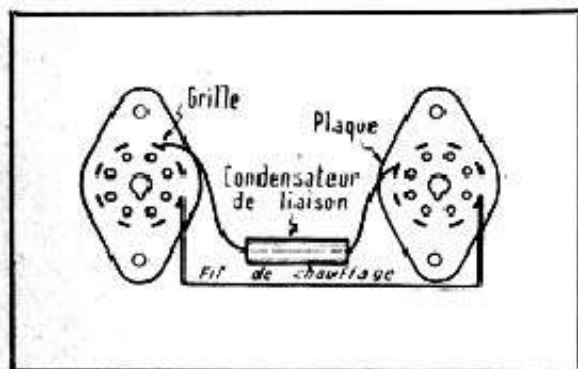


Fig. 9-8. — Le voisinage d'un condensateur de liaison et d'une connexion véhiculant de l'alternatif peut amener un ronflement.

Si l'on se reporte au schéma de la figure 9-9, on se rend compte que par ce procédé on divise par 2 la tension entre le filament et la cathode. De plus, les tensions aux extrémités du filament seront, dans ce cas, en opposition de phase, de sorte que les courants à travers R_c se compenseront partiellement.

Mais une fuite cathode-filament peut se traduire également par une émission électronique. En effet, la cathode se trouve très souvent, portée à un potentiel positif par rapport au filament et se présente, de ce fait, comme une anode par rapport à ce dernier. Le ronflement qui en résulte peut être presque toujours éliminé en appliquant une certaine tension positive au filament.

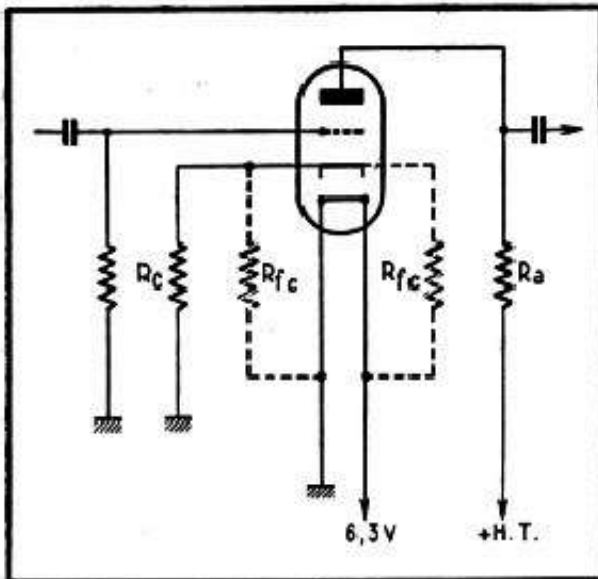


Fig. 9-9. — Schéma équivalent montrant la position des résistances de fuite cathode-filament.

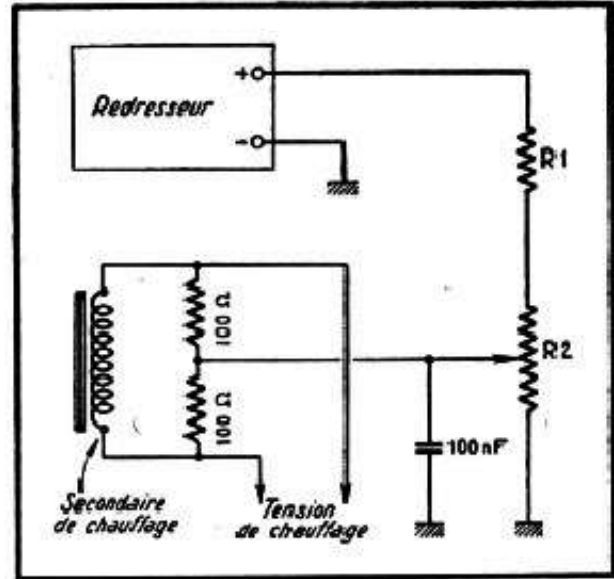


Fig. 9-10. — Montage permettant de compenser un ronflement dû à une fuite cathode-filament.

Pratiquement, on peut le réaliser suivant le schéma de la figure 9-10, par exemple, où un diviseur de tension $R_1 - R_2$ est prévu entre la haute tension et la masse, de façon à pouvoir appliquer, au point milieu du circuit de chauffage, une tension positive de quelques volts. Par conséquent, si la haute tension à la sortie du filtre est de l'ordre de 250 V, il faudrait que la valeur du potentiomètre R_2 représente à peu près un dixième de la résistance R_1 . Par ailleurs, pour ne pas créer un courant excessif à travers ce diviseur de tension on peut adopter les valeurs suivantes : $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$ (1 W) et $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$.

Il est, d'ailleurs, parfaitement possible, après la mise au point initiale, de remplacer le potentiomètre R_2 par une résistance fixe.

ALIMENTATION

« TOUS COURANTS »

La partie alimentation des récepteurs « tous-courants », c'est-à-dire fonctionnant indifféremment sur alternatif et sur continu, est caractérisée surtout par deux points :

1. Absence du transformateur d'alimentation ;

2. Redressement dit « monoplaque », c'est-à-dire n'utilisant qu'une seule alternance du courant alternatif appliqué, contrairement à ce que nous avons vu dans les récepteurs alternatifs où, grâce à l'enroulement H. T. à prise médiane nous pouvions utiliser les deux alternances.

Les deux schémas de la figure 10-1 nous montrent comment s'effectue le redressement « tous-courants » à l'aide soit d'une valve monoplaque (a) soit d'une valve biplaque, montée en monoplaque, c'est-à-dire les deux plaques et les deux cathodes réunies ensemble (b).

Bien entendu, lorsqu'un tel système fonctionne sur continu, la valve n'agit que comme simple résistance, relativement faible d'ailleurs, à condition que le branchement du cordon secteur soit correctement effectué, c'est-à-dire que le + du secteur continu se trouve appliqué à la plaque de la valve. Dans le cas contraire la valve cesse d'être conductrice, le récepteur s'allume, mais il n'y a pas de haute tension.

Un autre point auquel il convient de faire attention est le fait que l'un des fils du secteur se trouve connecté directement à la masse, ce qui, dans certains cas, peut présenter un réel danger, car, presque toujours, l'un des fils du secteur est à la terre. Par conséquent, pour une certaine position de la prise de courant, le châssis se trouve sous tension par rapport à la terre et son contact peut être désagréable

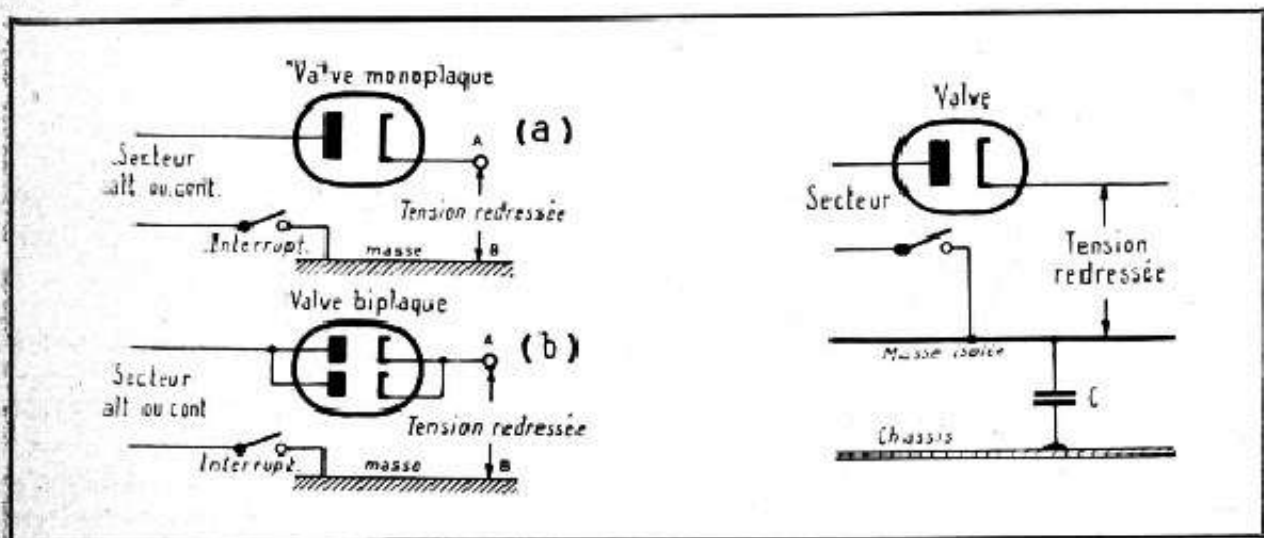


Fig. 10-1. — On peut redresser une seule alternance soit à l'aide d'une valve monoplaque (a), soit à l'aide d'une valve biplaque (b).

Fig. 10-2. — Dans un récepteur tous-courants le « moins » H.T. est souvent isolé du châssis par un condensateur (c).

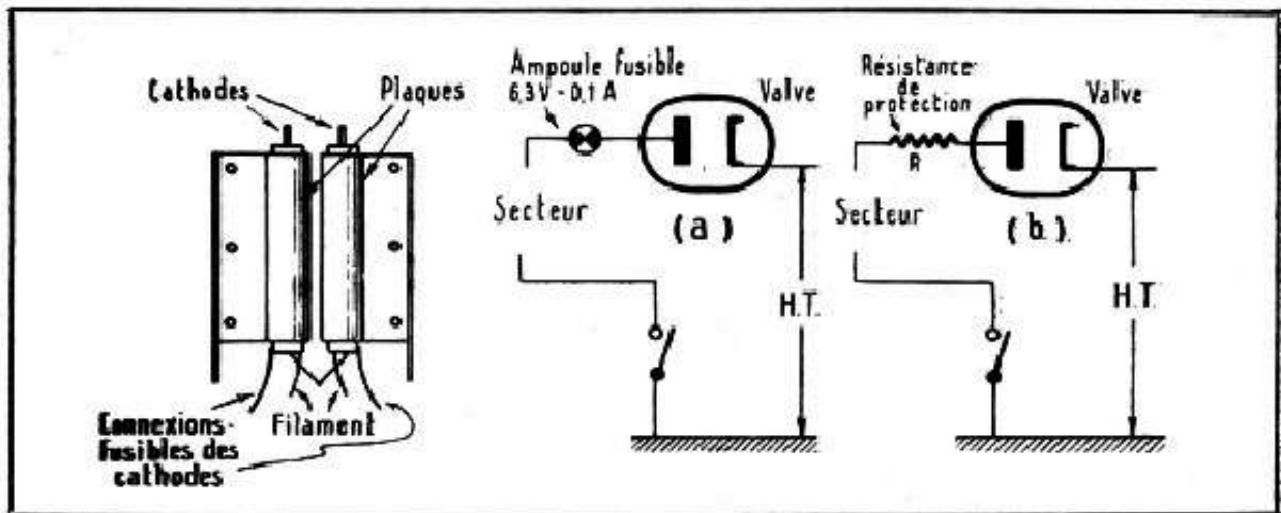


Fig. 10-3 (à gauche). — Filament, cathodes et plaques d'une valve tous-courants genre 25Z6.

Fig. 10.4. — Différents moyens de protection d'une valve : ampoule fusible (a) ou résistance de protection (b).

et même dangereux lorsque l'opérateur se trouve lui-même en contact plus ou moins franc avec le sol : plancher en pierre ou en ciment plus ou moins humide, par exemple.

Il est même bon de signaler que, dans certains cas, le danger peut être très grave et qu'il faut proscrire l'emploi des appareils tous-courants dans les endroits humides, en plein air ou dans les salles de bain, cuisines, etc...

Cependant, il est juste de mentionner que les appareils de construction soignée comportent souvent une masse isolée du châssis ou, tout au plus, reliée à ce dernier par un condensateur (fig. 10-2).

Donc, d'une façon générale :

1. — Eviter de brancher le fil de terre directement au châssis d'un appareil tous-courants.
2. — S'assurer, avant de connecter un appareil de mesure (générateur H.F., oscilloscope, etc.) à un « tous-courants » que cet appareil de mesure n'est pas relié à la terre.

Les valves pour tous-courants.

Les valves utilisées dans les récepteurs tous-courants sont toujours à chauffage indirect et cathode isolée du filament, leur aspect extérieur et intérieur étant analogues à celui d'une valve pour « alternatif » et que nous avons représentée en « a » de la figure 1-6.

A noter cependant que s'il s'agit d'une valve biplaque, elle comporte également deux cathodes séparées : c'est le cas, notamment, des valves 25Z5, 25Z6, CY2, etc.

Quant aux valves monoplaques, les plus courantes sont : CY1, UY41, UY42, 35W4, UY85.

En ce qui concerne les défauts qui peuvent affecter une valve, nous relirons ce qui a été dit au sujet des valves pour alternatif, en y ajoutant les remarques suivantes :

1. — La tension filament d'une valve « tous-courants » étant, en général, de l'ordre de 25 à 35 volts, le filament est beaucoup plus résistant et sa résistance, à froid, se situe aux environs de 12-15 ohms pour une 25Z5-25Z6 et de 25 ohms pour une

CY2. Donc, il est beaucoup plus facile de déceler, à l'ohmmètre, un court-circuit partiel du filament ;

2. — La plupart des valves « tous-courants » comportent, à l'intérieur de l'ampoule, un ou deux fusibles sous forme de connexions entre la (ou les) cathode et les fils de sortie correspondants. Ces fusibles, représentés par le croquis de la figure 10-3, sont, en général, bien visibles de l'extérieur. S'ils sont fondus tous les deux (pour une valve biplaque) il est inutile d'insister : la valve est hors d'usage. Il faut, d'ailleurs, très peu de choses pour faire « sauter » ces fusibles et un court-circuit (claquage du premier électrochimique de filtrage, par exemple) les fait fondre presque instantanément.

Pour cette raison, et afin d'éviter la destruction coûteuse d'une valve, il est toujours prudent de prévoir, en série avec la plaque (ou les plaques), une ampoule fusible (fig. 10-4 a) ou une résistance de protection (fig. 10-4 b). L'ampoule sera de 6,3 volts, 0,1 ampère et la résistance R sera de 50 ohms environ (30 à 50 ohms).

Redressement.

Nous avons vu, à propos des récepteurs alternatifs, que la tension redressée, en charge, était, à peu près égale à la tension alternative d'une moitié de l'enroulement H. T. Il en est de même dans une alimentation « tous-courants » où la tension redressée que nous trouvons entre A et B (fig. 10-1) sera sensiblement égale à celle du secteur (la mesure étant faite en charge, bien entendu).

Mais la différence essentielle entre les deux modes de redressement réside dans la forme de la tension redressée, que nous pouvons observer à l'oscilloscope, tout comme nous l'avons fait dans le cas de la figure 1-13. La figure 10-5 nous montre l'allure de l'image que nous observons à l'écran de l'oscilloscope, connecté, par exemple, entre A et B de la figure 10-1.

Encore une fois, ce n'est plus de l'alternatif, ni du continu, mais un mélange des deux, autrement dit une tension ondulée, avec, cependant, cette particularité que la fréquence de la composante alternative est celle du secteur redressé et non pas le double, comme nous l'avons vu dans le redressement biplaque.

Par conséquent, la fréquence de la tension de ronflement sera de 50 hertz pour un secteur de 50 hertz et de 25 pour un secteur de 25, ce qui nous fait prévoir déjà la nécessité d'un filtrage plus poussé.

Cependant, avant d'aborder la question du filtrage, il nous faut parler du chauffage des filaments, car dans un appareil « tous-courants » le circuit des filaments est pratiquement inséparable de l'ensemble « alimentation ».

Circuit des filaments en « tous courants ».

Tout d'abord, dans un récepteur « tous-courants » tous les filaments sont montés en série, ce qui exige l'identité du courant nécessaire au chauffage de chaque filament. Par contre, les tensions de chauffage peuvent être quelconques. C'est ainsi que l'on voit, sur un même châssis, des lampes chauffées sous 25, 35 et 6,3 volts, mais leur courant de chauffage est le même pour tous les tubes : 0,1, 0,15, 0,2 ou 0,3 ampères, suivant le cas.

Remarquons qu'il est toujours possible, et nous en reparlerons plus loin, de mélanger les lampes à courants de chauffage différents, mais cela nous conduit à des complications de montage.

Prenons donc le cas le plus simple, celui d'un récepteur tous-courants classique équipé de lampes 6E8, 6M7, 6Q7, 25L6 et 25Z6, les trois premières chauffées sous 6,3

volts, les deux dernières sous 25 volts, et exigeant toutes un courant de chauffage de 0,3 ampère (300 mA). Faisons le total des tensions filament : $(3 \times 6,3) + (2 \times 25) = 68,9$ volts, soit 70 volts en chiffre rond. Pour alimenter cette chaîne directement par le secteur nous devons « chuter » la différence entre la tension du secteur et la tension totale du circuit des filaments, soit

$$110 - 70 = 40 \text{ volts,}$$

dans notre cas, pour un secteur de 110 volts (50 volts pour un secteur de 120 volts ; 60 pour un secteur de 130 volts, etc.).

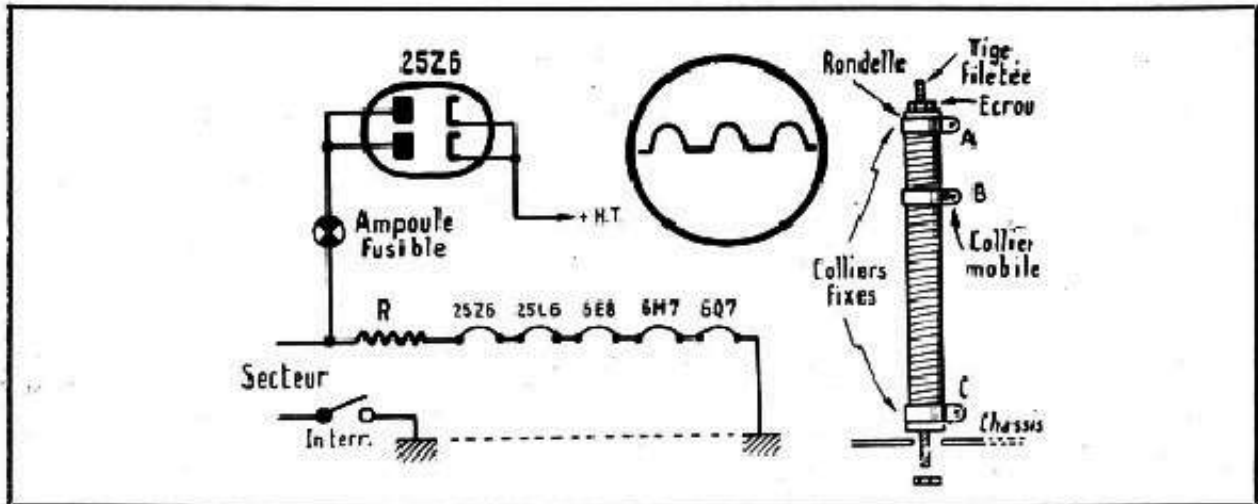


Fig. 10-5 (au milieu). — Aspect, à l'oscilloscope, de la tension redressée, non filtrée, lorsqu'on redresse une seule alternance.

Fig. 10-6 (à gauche). — Circuit des filaments d'un récepteur tous-courants classique.

Fig. 10-7 (à droite). — Aspect d'une résistance bobinée, avec collier mobile, pour le circuit des filaments.

Connaissant l'intensité (ici 300 mA) nous déterminons immédiatement la valeur de la résistance chutrice R, à mettre en série avec l'ensemble des filaments (fig. 10-6).

$$R = \frac{\text{Tension secteur} - \text{Tension totale filament}}{\text{Courant filament (en ampère)}}$$

Toujours dans le cas de la figure 10-6 et pour un secteur de 110 volts, R sera donc de $40/0,3 = 133$ ohms.

Deux précautions à signaler : connecter le circuit des filaments *avant* l'ampoule-fusible (ou la résistance de protection), comme sur la figure 10-6 ; prévoir la résistance R de « wattage » suffisant pour éviter un échauffement excessif. Si nous regardons le tableau 7-3, nous verrons qu'il nous faut une résistance de 10 à 20 watts, puissance qui n'existe qu'en « bobiné ».

Pratiquement, la résistance R se présente, dans le commerce, sous la forme d'un bâtonnet en céramique (fig. 10-7) muni de deux colliers fixes aux extrémités (A et C) et d'un collier mobile intermédiaire qui permet d'ajuster la résistance, à la valeur voulue. La fixation au châssis, le plus souvent dans la position verticale, se fait à l'aide d'une tige filetée, de deux rondelles et de deux écrous. Il suffit de faire attention qu'aucun des colliers ne vienne en contact avec le châssis. La résistance totale, entre A et C, est, en général, de 150 ou 200 ohms. Pour notre cas du récepteur à cinq lampes, où il nous faut 133 ohms environ, le collier R sera ajusté de façon à avoir cette valeur entre B et C.

Le tableau 10-1 indique la valeur à donner à la résistance B suivant le type du récepteur et la tension du secteur.

A noter que si nous utilisons un « œil magique », son filament s'intercalera en série avec tous les autres. La valeur de la résistance R sera à diminuer de 20 ohms pour les récepteurs du type 1 à 2 (6AF7) et de 30 à 35 ohms pour les récepteurs 4 et 5 (EM4 ou EM34).

Ordre de branchement des filaments.

En théorie, l'ordre de branchement des filaments peut être quelconque mais pratiquement, pour des raisons d'isolement entre la cathode et le filament et aussi par souci de réduire le potentiel alternatif masse-filament de la préamplificatrice B.F. on adopte l'ordre suivant :

Secteur — résistance série R — valve — B.F. finale — amplificatrice M.F. et changeuse de fréquence — détectrice et préamplificatrice B.F. — masse.

Cet ordre est, d'ailleurs, celui de la figure 10-6, le dessin de la figure 10-8 montrant comment pratiquement on réalise le circuit filament d'un classique « tous-courants » à lampes américaines, avec ampoule-fusible, résistance R à collier et interrupteur sur potentiomètre.

Adaptation d'un « tous-courants » aux différentes tensions du secteur.

Il est intéressant de pouvoir disposer d'un récepteur « tous-courants » s'adaptant instantanément aux différentes tensions du secteur : 110, 130, 220 et 250 volts, tout comme un « alternatif ». On le réalise facilement en munissant le récepteur d'un ensemble de résistances commutables, de façon que la résistance-série R se trouve augmentée par simple déplacement d'un cavalier fusible.

Tableau 10-1

Type du récepteur	Valeur de la résistance-série pour les tensions de volts :				
	100	110	120	130	140
1. — 6M7 - 6E8 - 6M7 - 6Q7 - 25L6 - 25Z6	83	115	150	185	215
2. — 6E8 - 6M7 - 6Q7 - 25L6 - 25Z6 ..	103	136	170	203	236
3. — 6M7 - 6J7 - 25L6 - 25Z6 (amplif. directe)	123	156	190	223	256
4. — ECH3 - EF9 - EBF2 - CBL6 - CY2 ..	30	80	130	180	230
5. — ECH3 - ECF1 - CBL6 - CY2	65	115	165	215	265
6. — UCH42 - UF41 - UAF42 (ou UBC41) - UL41 - UY41 (ou UY42)	nulle	nulle	50	150	250
7. — 12BE6 - 12BA6 - 12AT6 - 50B5 - 35W4	nulle	nulle	nulle	47	113
8. — 12BE6 - 12BA6 - 12AT6 - 35B5 - 35W4	nulle	13	80	145	215

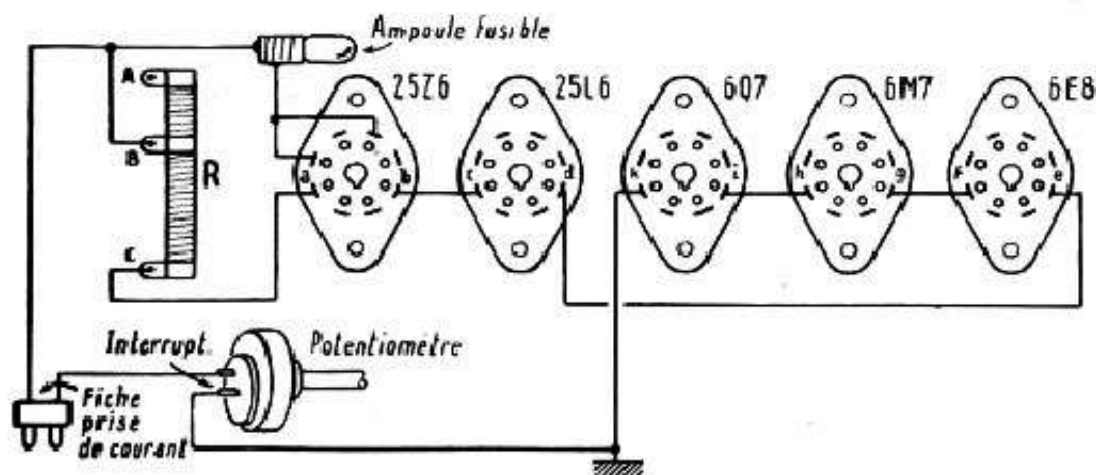


Fig. 10-8 (ci-dessus). — Disposition pratique d'un circuit de chauffage des filaments.

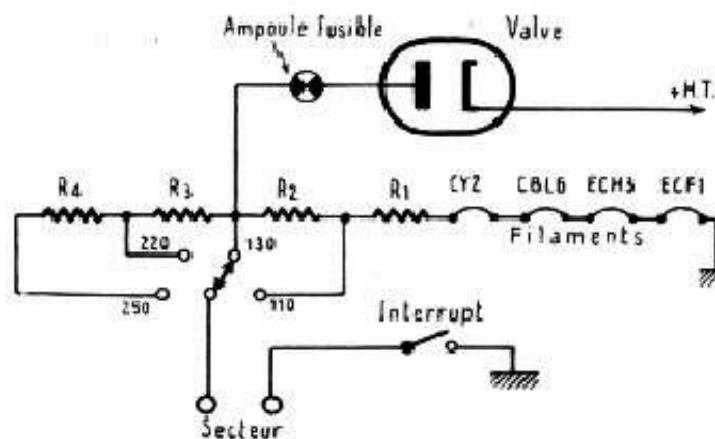


Fig. 10-9 (ci-contre). — Adaptation d'un tous-courants à plusieurs tensions du secteur.

Cependant, au delà d'une certaine tension du secteur, 140 volts par exemple, il faut intercaler la résistance chutrice dans le circuit du secteur et non plus dans celui des filaments seulement, de manière à ne pas dépasser 135-140 volts sur la plaque de la valve. Cette précaution est nécessaire pour deux raisons : d'abord parce que les valves « tous-courants » ne sont pas, en général, prévues pour redresser des tensions supérieures à 130-150 volts ; ensuite parce que les condensateurs électrochimiques utilisés pour le filtrage sont le plus souvent construits pour fonctionner sous 150-160 volts maximum. Il ne faut donc, en aucun cas, dépasser cette tension à l'entrée du filtre.

Cela nous conduit donc à un schéma d'ensemble représenté dans la figure 10-9. Ce schéma qui correspond au récepteur du type 5 du tableau 10-1 donné plus haut.

La valeur des différentes résistances sera :

$$R_1 = 115 \text{ ohms.}$$

R_2 = Valeur totale nécessaire pour 130 volts (d'après le tableau), moins la valeur de R_1 ; donc $215 - 115 = 100$ ohms.

Pour déterminer la valeur de R_3 et R_4 il ne faut pas perdre de vue que ces résistances sont parcourues également par le débit H. T. Comme nous avons ici : courant filaments = 0,2 ampère ; courant H. T. = 0,06 ampère environ (60 mA), nous aurons

$$R_3 = \frac{220 - 130}{0,2 + 0,06} = \frac{90}{0,26} = 346 \text{ ohms}$$

$$R_4 = \frac{250 - 220}{0,26} = \frac{30}{0,26} = 115 \text{ ohms.}$$

Exactement le même système peut être appliqué à l'ensemble de la figure 10-8 et, en déterminant les différentes valeurs nous trouverons :

$$\begin{aligned} R_1 &= 136 \text{ ohms} \\ R_2 &= 67 \text{ ohms} \\ R_3 &= 250 \text{ ohms} \\ R_4 &= 85 \text{ ohms.} \end{aligned}$$

A signaler qu'il existe, dans le commerce, des résistances à prises, permettant de réaliser l'adaptation d'un « tous-courants » à trois ou même quatre tensions différentes. C'est ainsi que le type S60 de chez M. C. B. se fait en deux variantes

$$\begin{aligned} 150 + 70 + 300 \text{ ohms} \\ 130 + 56 + 260 \text{ ohms.} \end{aligned}$$

La deuxième variante, par exemple, correspond sensiblement aux tensions suivantes d'un récepteur à cinq lampes (fig. 10-8) : 108 — 125 — 225 volts.



LES PARTICULARITÉS DES SYSTÈMES « TOUS-COURANTS »

Le filtrage dans les tous-courants.

Les éléments dont se compose un filtre pour « tous-courants » sont exactement les mêmes que dans les systèmes « alternatifs » : inductances et condensateurs électrochimiques dont nous connaissons déjà les caractéristiques essentielles.

Le principe de fonctionnement est également le même et le montage se fait soit par le « positif » (fig. 11-1 a), soit par le « négatif » (fig. 11-1 b). Le filtrage par résistances est très répandu, par souci de gagner de la place et de réduire le prix de revient, car il s'agit, le plus souvent, de récepteurs miniatures ou bon marché (résistances indiquées en pointillé sur les deux figures ci-dessus).

On utilise, de même, des systèmes de filtrage en plusieurs cellules, comme, par exemple, celui de la figure 11-2.

A noter cependant que les condensateurs électrochimiques utilisés sont prévus pour une tension de service maximale de 150 à 160 volts, car la haute tension redressée dépasse rarement 120 ou 130 volts. Cette indication est toujours marquée d'une façon apparente sur le corps du condensateur.

La capacité la plus couramment employée dans les tous-courants est de 50 μF , et nous retiendrons simplement quelques chiffres, analogues à ceux que nous avons donnés pour les condensateurs alternatifs :

Capacitance d'un 50 μF

A 25 hertz	125 ohms environ
A 50 hertz	63 ohms environ.

Courant de fuite

(Mesure faite avec un microampèremètre de 75 μA et une pile de 4,5 volts, dans les mêmes conditions que les figures 3-7 et 3-8).

Courant direct	2 à 40 μA
Courant inverse	5 à 150 μA .

Ces deux courants, direct et inverse, sont d'autant plus importants que l'électrochimique est plus « vieux », c'est-à-dire ayant séjourné longtemps sans être utilisé. En général, il convient de se méfier de ceux dont le courant est supérieur à 20 μA (direct) et 50 μA (inverse), car il est probable qu'ils sont partiellement desséchés et ne font plus la capacité marquée.

Dans tous les cas, le courant inverse est nettement supérieur au direct : environ le double de ce dernier.

Cependant, il serait prématuré de rejeter définitivement un condensateur dont le courant est trop élevé et il vaut mieux essayer de le « reformer » un peu en le branchant dans le bon sens, sur un poste tous-courants en fonctionnement, pendant 30 minutes à 1 heure.

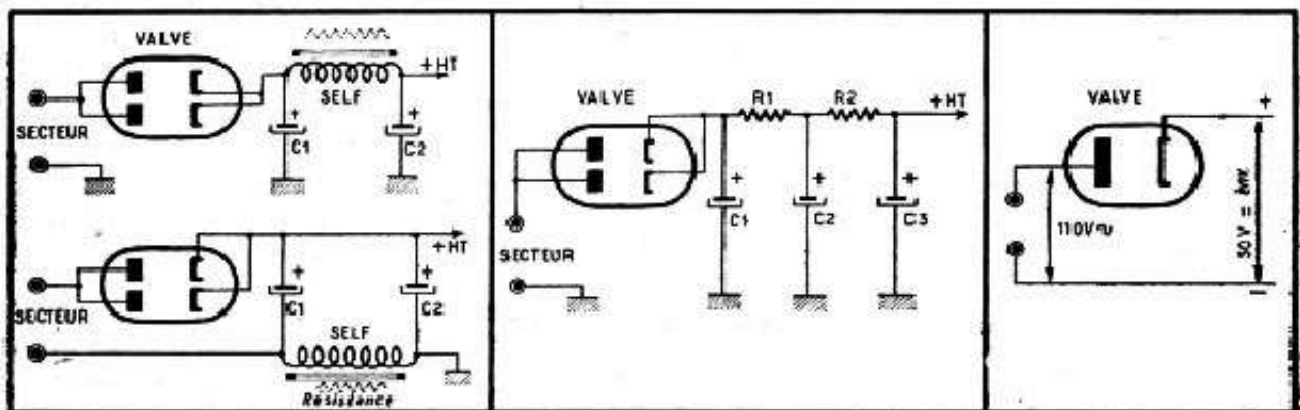


Fig. 11-1 (a et b). — Filtrage normal (en haut) et filtrage « par le moins » (en bas) dans un tous-courants

Fig. 11-2. — Filtrage à deux cellules par résistances et capacités, dans un tous-courants.

Fig. 11-3. — Sans condensateur à l'entrée du filtre la tension redressée est faible.

Si, après cela, le courant redevient à peu près normal, le condensateur peut être conservé et utilisé.

Ainsi, un électrochimique de 50 μF , ayant séjourné plus de 2 ans dans un tiroir, faisait, au départ, plus de 100 μA comme courant direct. Après 30 minutes de « formation », le courant était tombé à 15 μA et le condensateur a pu être utilisé normalement.

Influence du premier condensateur de filtrage.

Le redressement étant du type monoplaque, la tension moyenne redressée à vide et en l'absence du premier condensateur de filtrage C_1 , est nettement plus basse qu'en redressement biplaque. Elle atteint à peine, la moitié de la tension du secteur à redresser (fig. 11-3).

Or, nous avons vu, à propos des systèmes d'alimentation sur l'alternatif, que la présence du premier condensateur de filtrage contribuait à relever, en quelque sorte, la tension redressée disponible, et que, de plus, l'accroissement de cette tension redressée était d'autant plus marquée que la capacité de C_1 était plus forte.

Lorsque nous avons affaire à des secondaires H. T., qui pouvaient nous donner une tension à redresser aussi élevée que nous le voulions, notre premier condensateur de filtrage servait surtout pour réduire la composante alternative et son influence sur la grandeur de la tension redressée était pour nous, somme toute, secondaire.

Mais lorsque nous sommes en présence d'un récepteur tous-courants, où il ne faut guère compter avoir plus de 100 à 110 volts à la sortie du filtre, et dont le rendement, en puissance surtout, varie très sensiblement pour quelque 10 à 15 volts de haute tension en plus ou en moins, nous cherchons, par tous les moyens, à gagner quelques volts supplémentaires, ce qui nous conduit à utiliser des capacités d'entrée (C_1) de très forte valeur, 50 μF en général, comme nous l'avons indiqué.

Si donc nous plaçons un condensateur électrochimique à l'entrée du filtre, la tension redressée va augmenter considérablement et atteindre, à vide et avec un conden-

sateur de capacité suffisante (mettons à partir de 4 μF), une valeur voisine de celle de pointe de la tension à redresser U , c'est-à-dire $U \times 1,4$, ce qui nous donne, sensiblement, et pour $U = 110$ volts, 154 volts de tension redressée.

Inutile de dire que ce chiffre tombe immédiatement, aussitôt que le redresseur débite, et d'autant plus rapidement que C_1 est plus faible, ce qui souligne, encore une fois, la nécessité de prendre C_1 aussi élevé que possible. Il n'est cependant pas nécessaire de dépasser 50 μF .

Pour fixer les idées nous allons donner un tableau (11-1), montrant, pour quelques valves courantes, la tension redressée disponible à l'entrée du filtre, c'est-à-dire aux bornes de C_1 , suivant la valeur de ce dernier, le débit, et pour la tension alternative appliquée à la valve égale à 110 volts.

**Tableau 11-1. — CARACTERISTIQUES DES DIFFÉRENTES VALVES
« TOUS COURANTS »**

C_1 en μF	Valve	Tension redressée disponible (en volts) suivant en débit en mA									
		10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
8	25Z5 - 25Z6	140	130	120	112	103	95	88	80	75	70
	117Z3	137	127	117	107	97	90	82	75	67	
	35W4	150	135	125	115	105	95	85	75	67	
16	25Z5 - 25Z6	142	135	128	123	118	111	108	103	99	95
	CY2	148	138	129	120	116	110	104	98	92	86
	117Z3	139	131	122	116	110	104	99	93	87	
	35W4	150	145	135	130	125	115	110	105	100	95
32	25Z5 - 25Z6	144	140	134	129	126	121	117	114	111	107
	CY2	150	145	138	130	128	124	120	118	115	112
50	25Z5 - 25Z6	145	141	136	132	129	126	123	120	117	114
	CY2	151	147	144	139	135	132	129	127	125	123
	UY41	140	130	125	120	115	110	107	105	100	
	UY42	145	135	130	125	124	122	120	118	116	
	117Z3	145	137	127	120	117	113	109	105	103	
	35W4	155	150	145	140	135	130	125	120	115	110
60	PY82	138	133	130	126	123	120	117	114	111	107
100	UY85	148	144	140	135	132	128	125	122	118	115
	UY92	145	137	130	125	122	118	115			

Pour avoir l'ordre de grandeur de la tension redressée pour des tensions du secteur différentes de 110 volts, on augmentera (ou diminuera) d'autant de volts la tension redressée.

On constate, par exemple, en consultant ce tableau, qu'on gagne environ 30 volts de tension redressée, avec une 25Z6, en portant C_1 de 8 à 50 μF , et l'on s'aperçoit que toutes les valves ne donnent pas le même résultat.

Notons, en passant, que l'intensité normale d'un « tous-courants » cinq lampes est de 60 mA environ avec un H. P. à aimant permanent, et de 90 mA avec un H. P. à excitation. On voit l'intérêt d'utiliser, dans ces récepteurs, un H. P. à aimant permanent : on gagne facilement une dizaine de volts sur la haute tension.

Tension de ronflement à l'entrée du filtre.

Tout comme dans un récepteur alternatif, le premier condensateur de filtrage agit sur la tension de ronflement qui subsiste à l'entrée du filtre, cette dernière étant égale-

ment fonction du débit ou, ce qui revient au même, de la charge sur laquelle débite le redresseur.

Disons tout de suite, que, par rapport au redressement biplaque, la tension de ronflement d'un tous-courants (redressement monoplaque) présente deux différences essentielles.

1. — Le pourcentage de ronflement, à charge et valeur de C_1 égales, est plus élevé.

2. — La fréquence de la tension de ronflement est celle du secteur utilisé, c'est-à-dire 50 hertz le plus souvent.

Comme précédemment, pour les systèmes « alternatifs », nous allons donner deux tableaux : le premier (11-2) permettant de déterminer la charge, en ohms, du redresseur,

Tableau 11-2. — CHARGE EN OHMS SUIVANT LE DÉBIT ET LA TENSION CONTINUE A L'ENTRÉE DU FILTRE

Débit en mA	Tension à l'entrée du filtre en volts									
	90	95	100	105	110	115	120	125	130	135
20	4 500	4 750	5 000	5 250	5 500	5 750	6 000	6 250	6 500	6 750
30	3 000	3 160	3 330	3 500	3 670	3 840	4 000	4 170	4 340	4 500
40	2 250	2 375	2 500	2 625	2 750	2 875	3 000	3 125	3 250	3 375
50	1 800	1 900	2 000	2 100	2 200	2 300	2 400	2 500	2 600	2 700
60	1 500	1 580	1 667	1 750	1 835	1 915	2 000	2 085	2 170	2 250
70	1 285	1 355	1 430	1 500	1 570	1 645	1 715	1 785	1 860	1 930
80	1 123	1 185	1 250	1 315	1 375	1 440	1 500	1 563	1 625	1 685
90	1 000	1 055	1 110	1 168	1 222	1 280	1 335	1 390	1 445	1 500
100	900	950	1 000	1 050	1 100	1 150	1 200	1 250	1 300	1 350

Tableau 11-3. — POURCENTAGE DE RONFLEMENT A L'ENTRÉE DU FILTRE

Charge en ohms	Valeur du premier condensateur du filtre en μF			
	8	16	32	50
1 000	93	47	23,5	15
1 250	75	37,5	19	12
1 500	62	31	15,5	10
1 750	53	26,5	13,3	8,5
2 000	47	23,5	12	7,5
2 250	42	21	10,5	6,7
2 500	38	19	9,5	6
2 750	34	17	8,5	5,5
3 000	31	15,5	7,7	5
3 500	27	13,5	6,7	4,3
4 000	23	11,5	5,7	3,75
4 500	21	10,5	5,2	3,4
5 000	19	9,5	4,7	3
5 500	17	8,5	4,2	2,75
6 000	15,5	7,7	3,8	2,5
6 500	14	7	3,5	2,3
7 000	13,5	6,7	3,3	2,15

d'après la tension à l'entrée du filtre et le débit en mA ; le second (11-3), donnant le pourcentage de ronflement à l'entrée du filtre, en fonction de la valeur de C_1 et de la charge.

Le filtre.

La tension de ronflement à l'entrée du filtre étant connue, il s'agit de la réduire à une valeur acceptable pour le fonctionnement des étages H.F. et B.F., valeur dont nous avons vu l'ordre de grandeur à propos des alimentations pour l'alternatif.

Nous allons donc, suivant les besoins, utiliser une ou deux cellules de filtrage, constituées exactement comme pour l'alternatif et dont nous prédéterminons l'efficacité.

Cependant, la situation s'aggrave du fait que la fréquence de ronflement est à 50 hertz, ce qui entraîne deux conséquences.

1. — *L'efficacité d'une cellule à inductance-capacité devient, pour les mêmes valeurs de L et C, environ quatre fois moindre qu'à 100 hertz, c'est-à-dire en alternatif.*

2. — *L'efficacité d'une cellule à résistance-capacité devient environ deux fois moindre, pour les mêmes valeurs de R et C, qu'en alternatif.*

Nous avons donc, d'un côté une composante alternative de ronflement plus importante et, d'un autre, l'efficacité de filtrage fortement réduite, du fait de la fréquence plus basse de cette composante.

Apparemment, la solution ne présente aucune difficulté : nous avons déjà des condensateurs de filtrage de forte capacité ; il suffira donc de prévoir une inductance à nombre de henrys convenable.

Un autre obstacle surgit alors : nous ne pouvons pas nous permettre le luxe de perdre des volts, péniblement gagnés avant le filtrage par économie sur la consommation et débauche de microfarads dans le C_1 . La bobine de filtrage devra donc satisfaire à la double condition : être fortement selfique et faiblement ohmique.

Nouvelle difficulté : une telle bobine est nécessairement lourde et encombrante : beaucoup de spires en fil relativement gros et un noyau important. Or, il s'agit, le plus souvent, de récepteurs miniatures, où la place est calculée au millimètre. De plus, une grosse inductance coûte cher.

Voilà donc les idées de base, qui doivent être constamment présentes à notre esprit lorsque nous nous proposons de « filtrer » un tous-courants, et cela nous montre que le problème, dans ce cas, est infiniment plus délicat qu'en alternatif où, comme nous l'avons vu, un filtrage parfaitement correct était presque toujours assuré par des moyens relativement simples.

Et cela nous explique aussi pourquoi tant de petits « tous-courants », conçus « à la va vite », et sans réflexion préalable, ronflent désespérément.

Avant de donner quelques solutions pratiques du problème, nous allons fournir, sous forme de tableaux (11-4 et 11-5), les chiffres d'efficacité des cellules de filtrage à inductance-capacité et à résistance-capacité. Nous serons alors armés pour déterminer rapidement les caractéristiques d'un filtre pour n'importe quel cas.

Il faut noter également, que le pourcentage de ronflement admissible après filtrage dans un « tous-courants » peut être sensiblement plus élevé que dans un récepteur alternatif. En effet, le ronflement est à 50 hertz et les circuits de liaison ainsi que le H. P. de petit diamètre ne le laissent pour ainsi dire pas passer.

Voyons maintenant l'application de tout cela sur quelques exemples pratiques.

1. — Soit à réaliser le filtrage d'un récepteur tous-courants comportant les lampes suivantes : UCH42, UAF42, UF41, UL41, UY42 et un H. P. à aimant permanent.

**Tableau 11-4. — EFFICACITE D'UN FILTRE POUR 50 HERTZ
(CELLULE A INDUCTANCE-CAPACITE)**

L en henrys	Capacité en μF			
	8	16	32	50
2	1	2,16	5,3	8,8
3	1,4	3,75	8,5	13,7
4	2,16	5,3	11,6	16,6
5	2,95	6,9	14,8	23,5
6	3,75	8,5	18	28,4
7	4,55	10,1	21,2	33,4
8	5,3	11,65	24,3	38,2
9	6,1	13,2	27,4	43
10	6,9	14,8	30,6	48
12	8,5	18	37	58
15	10,8	22,7	46,5	72,5
18	13,2	27,4	56	87
20	14,8	30,6	62	97
25	18,7	38,5	78	121
30	22,7	46,5	94	146

**Tableau 11-5. — EFFICACITE D'UN FILTRE POUR 50 HERTZ
(CELLULE A RESISTANCE-CAPACITE)**

R en ohms	Capacité en μF							
	2	4	8	12	16	24	32	50
250	1,15	1,3	1,63	1,94	2,26	2,28	3,5	4,9
500	1,3	1,63	2,26	2,88	3,5	4,77	6	8,8
750	1,47	1,94	2,88	3,7	4,77	6,65	8,5	12,8
1 000	1,63	2,26	3,5	4,77	6	8,5	11	16,7
2 000	2,26	3,5	6	8,5	11	16	21	32
3 000	2,88	4,77	8,5	12,3	16	23,6	31	48
4 000	3,5	6	11	16	21	31	41	64
5 000	4,14	7,3	13,6	19,8	26	39	51	79,5
6 000	4,77	8,5	16,7	23,6	31	46	61	95
7 000	5,4	9,8	18,5	27,4	36	54	71	111
8 000	6	11	21	31	41	61	81	127
10 000	7,3	13,6	26	39	51	76	100	158
15 000	8,4	19,8	38,5	57	76	114	150	237
20 000	13,5	26	51	76	100	150	200	315
25 000	16,7	32,4	64	95	125	188	250	394
30 000	19,8	39,7	76	114	150	225	300	472
35 000	23	45	88	133	175	263	350	550
40 000	26	51	100	150	200	300	400	630
50 000	32,4	64	125	188	250	376	500	785

Pour évaluer la tension de ronflement à l'entrée du filtre, commençons par déterminer l'intensité totale consommée par le récepteur en haute tension.

D'après les recueils de caractéristiques de lampes, nous trouvons :

UCH42	4,8 mA
UAF42	3,7 »
UF41 (en B. F.)	1 »
UL41	40 »

Donc, total 49,5 mA, soit 50 mA en chiffre rond. Le tableau des valves donné plus haut nous montre que la tension redressée à l'entrée du filtre sera de 124 volts avec un secteur de 110 volts.

La charge sur laquelle travaillera le redresseur sera donc de :

$$\frac{124}{0,05} = 2500 \text{ ohms sensiblement,}$$

ce qui entraîne, avec le premier condensateur de filtrage de 50 μF , une tension de ronflement de 6 %, soit 7,5 volts sensiblement.

Or, pour avoir un filtrage satisfaisant pour tous les étages, nous devons abaisser ce pourcentage à 0,2 % au moins, ce qui suppose un filtre d'efficacité

$$\frac{6}{0,2} = 30,$$

c'est-à-dire, avec un second condensateur de filtrage de 50 μF également, une inductance de 6 à 7 henrys.

Malheureusement pour nous, la quasi-totalité des petites inductances, vendues couramment sous le nom de « selfs pour filtrage T. C. » font à peu près 4 à 5 henrys, et encore ! Sans parler que leur résistance ohmique, généralement de 300 à 400 ohms, nous fera perdre 20 volts dans la haute tension, de sorte que, après la chute de tension supplémentaire d'une dizaine de volts dans le primaire du transformateur de sortie (fig. 11-4), la plaque de la UL41 ne recevra pas plus de 95 volts, ce qui est peu.

Ne pourrions-nous pas connecter le circuit plaque de la lampe finale avant le filtrage ? Presque sûrement, surtout s'il s'agit d'un récepteur muni d'un H. P. d'assez faible diamètre : 10 à 17 cm. En effet, les quelque 7,5 volts de ronflement que nous introduirons ainsi dans le circuit anodique de la UL41, se retrouveront dans le primaire du transformateur T et, finalement, dans le secondaire, c'est-à-dire aux bornes de la bobine mobile, mais réduits dans le rapport de transformation de T, qui est de l'ordre de 40.

Finalement, il ne parvient à la bobine mobile que quelque 0,2 volt de ronflement tout au plus, représentant une puissance négligeable, d'autant plus que les petits haut-parleurs sont à peu près « imperméables » aux fréquences inférieures à 100 hertz (il ne faut pas oublier que notre ronflement est à 50 hertz).

Reste à filtrer le reste de la haute tension, y compris celle alimentant l'écran de la UL41, c'est-à-dire une intensité de $50 - 36 = 14$ mA. Nous pouvons alors nous permettre de prendre un élément beaucoup plus résistant, et en même temps économique : une résistance de 2000 ohms, par exemple (fig. 11-5).

Résultat : haute tension après filtrage de 96 volts environ et cellule d'efficacité 32.

Si nous voulons disposer d'une haute tension plus élevée, et que nous ne sommes pas tenus par le prix de revient, nous pouvons employer une petite inductance de 6 à 7 henrys. Nous aurons alors plus de 110 volts après le filtrage.

2. — Nous venons de dire que le fait de connecter le circuit anodique de la lampe finale avant filtrage ne pouvait introduire, pratiquement, aucun ronflement, lorsqu'il s'agissait d'un « tous-courants » à petit haut-parleur.

Cependant, il arrive que l'on constate exactement le contraire, et nous ne pouvons pas mieux faire comprendre ce qui se passe, qu'en relatant un cas observé récemment.

Sur un récepteur T.C. à lampes américaines, le branchement primitif a été fait suivant le schéma de la figure 11-6. Résultat : ronflement ; pas très gênant, mais désagréable quand même.

Le montage modifié suivant la figure 11-7 fait disparaître le ronflement, mais diminue sensiblement la puissance du récepteur. On serait tenté d'incriminer le premier montage : circuit plaque branché avant filtrage, mais cela ne résiste pas à un examen plus attentif. En effet, si nous nous amusons à évaluer la tension du ronflement à l'entrée du filtre, nous trouverons environ 7,5 % dans le cas de la figure 11-6.

Fig. 11-4. — La plaque de la lampe finale est alimentée après filtrage.

Fig. 11-6. — Montage analogue à celui de la figure 11-5, mais adapté à d'autres lampes.

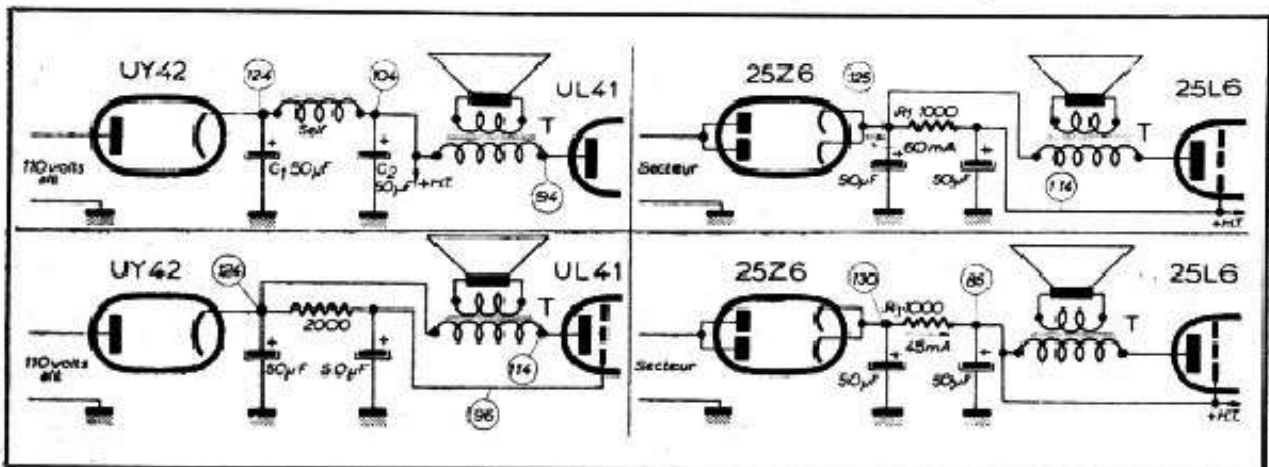


Fig. 11-5. — La plaque de la lampe finale est alimentée avant filtrage, ce dernier se faisant par résistance et capacité.

Fig. 11-7. — Montage incorrect avec filtrage par résistance et alimentation de la lampe finale après le filtre.

et environ 5 % dans celui de la figure 11-7. Compte tenu de l'efficacité de la cellule 1000 ohms — 50 μ F (16,7), et de la tension plus faible à la sortie du filtre, dans le second cas, la tension résiduelle de ronflement sera environ deux fois plus faible, après filtrage, dans le second cas que dans le premier. Mais elle est devenue plus faible non pas parce que nous avons branché le circuit anodique après le filtrage, mais uniquement parce que le débit a diminué et que la haute tension est devenue plus faible.

La vraie solution consisterait à conserver le montage de la figure 11-6, mais à augmenter la valeur de R_1 : 2000 ohms au lieu de 1000. Résultat : le récepteur garde sa puissance et le ronflement disparaît.

Haut-parleurs à excitation dans les tous-courants.

Bien que les haut-parleurs à excitation soient à peu près complètement abandonnés dans les tous-courants, nous jugeons utile d'en dire quelques mots, car ce système se rencontre encore assez souvent dans la pratique du dépannage, sur des récepteurs anciens.

Presque toujours la bobine d'excitation est branchée en parallèle sur la haute tension, entre le « plus » et la masse, avant le filtrage, et sa résistance est toujours nettement plus élevée qu'en alternatif : le plus souvent 3500 ohms (fig. 11-8).

Beaucoup plus rarement, on voit la bobine d'excitation, à faible résistance (400 à 500 ohms), utilisée dans le montage série, comme inductance de filtrage, solution très peu satisfaisante, à tous les points de vue. En effet, l'excitation est presque toujours nettement insuffisante et la chute de tension trop élevée, ne laissant, après filtrage, qu'une haute tension anémique. N'oublions pas que dans ce cas il est nécessaire de connecter l'anode de la lampe finale après filtrage.

Le dépannage des récepteurs munis de haut-parleurs à excitation, nous réserve parfois des surprises, agréables lorsqu'on remplace le H. P. d'origine par un « aimant permanent » ; désagréables lorsque, pour une raison quelconque, nous faisons le contraire : monter un H. P. à excitation sur un récepteur prévu pour un aimant permanent.

Pour le comprendre, reprenons le schéma de la figure 11-8, et supposons qu'il s'agisse, primitivement, d'un récepteur à aimant permanent, filtré par une inductance et deux condensateurs de 50 μ F. Le débit étant de 60 mA, la haute tension à l'entrée du filtre, sera de 125 volts environ, et la tension de ronflement de 7 % environ.

Branchons maintenant la bobine d'excitation du H. P., comme le montre le schéma. Du fait de l'augmentation du débit, qui passera à plus de 90 mA, la tension à l'entrée du filtre va tomber à 115 volts, mais le ronflement, lui, passera à près de 12 %. Si la cellule de filtrage n'est pas calculée très largement (ce qui est rare dans les tous-courants) pour étouffer ce surcroît de ronflement, ce dernier se fera entendre dans le H. P.

Parfois, dans les récepteurs fabriqués il y a quelque vingt ou vingt-cinq ans, on utilisait séparément les deux éléments de la valve (25Z5, 25Z6 ou CY2), l'un servant uniquement à l'excitation du H. P. ; l'autre alimentant en haute tension le reste du récepteur (fig. 11-9). Un condensateur unique, C_1 , était suffisant pour « filtrer » la tension continue d'excitation. Les deux moitiés de la valve ne s'usant pas régulièrement, le dépanneur éventuel réunissait parfois les deux cathodes, lorsque

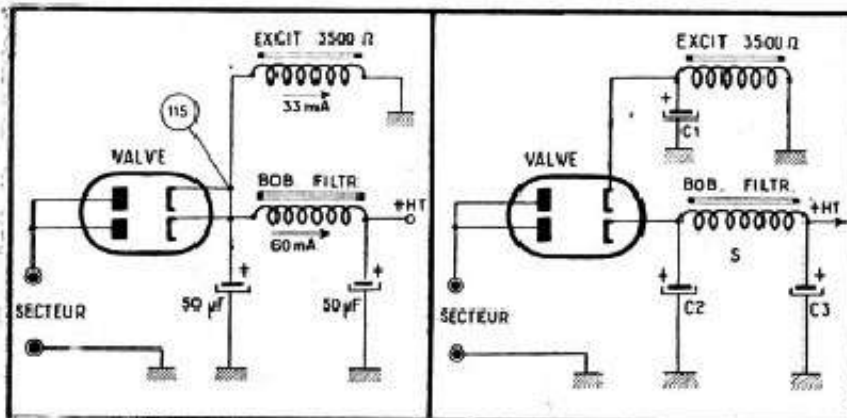


Fig. 11-8 (à gauche). — Branchement de la bobine d'excitation en parallèle, dans un récepteur tous-courants.

Fig. 11-9 (à droite). — Alimentation de la bobine d'excitation par une cathode séparée de la valve.

l'un des deux éléments devenait faible. Cette façon de faire peut quelquefois amener un léger ronflement, car la tension de ronflement à l'entrée du filtre augmente assez fortement et il n'est pas dit que l'efficacité de la cellule S-C₃ soit suffisante pour l'étouffer.

En résumé, chaque fois que nous voulons améliorer nettement un « tous-courants », possédant un H. P. à excitation, il est avantageux d'y remplacer ce H. P. par un « aimant permanent ». On diminue la consommation en H. T., ce qui assure une excellente longévité à la valve, et on diminue aussi, par conséquent, la tension de ronflement.

Quant aux H. P. à excitation-série, cette modification s'impose encore plus impérieusement.

Filtrage avec compensation du ronflement par le primaire du transformateur de sortie.

Une solution économique de filtrage de la tension redressée est celle qu'utilisent très souvent les constructeurs anglais et allemands, mais que l'on ne voit que très rarement en France. Ce montage consiste à prévoir une prise au primaire du transformateur de sortie et d'y appliquer la tension prélevée sur la cathode de la valve (274 V de la figure 11-10). La plaque de la lampe finale reçoit donc la haute tension

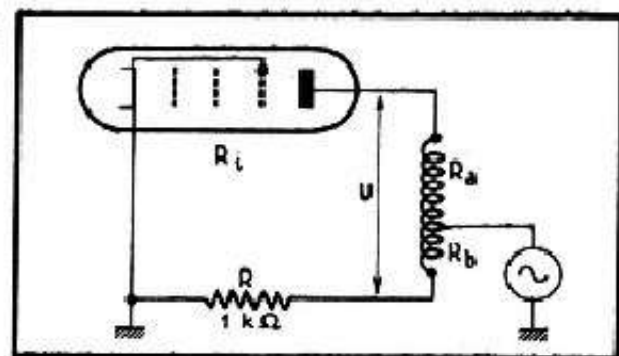
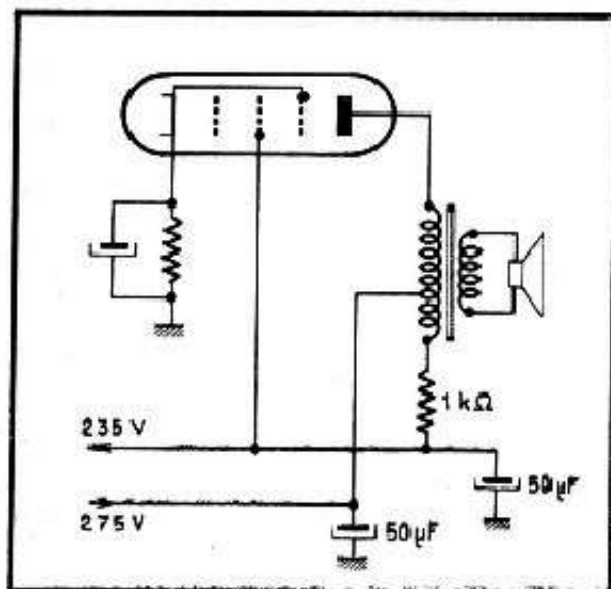


Fig. 11-10 (ci-contre). — Schéma général du montage à prise intermédiaire au primaire du transformateur de sortie.

Fig. 11-11 (ci-dessus). — Schéma équivalent du précédent (pour la composante alternative), où l'on reconnaît la structure en pont.

avant filtrage, tandis que l'autre extrémité du primaire aboutit à une résistance de 1 à 1,5 kΩ, à la sortie de laquelle se trouve le second condensateur de filtrage et le départ de la ligne H. T. alimentant l'ensemble du récepteur et l'écran de la lampe finale.

Si nous admettons que les deux condensateurs électrochimiques peuvent être assimilés à un court-circuit à la masse pour la composante alternative de la tension redressée, le schéma de la figure 11-10 peut être redessiné sous une forme simplifiée, celle de la figure 11-11. La tension de ronflement U , en provenance de la valve considérée comme un générateur de tension alternative, apparaît aux bornes du primaire. Cependant, nous voyons immédiatement que le schéma de la figure 11-11 est un montage en pont, dont les bras sont constitués par la réactance à la fréquence du ronflement des deux sections du primaire, R_a et R_b , par la résistance de filtrage R et par la résistance interne R_i de la lampe finale.

Dès lors, la tension de ronflement sera nulle si nous avons la relation classique

$$R_i/R = R_a/R_b.$$

On en déduit d'abord que le nombre de spires de la section R_b est faible par rapport à celui de la section R_a , car le rapport R_i/R est de l'ordre de 50 pour la plupart des pentodes « alternatives » et pour $R = 1 \text{ k}\Omega$.

On comprend également que l'équilibre du pont, c'est-à-dire la compensation exacte du ronflement, peut se faire par l'ajustement de la valeur de R .

On constate enfin que les deux réactances figurent dans la relation ci-dessus sous forme d'un rapport et que, par conséquent, le terme « fréquence » disparaît, si l'on néglige la résistance ohmique des deux enroulements, approximation parfaitement admissible dans la pratique. Cela signifierait, en particulier, que le calcul devrait

être le même dans le cas de la composante alternative à 100 Hz (redressement des deux alternances) et dans celui de la composante à 50 Hz (redressement d'une seule alternance).

En réalité, les choses sont beaucoup plus compliquées, car la connaissance des conditions exactes d'équilibre du pont de la figure 11-11 suppose la possibilité de mesurer la « self » de la section R_a , de définir avec précision le couplage (très serré) entre les sections R_a et R_b , et d'apprécier la résistance interne réelle du tube final dans les conditions d'utilisation.

Si nous voulons rester dans le domaine des approximations, disons que la relation indiquée plus haut peut s'écrire

$$R_1/R = L_a/L_b,$$

où L_a et L_b représentent la « self » des sections correspondantes. Il serait hasardeux

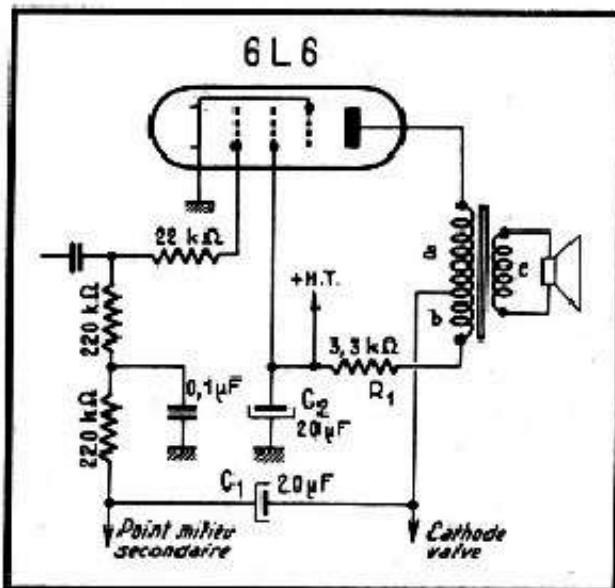


Fig. 11-12. — Schéma réel utilisant une 6L6 en lampe finale.

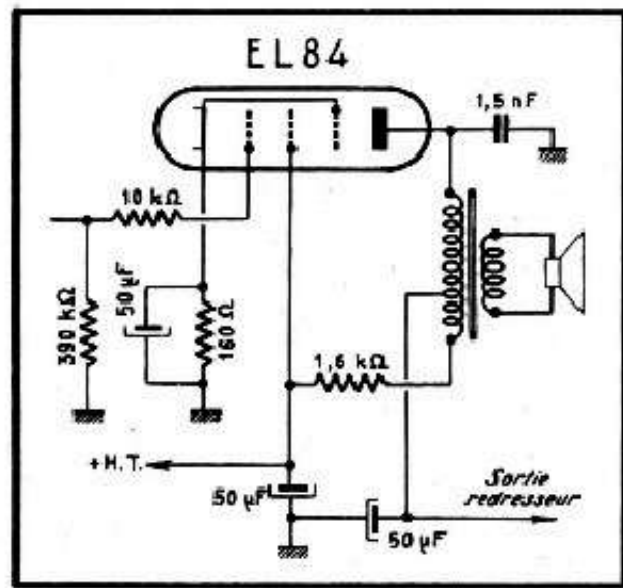


Fig. 11-13. — Un autre schéma, mais appliqué à une EL84.

d'en déduire une relation basée sur le rapport du nombre de spires, car ce dernier dépendra essentiellement de la façon dont les deux enroulements sont réalisés.

Voici quelques exemples empruntés à un certain nombre de réalisations industrielles, et qui nous montrent que les chiffres adoptés sont apparemment sans aucun rapport avec la relation théorique, du moins lorsqu'on ignore les caractéristiques exactes des enroulements, leur position respective, etc. :

1. — Lampe 6L6 (fig.11-12). Le nombre de spires est de 2500 (a) + 400 (b), le rapport R_1/R étant ici de l'ordre de 10 ;

2. — Lampe UCL82. Le nombre de spires de cet exemple n'a pas été indiqué par le constructeur, mais nous avons trouvé la mention de la résistance ohmique : 430 Ω (a) et 28 Ω (b). La valeur de R est de 2,2 k Ω , ce qui donne encore un rapport R_1/R voisin de 10 ;

3. — Lampe 6AQ5 (ou 6V6). Le nombre de spires est de 2600 (a) + 200 (b) et la résistance ohmique de 365 Ω (a) et 25 Ω (b). La résistance R étant de 2,2 k Ω , le rapport R_1/R est égal à 23 très sensiblement ;

4. — Lampe UL41. Le nombre de spires n'est pas indiqué, la résistance ohmique étant de 295 Ω (a) + 15 Ω (b). La résistance R est de 1 k Ω , ce qui donne un rapport R_1/R de 20.

Terminons en précisant que pour le calcul de l'adaptation à la bobine mobile on ne tient compte que du nombre de spires de la section R_a , bien entendu.

FONCTIONNEMENT SUR 25 HERTZ OU SUR CONTINU. AUTOTRANSFORMATEURS DOUBLEURS DE TENSION

Filtrage sur 25 hertz.

On peut se demander, à juste raison, et c'est une question que l'on nous pose assez souvent, quel est le comportement d'un système de filtrage lorsque le récepteur fonctionne sur 25 hertz, cas assez fréquent dans le Midi de la France.

Nous allons donc voir ce qui se passe, suivant qu'il s'agit d'une alimentation sur alternatif ou d'une « tous-courants ».

EN ALTERNATIF.

Le redressement étant supposé à deux alternances, par valve biplaque, la fréquence de la composante alternative de ronflement est, comme nous l'avons indiqué, le double de la fréquence du secteur, c'est-à-dire $2 \times 25 = 50$ hertz.

Le transformateur d'alimentation doit être, bien entendu, prévu pour 25 hertz. Disons, en passant, qu'un tel transformateur peut fonctionner fort bien sur 50 hertz.

Pour calculer les caractéristiques du filtrage nécessaire, ou vérifier si un filtre donné est suffisamment efficace, nous tiendrons compte de ce que :

1. — La tension de ronflement à l'entrée du filtre représente sensiblement le double de ce que nous avons vu pour 50 hertz et dans les mêmes conditions (même condensateur d'entrée, même débit et même tension continue à l'entrée du filtre).

2. — L'efficacité du filtre lui-même, étant donné que nous avons affaire à un ronflement à 50 hertz, est la même que celle des cellules « tous-courants », que nous avons vues plus haut.

3. — Le ronflement étant à 50 hertz est, par lui-même, moins dangereux, car les circuits de liaison B. F., ainsi que le H. P., se chargeront automatiquement de l'atténuer, à moins qu'il ne s'agisse d'un récepteur du type « haute fidélité », à circuits correcteurs prévus pour obtenir le relèvement des fréquences basses, et muni d'un H. P. de grand diamètre, 24 ou 28 cm. Par conséquent, nous pouvons, dans beaucoup de cas, admettre, après filtrage, un pourcentage de ronflement supérieur à celui des récepteurs fonctionnant sur secteur de 50 hertz. Un exemple pratique nous fera mieux comprendre tout ce que nous venons de dire.

Supposons qu'il s'agisse d'un récepteur classique, à quatre lampes et une valve, primitivement prévu pour fonctionner sur 50 hertz, et que nous adaptions au secteur de 25 hertz par simple remplacement du transformateur d'alimentation.

Le dispositif de filtrage du récepteur en question comporte, comme le montre la figure 12-1, deux condensateurs de $16 \mu\text{F}$ et une bobine d'excitation du H. P., dont nous évaluons la self-induction à 12 henrys.

Dans ces conditions, nous allons avoir, sur 50 hertz :

Ronflement à l'entrée du filtre : 2,75 %, soit 9,6 volts environ ;

Efficacité du filtre : 74,5 ;

Ronflement après filtrage : $2,75/74,5 = 0,037 \%$;

chiffres qui nous montrent que le filtrage est excellent.

Sur 25 hertz, nous allons avoir :

Ronflement à l'entrée du filtre : 5,5 % environ ;

Efficacité du filtre : 18 ;

Ronflement après filtrage : $5,5/18 = 0,3 \%$ environ ;

ce qui est beaucoup moins bien et pourra devenir gênant, suivant la conception du récepteur, l'importance du gain de la partie B. F., etc.

Toujours est-il qu'il est prudent, dans ce cas, soit de doubler la valeur des deux condensateurs de filtrage, soit de prévoir une cellule de filtrage supplémentaire, d'après le schéma de la figure 12-2.

Dans le premier cas, en faisant le calcul comme ci-dessus, nous trouverons que le ronflement après filtrage sera de 0,038 % environ.

Dans le second cas, où la cellule R_1-C_3 filtre la haute tension à l'exclusion de celle nécessaire à la plaque de la lampe finale, le pourcentage de ronflement à la sortie du filtre total dépendra de la valeur de la résistance R_1 que nous choisirons, en tenant compte du courant qui la traverse (environ 30 mA) pour ne pas avoir une chute de tension trop importante. Une bonne moyenne serait obtenue en prenant $R_1 = 500$ à 750 ohms, ce qui donnerait à la cellule correspondante une efficacité de l'ordre de 3,5 à 4,5 et un pourcentage final de ronflement de 0,085 à 0,067 %.

Le choix entre les deux solutions ci-dessus sera guidé par des considérations de place disponible sur le châssis, et d'économie.

EN TOUS COURANTS.

Le redressement étant du type à une seule alternance, la fréquence de la composante alternative de ronflement est, comme nous l'avons indiqué, égale à la fréquence du secteur, c'est-à-dire 25 hertz. Un récepteur tous-courants fonctionne sur cette fréquence sans aucune modification en ce qui concerne la partie redressement, et il nous reste à voir si un système de filtrage prévu pour 50 hertz est encore suffisamment efficace sur 25. Pour le faire, nous tiendrons compte de ce que :

1. — La tension de ronflement à l'entrée du filtre représente sensiblement le double de ce que nous avons vu pour 50 hertz et dans les mêmes conditions.

2. — L'efficacité du filtre lui-même, étant donné que nous avons affaire à un ronflement à 25 hertz, est environ 4 fois moindre dans le cas d'une cellule à inductance-capacité et environ 2 fois moindre dans celui d'une cellule à résistance-capacité, par rapport à l'efficacité à 50 hertz.

3. — Le ronflement étant à 25 hertz est pratiquement inaudible, quel que soit le type du récepteur, d'autant plus que dans le cas des « tous-courants » il s'agit, le plus souvent, de récepteurs miniatures munis d'un H. P. de 12 cm. Ce fait nous permet, presque toujours, de ne rien modifier au système de filtrage prévu pour 50 hertz et d'accepter allègrement un ronflement de l'ordre de 0,5 % après filtrage.

Fonctionnement sur continu.

Les récepteurs « tous-courants » fonctionnent, par définition, sur courant continu, sans aucune modification, à condition, toutefois, d'observer le sens correct de branchement pour la prise de courant.

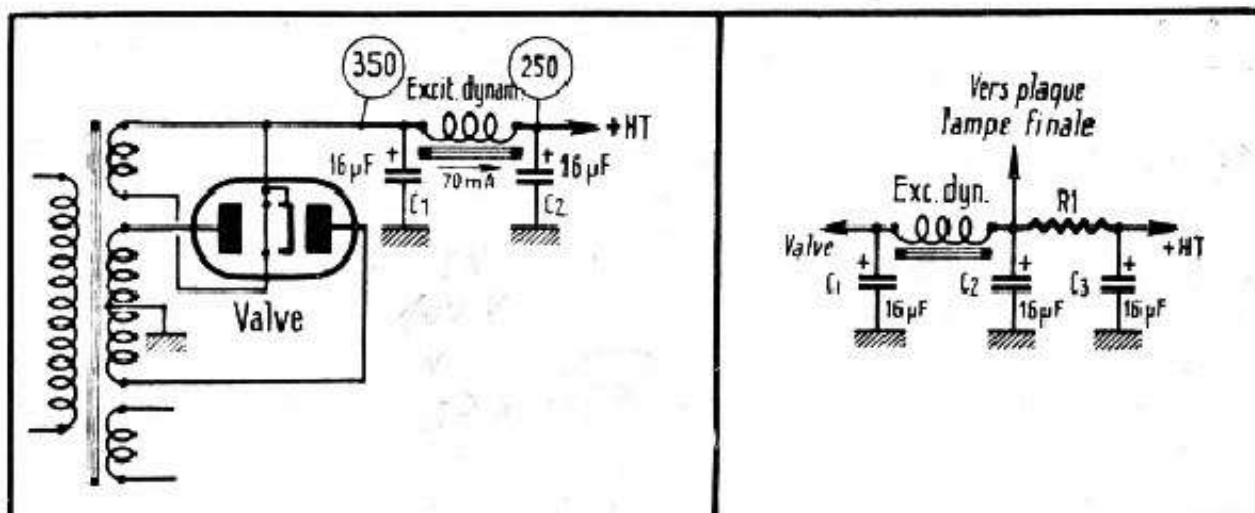


Fig. 12-1. — Schéma classique de la partie redressement et filtrage d'un récepteur sur 50 hertz.

Fig. 12-2. — Pour l'adaptation sur 25 hertz, on peut ajouter une cellule supplémentaire à résistance-capacité.

Une valve, comme nous le savons, ne devient conductrice qu'à la condition que sa plaque soit positive par rapport à sa cathode, ce qui a lieu lorsque la plaque est connectée au pôle + du secteur continu (fig. 12-3 a). La valve agit alors comme simple résistance et une tension positive apparaît sur sa cathode.

Si nous inversons la prise de courant en connectant la plaque au pôle — du secteur, la valve « se bloque », se ferme tout comme une soupape, et aucune tension n'apparaît sur sa cathode (fig. 12-3 b). A remarquer que dans ce dernier cas les filaments des lampes et de la valve se trouvent alimentés et le poste « s'allume » quand même, en restant obstinément muet.

Précaution à prendre, lorsque cela vous arrive : ne pas inverser la prise de courant immédiatement, afin d'éviter un à-coup dans le courant H. T. qui peut être préjudiciable pour la valve, mais laisser refroidir cette dernière, puis remettre la prise de courant dans le bon sens.

Lorsqu'un récepteur muni d'une valve fonctionne sur continu, la haute tension disponible sur la cathode varie avec le débit, mais beaucoup moins que dans le cas de l'alternatif, se rapprochant de la tension du secteur. Par conséquent, comparée à celle obtenue sur l'alternatif, elle est plus faible lorsque le débit est faible, mais peut devenir plus élevée lorsque le débit devient important.

Pour fixer les idées, le tableau (12-1) nous montre, pour une CY2, la tension disponible à l'entrée du filtre, en fonction du débit en mA et pour les trois cas suivants : sur continu ; sur alternatif avec condensateur d'entrée de $16 \mu\text{F}$; sur alternatif avec condensateur d'entrée de $50 \mu\text{F}$. La tension du secteur est supposée être de 110 volts dans les trois cas.

Tableau 12-1

Mode de fonctionnement	Débit H. T. en mA									
	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
Continu	109	108	107	106	105	104	103,5	103	102,5	102
C _i = 16 μF ..	148	138	129	120	116	110	104	98	92	86
C _i = 50 μF ..	151	147	144	139	135	132	129	127	125	123

Fonctionnement sur continu seulement.

Lorsqu'un récepteur est destiné à fonctionner uniquement sur continu, nous pouvons fort bien y supprimer tout le dispositif de redressement, ce qui, dans certains cas, peut rendre service, par exemple, lorsque la valve est « claquée ».

Si nous transformons ainsi un récepteur tous-courants, certaines précautions sont cependant à prendre :

1. — La valve étant enlevée, nous plaçons une résistance R_2 entre les douilles « filament » de son support (fig. 12-4). La valeur de R_2 dépend de la valve supprimée et sera choisie dans la liste suivante :

25Z5 - 25Z6	80 à 85 ohms, 5 à 10 watts.
CY1	100 ohms, 5 watts.
CY2	150 ohms, 5 à 10 watts.
UY41 - UY42	310 ohms, 5 watts.
35W4	233 ohms, 5 à 10 watts.

2. — Une ampoule-fusible (6,3 volts, 0,1 ampère) sera *obligatoirement* branchée entre les connexions de plaques et celles de cathodes de la valve enlevée.

3. — On fera en sorte qu'en aucun cas la prise de courant ne puisse être inversée. En effet, une telle inversion provoquera le claquage des condensateurs électrochimiques de filtrage qui, ne l'oublions pas, sont polarisés. Il existe dans le commerce, dans certaines maisons spécialisées, des prises de courant « polarisées », asymétriques, avec lesquelles toute inversion, même volontaire, devient impossible.

Puisqu'il s'agit du courant continu, on pourrait être tenté de supprimer également le système de filtrage. Ce n'est malheureusement pas possible, car le « continu » industriel est en fait assez fortement ondulé. Le filtrage n'a pas besoin d'être aussi poussé qu'avec de l'alternatif redressé, mais il est nécessaire quand même.

Redressement monoplaque en alternatif.

Il ne faut pas croire que le redressement d'une seule alternance (monoplaque) est l'apanage exclusif des récepteurs tous-courants. Le principe peut être étendu à l'alternatif et permet de réaliser des récepteurs relativement économiques, puisque ne nécessitant qu'un secondaire simple pour la haute tension.

La figure 12-5 nous donne un exemple d'un tel redressement. La valve à utiliser est la même pour n'importe quel récepteur alternatif, et ses deux plaques sont, simplement, réunies en parallèle.

Le système possède toutes les caractéristiques propres au redressement monoplaque, à savoir :

1. — Dans les mêmes conditions (tension alternative appliquée aux plaques, débit H. T. et capacité du C_1 identiques), la tension redressée est plus faible que dans le cas du « biplaque ». La différence est cependant peu sensible lorsque la valeur de C_1 est suffisamment grande.

2. — La fréquence de la composante alternative de la tension redressée (tension de ronflement) est celle du secteur utilisé. Donc, suivant le cas, 50 ou 25 hertz.

Fig. 12-3. — En continu, si la polarité est inversée, la valve ne débite pas.

Fig. 12-4. — Schéma montrant comment on peut supprimer la valve sur continu.

Fig. 12-5. — Le redressement d'une seule alternance est aussi réalisable en alternatif.

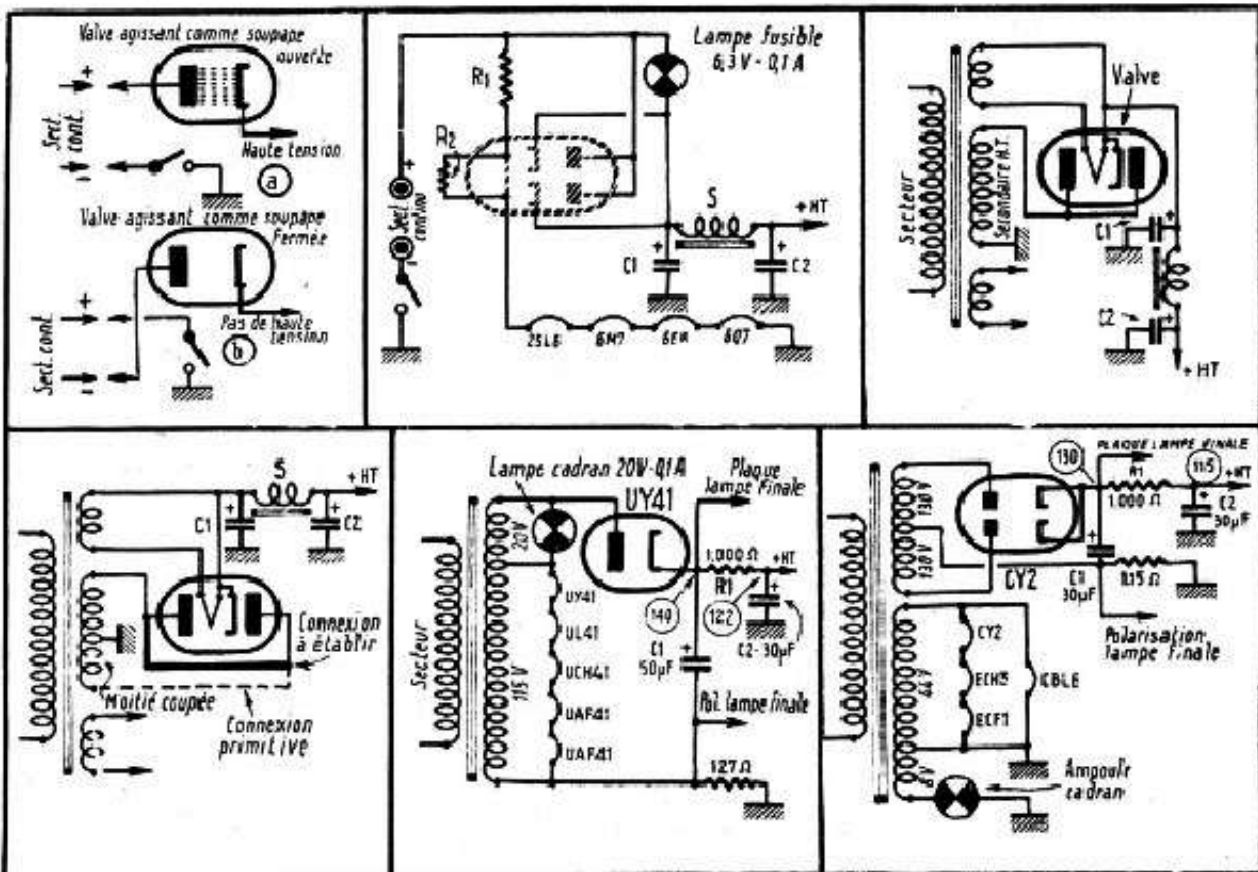


Fig. 12-6. — Modification à effectuer lorsque l'une des moitiés du secondaire H.T. est coupée.

Fig. 12-7. — Alimentation par transformateur avec redressement monoplaque et chauffage des filaments en série.

Fig. 12-8. — Une autre variante de l'alimentation, avec chauffage des filaments en série-parallèle.

3. — Le pourcentage de ronflement à l'entrée du filtre est donné par le tableau (11-3), le même que pour les récepteurs T. C. La charge du redresseur peut être déterminée soit à l'aide du tableau (6-1), soit par le calcul, en divisant la tension continue à l'entrée du filtre par le débit H. T. en ampère.

Le recours au redressement monoplaque permet, parfois, d'éviter le remplacement d'un transformateur d'alimentation dont l'une des moitiés du secondaire H. T. est coupée. Il suffira de modifier le montage conformément au schéma de la figure 12-6. Cependant, il sera parfois nécessaire d'améliorer les caractéristiques du système filtrant, soit

en augmentant la valeur des capacités C_1 et C_2 , soit en prévoyant une cellule de filtrage supplémentaire, comme nous l'avons fait dans le cas de la figure 12-2.

Un exemple « industriel » du redressement monoplaque en alternatif est offert par le système d'alimentation du récepteur *Philips*, type BF 393 A, que nous reproduisons dans la figure 12-7. Le transformateur d'alimentation comporte un secondaire unique de 135 volts avec prise à 115 volts, et assure le chauffage de toutes les lampes branchées en série, comme le montre le schéma, ainsi que l'allumage de l'ampoule de cadran. La totalité du secondaire est d'autre part utilisée pour appliquer environ 135 volts alternatifs à la plaque de la valve UY41. Le filtrage se fait uniquement par résistances-capacités ($C_1-R_1-C_2$), la plaque de la lampe finale étant alimentée avant le filtrage.

Valves tous-courants en redressement biplaque.

Une valve tous-courants comportant deux plaques, du type 25Z6 ou CY2, peut être fort bien utilisée pour le redressement biplaque en alternatif, et le schéma de la figure 12-8, représentant la partie d'alimentation du récepteur *Philips* BF 381 A, nous en fournit un exemple. Cette fois, le transformateur d'alimentation comporte deux secondaires : l'un de haute tension, à prise médiane, de deux fois 130 volts environ ; l'autre de 50 volts au total, avec prise à 6 volts environ pour l'alimentation de deux ampoules de cadran de 6,3 volts, 0,1 A, en parallèle. Les filaments des lampes sont branchés en série-parallèle comme le montre le schéma.

Autotransformateurs.

Prenons un transformateur d'alimentation classique, avec un primaire prévu pour 110-130-150-220 volts (fig. 12-9). Plaçons le cavalier fusible sur 110 volts et appliquons 110 volts au primaire. À l'aide d'un contrôleur universel, sur la sensibilité de 150 et 300 volts en alternatif, mesurons la tension entre le point a et, successivement, les points b , c , d et e . Nous trouverons, évidemment, $a - b = 110$ volts, mais aussi $a - c = 130$ volts, $a - d = 150$ volts et $a - e = 220$ volts. Le primaire « fabrique » donc de la haute tension à partir d'une tension plus basse, et on dit qu'il fonctionne en autotransformateur, terme qui se comprend de lui-même.

Inversement, si nous mettons le cavalier fusible sur 220 volts et alimentons le primaire en 220 volts, nous trouverons : $a - b = 110$ volts, $a - c = 130$ volts, etc.

De même, dans tous les cas, nous aurons $b - c = 20$ volts, $b - d = 40$ volts, etc.

D'où l'idée qui nous vient de réunir le côté « haute tension » du primaire à la plaque d'une valve, l'extrémité a à la masse et de réaliser ainsi une alimentation complète par autotransformateur, suivant le schéma de la figure 12-10.

Le chauffage des filaments peut être assuré en série, par exemple à partir de la prise 110 volts (ou 130 volts si nécessaire) avec interposition d'une résistance série R_s si besoin est. Quelle que soit la tension du secteur, l'ensemble des filaments recevra toujours ses 110 (ou 130) volts, à condition, bien entendu, que le cavalier fusible soit placé convenablement.

Nous pouvons également prévoir un petit secondaire (S) pour alimenter les filaments et les ampoules de cadran en parallèle, à condition que la valve soit du type à cathode isolée, prévue pour être chauffée par le même circuit que l'ensemble des lampes, ce qui est le cas des valves 6X4 et 6X5 par exemple.

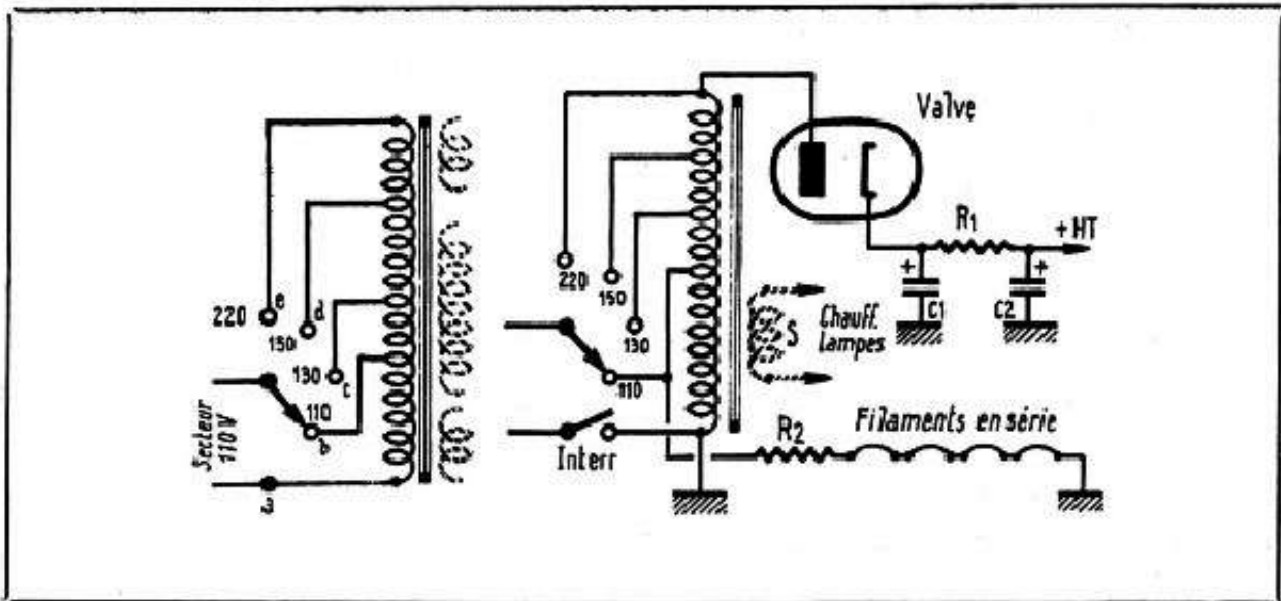


Fig. 12-9. — Le primaire d'un transformateur d'alimentation ordinaire peut nous donner des tensions plus élevées que celles du secteur.

Fig. 12-10. — Schéma général d'une alimentation par autotransformateur.

Nous pouvons, enfin, envisager le chauffage des lampes en parallèle, par le secondaire S , et alimenter le filament de la valve par une tension convenable prélevée sur le primaire. Ainsi, en utilisant une UY41 (filament 31 volts), nous pouvons prélever la tension entre les prises 110 et 150 volts et intercaler, en série avec le filament, une résistance de 90 à 100 ohms (fig. 12-11).

Quant à la haute tension alternative que nous nous proposons d'appliquer à la plaque de la valve, il convient, dans ce domaine, d'agir avec prudence, car toutes les valves, surtout dans les types « tous-courants », ne peuvent pas supporter les tensions supérieures à 140-150 volts, et nous nous inspirerons du tableau (12-2), donnant la tension alternative maximale à appliquer sur la plaque de quelques valves courantes, ainsi que la valeur de la résistance de protection à prévoir éventuellement (fig. 12-12).

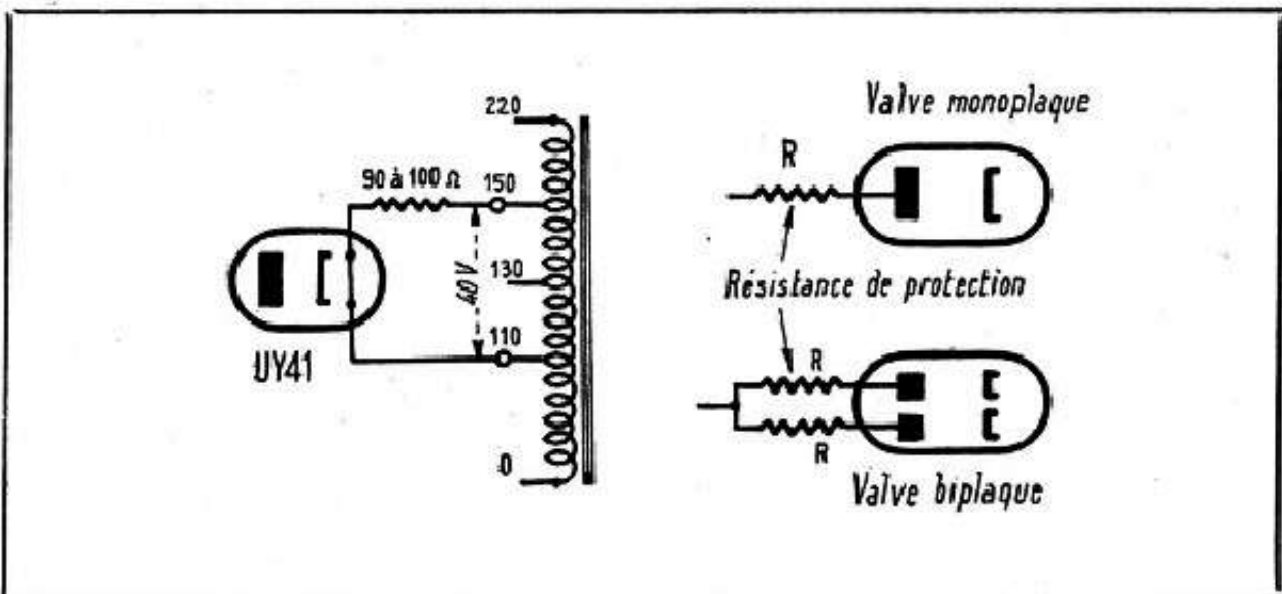


Fig. 12-11. — Le filament de la valve peut être chauffé à partir de deux prises intermédiaires d'un autotransformateur.

Fig. 12-12. — Il est prudent de prévoir des résistances de protection dans le circuit plaque de la valve.

Tableau 12-2

Valves	Tension alter. max. (volts)	R (ohms)	Valves	Tension alter. max. (volts)	R (ohms)
CY1 - CY2	250	150-180	117Z3	115-120	
25Z5 - 25Z6	235	100	UY41	250	150-180
35W4	115-120		UY42	110-120	
35Z3 - 35Z4	235	100	PY82	250	125
35Z5	235	100	UY85	250	100-150
45Z3	115-120		UY92	145	
45Z5	235	100			

Si, par exemple, la valve de la figure 12-10 ne peut pas supporter plus de 120 volts, nous connecterons sa plaque à la prise 110, ou à la rigueur 130 volts.

En un mot, il est impossible de mentionner toutes les variantes que nous pouvons envisager, mais il faut tenir compte du fait que pour chaque utilisation particulière les caractéristiques de l'autotransformateur changent. Il est évident que l'autotransformateur de la figure 12-10 n'est pas le même que celui de la figure 12-11, alimentant une valve entre les prises 110 et 150 volts.

Cependant, malgré certains avantages appréciables (simplicité et économie), l'utilisation des autotransformateurs souffre d'un inconvénient, le même, d'ailleurs, que pour les tous-courants : la nécessité d'avoir l'un des pôles du secteur directement à la masse, ce qui est toujours ennuyeux et, parfois, dangereux.

Sous une forme réduite, les autotransformateurs sont très utiles et fréquemment utilisés pour l'adaptation des lampes modernes sur des récepteurs anciens. En effet, lorsqu'il nous arrive de devoir remplacer une 2A7, une AK1, une 2A5, nous nous trouvons, le plus souvent, dans l'impossibilité de nous procurer la lampe de remplacement et sommes obligés de tourner la difficulté en adaptant sur le récepteur un tube de caractéristiques semblables, mais de chauffage différent. C'est ainsi que nous remplacerons la 2A7 (chauffage 2,5 volts) par une 6A8 ou une 6E8, la AK1 par une EK2, une ECH3 ou une ECH42, etc.

Le secondaire de chauffage du récepteur à dépanner donnant, suivant le cas, 2,5 ou 4 volts, nous devons chercher un moyen pratique pour alimenter la nouvelle lampe en 6,3 volts, et le plus simple est de prendre un petit autotransformateur (on en trouve dans le commerce) de 4/6,3 ou 2,5/6,3 volts.

Le branchement se fera en s'inspirant du croquis de la figure 12-13. Le fil commun (a) peut être mis à la masse s'il l'est déjà dans le récepteur.

Montages doubleurs de tension.

Ce n'est qu'à titre rétrospectif que nous croyons utile de dire quelques mots sur les montages doubleurs de tension, pratiquement abandonnés à l'heure actuelle, du moins par les constructeurs de récepteurs. Néanmoins, on les rencontre souvent dans les appareils où il est nécessaire d'avoir une haute tension très élevée : oscilloscopes, téléviseurs, etc.

Relativement peu connus, ils déroutent toujours un dépanneur peu expérimenté qui, en présence d'une valve 25Z5 ou 25Z6 et en l'absence de tout transformateur ou d'autotransformateur, croit avoir affaire à un tous-courants. Or les doubleurs de tension ne fonctionnent qu'en alternatif. Certains récepteurs, alimentés suivant ce principe, comportent, cependant, une commutation, rétablissant, pour le fonctionnement en continu, le montage normal. C'était notamment le cas du *Pathé* type 53.

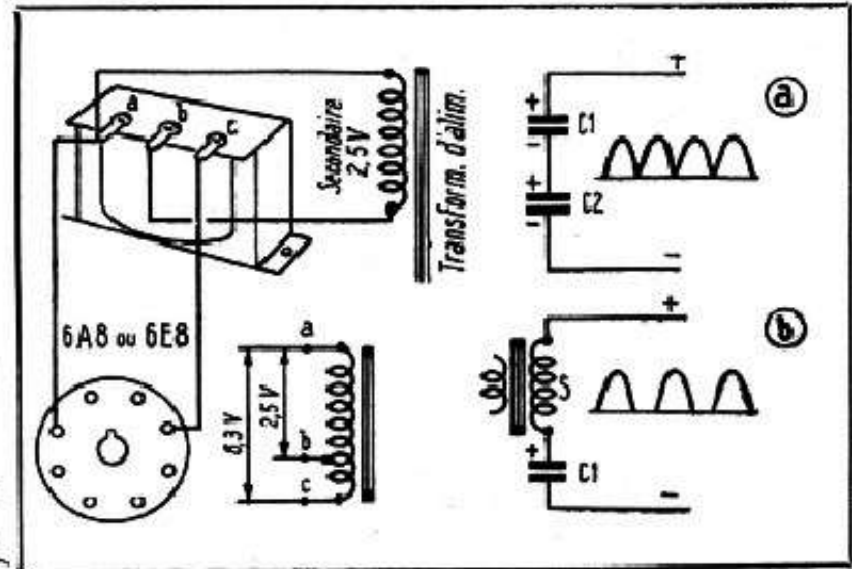
Pour comprendre le fonctionnement d'un tel montage, partons de ce principe que pour doubler une tension, il faut mettre en série deux sources de tension, de valeur égale. Nous le faisons fréquemment en connectant en série deux piles, deux accumulateurs, deux secondaires d'un transformateurs (à condition d'observer le sens correct).

Mais en dehors des sources que nous venons d'énumérer, nous pouvons en imaginer d'autres, par exemple un condensateur chargé se déchargeant dans un circuit d'utilisation, et périodiquement rechargé par un dispositif approprié.

En développant notre idée, nous pouvons fort bien concevoir deux condensateurs en série (fig. 12-14 a), chargés alternativement l'un après l'autre, par une tension E. Ces deux condensateurs, que nous pouvons assimiler à deux sources de tension réunies en série, vont se décharger continuellement dans le circuit d'utilisation connecté aux bornes de l'ensemble, entre + et -, et nous trouverons entre ces deux points, à

Fig. 12-13 (à gauche). — Montage et schéma d'un auto-transformateur pour alimenter un filament 6,3 volts à partir d'un secondaire de 2,5 V.

Fig. 12-14 (à droite). — Différents aspects de la tension fournie par un redresseur doubleur de tension.



condition de ne pas « tirer » une intensité trop élevée, une tension sensiblement double de E. Voici donc une façon de doubler une tension.

Regardons maintenant le croquis de la figure 12-14 b. Nous y voyons le secondaire S d'un transformateur, connecté en série avec le condensateur C₁. Si, toujours à l'aide d'un dispositif approprié, nous nous arrangeons pour charger ce condensateur pendant une alternance, il se déchargera pendant l'alternance suivante, dans le même sens que le courant fourni par le secondaire, et la tension de décharge viendra s'ajouter à celle du secondaire S. Nous revenons donc au même principe : deux sources de tension en série, donc tension double.

Il existe, cependant, une différence fondamentale entre les deux schémas. Dans le premier cas, celui de la figure 12-14 a, chaque condensateur est chargé pendant une alternance, ce qui fait que la tension disponible aux bornes de l'ensemble (non filtrée) présente, à peu près, l'aspect que nous voyons à côté. Par contre, dans le montage de la figure 12-14 b, une seule alternance est utilisée pour alimenter la sortie, l'autre servant pour charger le condensateur C₁. Il en résulte une allure discontinue du courant à la sortie, comme nous le montre le dessin.

Nous voyons immédiatement une analogie avec le redressement des deux alternances, pour le cas de la figure 12-14 a, et avec celui d'une seule alternance, pour le cas de la figure 12-14 b.

Maintenant que nous avons compris, en gros, le principe du « doublage », il nous reste à voir le dispositif qui permet, dans le premier cas, de charger alternativement les condensateurs C₁ et C₂, et dans le second, de charger C₁ pendant une alternance seulement.

Dans le premier cas nous allons réaliser le schéma de la figure 12-15 où la tension à doubler (secteur ou secondaire d'un transformateur) est appliquée entre A et B, tan-

dis que la tension doublée est recueillie entre + et —. Nous ferons appel à deux valves monoplaques, connectées en opposition l'une par rapport à l'autre (V_1 et V_2), comme le montre le schéma.

Supposons qu'à un moment donné nous ayons une alternance positive sur A. Dans ce cas le circuit se ferme à travers V_1 (flèches en trait plein) et le condensateur C_1 sera chargé. Pendant l'alternance suivante, c'est B qui devient positif, le circuit se ferme à travers V_2 (flèches en pointillé) et C_2 sera chargé. Le cycle recommence à l'alternance suivante.

Fig. 12-15. — Principe fréquemment appliqué d'un redresseur doubleur de tension.

Fig. 12-17. — Réalisation pratique du schéma de la figure 12-15.

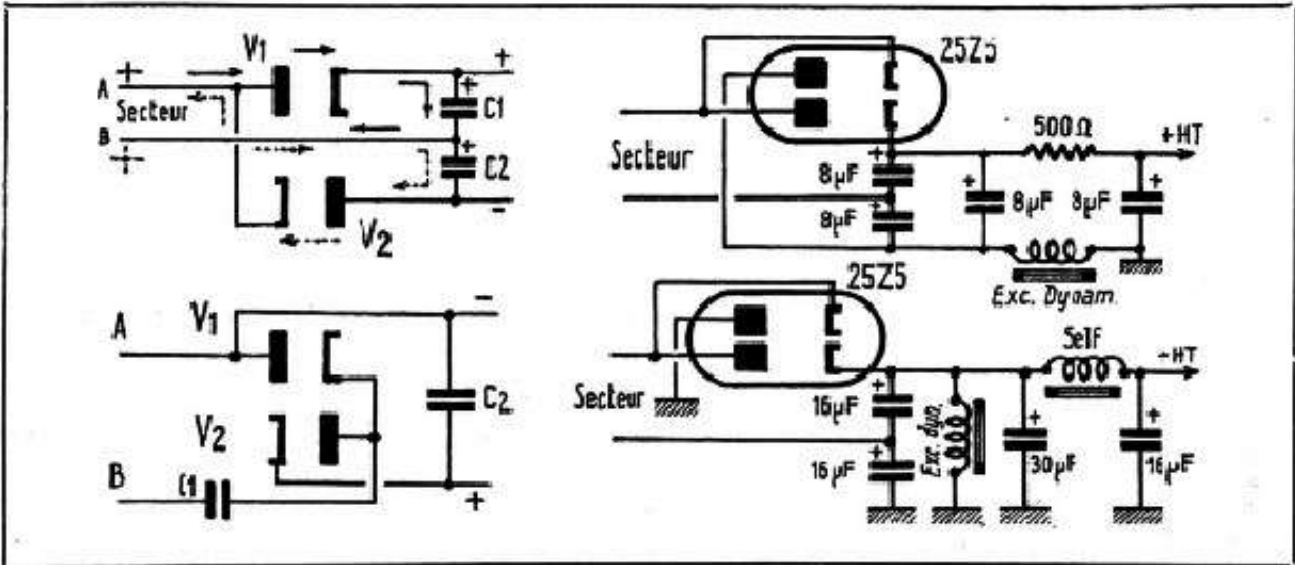


Fig. 12-16. — Un autre schéma de redresseur doubleur de tension.

Fig. 12-18. — Une autre réalisation du schéma de la figure 12-15.

C_1 et C_2 , dont la charge reste constamment maintenue, se déchargent dans le circuit d'utilisation, et, comme ils sont montés en série, nous obtenons, entre + et — une tension sensiblement double de celle appliquée entre A et B.

Dans le second cas, correspondant à la figure 12-14 b, nous allons réaliser le montage de la figure 12-16, où, encore une fois, nous appliquons la tension à doubler entre A et B. Lorsque nous avons en B une alternance positive, le circuit se referme par C_1 , V_2 et C_2 , et les condensateurs C_1 et C_2 se chargent. Pendant l'alternance suivante, C_1 se décharge dans le même sens que la tension de la source, à travers V_1 et V_2 .

Nous voyons, d'après ce qui précède, qu'il est nécessaire d'utiliser, dans un montage doubleur de tension, une valve à cathodes séparées, ou deux valves séparées. Pratiquement, les valves spécialement conçues pour cet usage sont 25Z5, 25Z6 et CY2, mais on peut voir quelquefois, lorsqu'il s'agit d'obtenir des tensions élevées sous un très faible débit (oscilloscopes, par exemple) des doubles diodes telles que 6H6 utilisées comme valves.

Enfin, nous donnons à titre d'illustration, les schémas de quelques montages « industriels » doubleurs de tension. Le premier (fig. 12-17) est celui du récepteur *Sonora* type R34 ; le second (fig. 12-18) étant celui du *Pathé* type 53, les deux récepteurs en question datant de 1934-1935.

LES REDRESSEURS « SECS »

Généralités.

Notre revue des différents systèmes d'alimentation, de redressement et de filtrage serait incomplète si nous passions sous silence les redresseurs dits (on ne sait pourquoi !) « secs » et que l'on peut, beaucoup plus justement, qualifier de redresseurs par contact ou des redresseurs semiconducteurs.

La propriété utilisée est celle des semiconducteurs, c'est-à-dire des substances qui présentent une très faible résistance dans un sens et une résistance très élevée dans l'autre. Leur comportement est donc identique à celui d'une valve.

Les substances semiconductrices le plus couramment utilisées sont l'oxyde cuivreux et le sélénium, qui donnent, respectivement, les « cupox » et les « sélénofer » du commerce. Depuis un certain temps on utilise des redresseurs au silicium, dont les caractéristiques sont particulièrement intéressantes et dont l'ensombrement est remarquablement réduit.

Pratiquement, ces éléments sont réalisés de la façon suivante : une rondelle de cuivre ou de fer (A, fig. 13-1), est munie, sur l'une de ses faces, d'une couche d'oxyde cuivreux ou de sélénium, suivant le cas (B), s'appuyant étroitement sur une rondelle C en métal « neutre ».

Pour redresser un courant alternatif, il faut l'appliquer sur la rondelle redresseuse et le recueillir, redressé, sur la rondelle neutre, comme nous l'indique la figure 13-1.

La figure 13-2 montre la représentation schématisée d'un redresseur et la façon dont ce dernier est monté dans un circuit d'alimentation, par exemple.

Un seul élément, tel que celui de la figure 13-1, ne peut redresser qu'une tension relativement faible, en moyenne 8 à 10 volts. Par conséquent, pour constituer un redresseur H. T., pour un poste tous-courants, par exemple, il est nécessaire d'empiler l'un sur l'autre un certain nombre de ces éléments : 12 à 15. Assemblés à l'aide d'une tige filetée isolée ces ensembles se présentent sous la forme bien connue des figures 13-3 (redresseur Y15) ou 13-4 (redresseur X15), ce dernier étant muni d'ailettes de refroidissement visibles sur le dessin.

Dans tous ces redresseurs, le côté sur lequel nous devons prélever le + H. T. est, en général, marqué par un point ou une rondelle rouge, ou plus simplement, par un signe +.

Bien entendu, si nous voulons constituer un redresseur pour des tensions beaucoup plus élevées, il nous suffira d'empiler un nombre convenable de rondelles.

L'intensité que peut supporter un redresseur « sec » est fonction de la surface active des rondelles ; elle est d'autant plus importante que cette surface est plus grande,

Voici quelques chiffres qui donneront une idée sur le courant redressé maximal en régime permanent :

<i>Diamètre des rondelles</i>	<i>Courant redr. max.</i>
11 mm	17 mA
60 mm	370 mA
20 mm (avec ailettes de refroid.)	140 mA
20 mm (sans ailettes, Y15)	50 mA
20 mm (avec ailettes, X15)	100 mA

Comme on le voit, il est assez malaisé de prévoir l'intensité maximale uniquement d'après le diamètre des rondelles, la constitution physico-chimique de ces dernières entrant en jeu (les « sélénofers » admettant une densité de courant plus élevée).

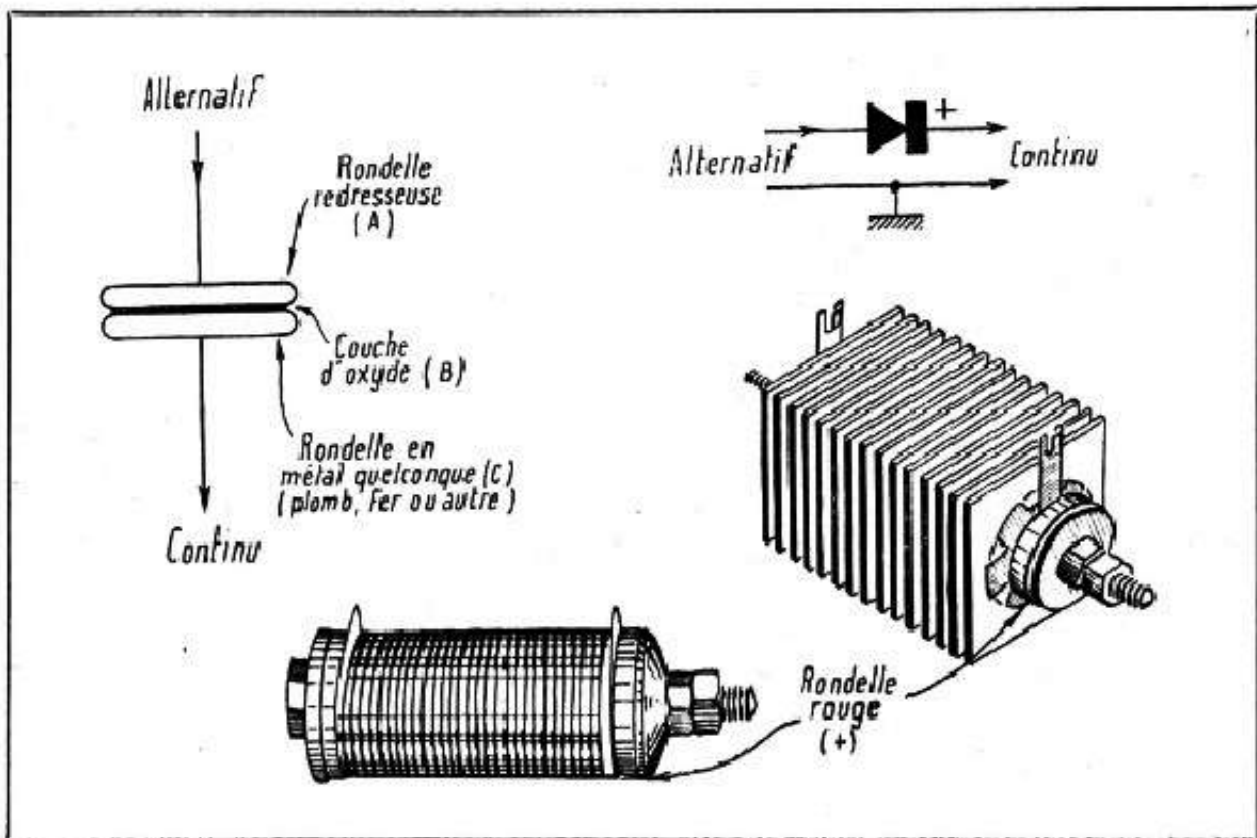


Fig. 13-1 (en haut, à gauche). — Constitution d'un redresseur sec à oxyde cuivreux.

Fig. 13-2 (en haut, à droite). — Représentation schématique d'un redresseur à élément sec.

Fig. 13-3 et 13-4. — Aspect extérieur de quelques redresseurs secs.

De plus, il faut noter que les chiffres ci-dessus s'appliquent aux redresseurs d'une seule alternance, tels que celui de la figure 13-2 et sont inférieurs à ceux que l'on peut admettre au redressement des deux alternances.

Car rien ne nous empêche de considérer un élément tel que Y15, ou un autre, comme

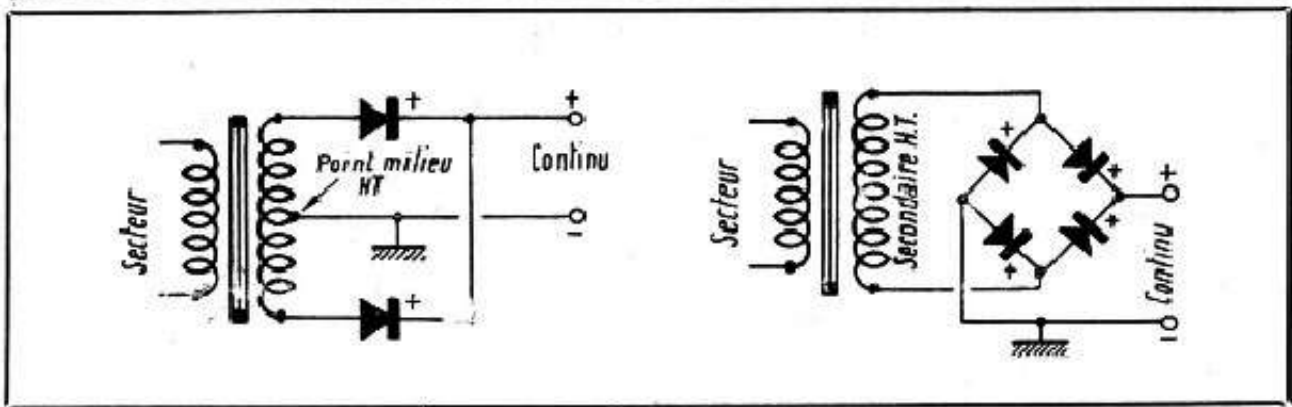


Fig. 13-5. — Redresseur pour deux alternances utilisant deux éléments secs.

Fig. 13-6. — Redresseur dit « en pont », pour deux alternances

une valve monoplaque et de réaliser le redressement des deux alternances suivant le schéma de la figure 13-5, à l'aide d'un enroulement H. T. à prise médiane.

De plus, les redresseurs « secs » nous offrent une possibilité fort intéressante, c'est de pouvoir redresser les deux alternances sans devoir recourir à un enroulement H. T. à point milieu. Le montage, dit en pont, sera celui de la figure 13-6, et les deux alternances du secondaire H. T. y sont exploitées, de sorte que la tension continue correspond au redressement de la tension alternative de la totalité du secondaire. Chaque élément-redresseur des figures 13-5 et 13-6 doit être prévu pour la tension alternative égale à la moitié de celle du secondaire.

Enfin, l'association de deux éléments redresseurs inversés nous permet de mettre sur pied un doubleur de tension (fig. 13-7), tout comme nous l'avons fait avec une valve double.

La combinaison des éléments-redresseurs pour les montages des figures 13-5, 13-6, et 13-7 peut se faire soit en réunissant convenablement des éléments séparés tels que Y15 ou autre, soit en se procurant des éléments assemblés sur une même tige, dans le sens convenable.

C'est ainsi que sur la figure 13-8 nous voyons en *a* un élément double pour le montage de la figure 13-5 ; en *b*, un élément double également, pour un doubleur de tension (fig. 13-7) ; en *c*, enfin, un élément quadruple pour le redresseur en pont de la figure 13-6.

Fig. 13-7 (à gauche). — Doubleur de tension avec deux éléments redresseurs secs.

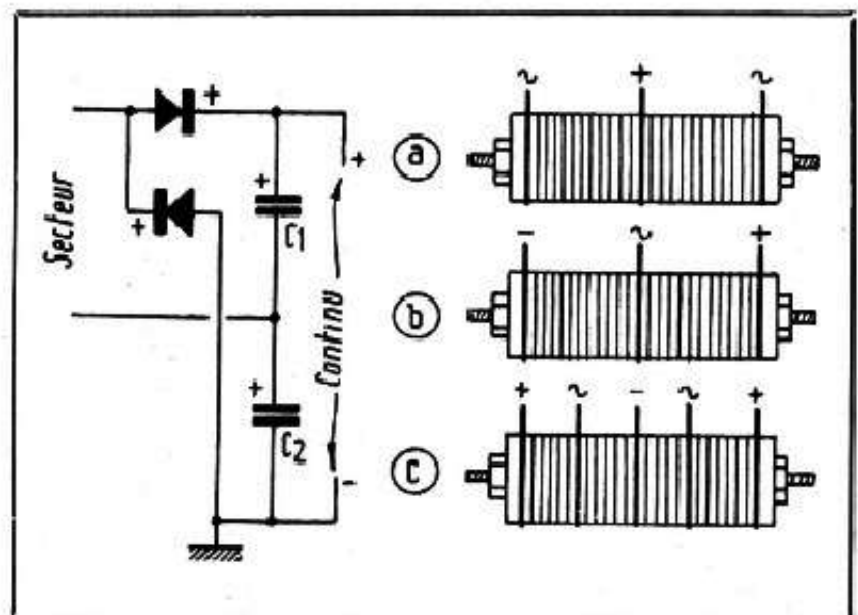


Fig. 13-8 (à droite). — Différents aspects de redresseurs secs suivant l'usage auquel ils sont destinés.

A signaler que les redresseurs du type « en pont », sous une forme très réduite, car l'intensité à redresser est, en général, de l'ordre de 1 mA, sont largement utilisés dans les appareils de mesure, contrôleurs universels, etc.

Au point de vue de l'intensité du courant redressé maximal admissible, un redresseur pour deux alternances admet, par élément, un courant environ double de celui indiqué plus haut pour le redressement « monophasé ».

Les redresseurs secs dans le dépannage et la construction.

A cause de leur encombrement réduit, de leur robustesse (pratiquement inusables) et de leur échauffement négligeable, les redresseurs par contact sont particulièrement indiqués pour équiper de petits récepteurs tous-courants, où le manque de place et d'aération provoque une élévation de température considérable lorsque fonctionnent, côte à côte, une valve et une B. F. finale.

Les éléments que l'on trouve partout pour cet usage sont du type Y15 ou analogue, à utiliser dans les récepteurs dont le débit ne dépasse pas 50-55 mA, ce qui est le cas de la plupart des tous-courants miniatures, et le X15 (ou analogue) qui admet facilement un courant redressé d'une centaine de milliampères et peut, par conséquent, remplacer une 25Z5, par exemple, avec l'excitation du H. P. en parallèle.

La figure 13-9 montre une alimentation complète, utilisant, comme redresseur, un élément Y15 ou X15, le circuit H. T. étant protégé par un fusible constitué par une ampoule cadran de 3,5 V - 0,15 A (type « lampe de poche »). La résistance-série R_1 a la valeur normale pour le nombre et le type de lampes équipant le récepteur (y compris la valve), tandis que R_2 est une résistance additionnelle, remplaçant le filament de la valve absente. Sa valeur varie suivant la valve à remplacer, d'après les chiffres ci-dessous :

Valve remplacée	R_2
25Z5 - 25Z6	85 ohms
CY1	100 »
CY2	150 »
UY41 - UY42	310 »
35W4	230 »

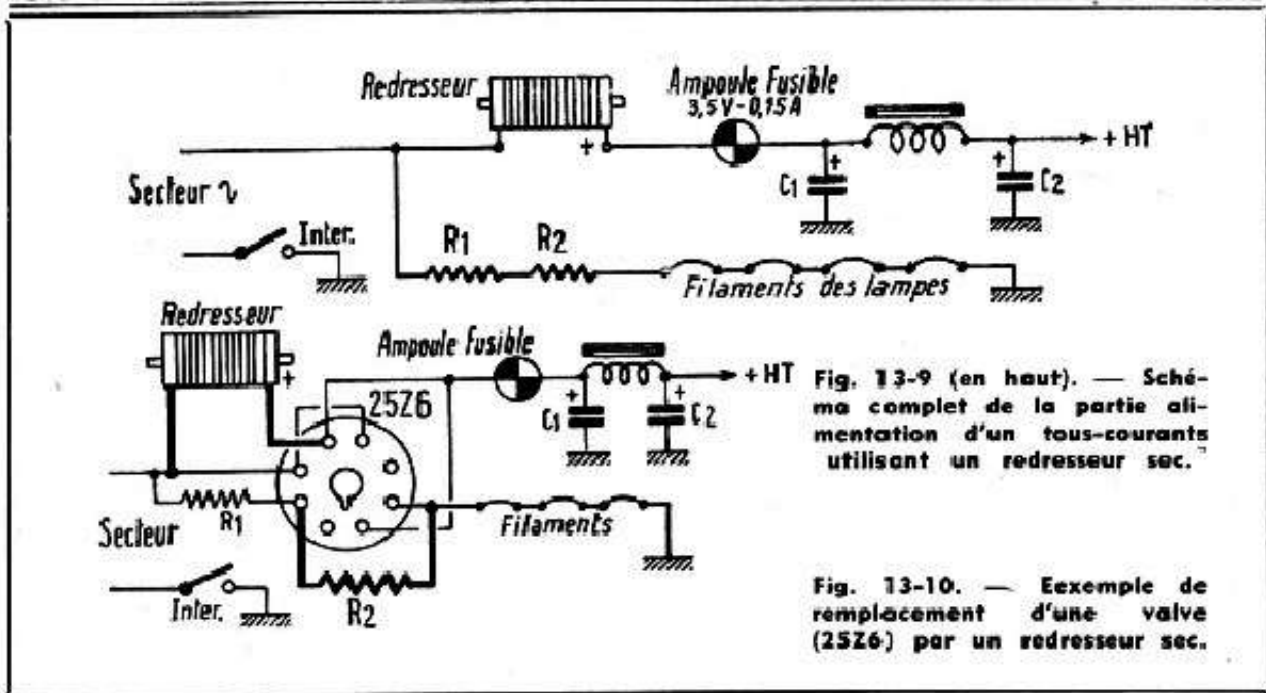
La figure 13-10 résume les modifications à apporter au câblage (en trait gras) d'un récepteur équipé d'une 25Z6, lorsqu'on remplace cette dernière par un redresseur « sec ».

Filtrage.

Tout ce que nous avons dit au sujet du filtrage, la tension de ronflement, etc., s'applique également aux systèmes équipés d'un redresseur sec. A noter que les schémas des figures 13-5 et 13-6 sont à redressement des deux alternances et que, par conséquent, la tension de ronflement est à fréquence double de celle du secteur.

Chute de tension suivant le débit.

Tout comme pour une valve ordinaire, la tension redressée fournie par un élément « sec » est d'autant plus élevée que le débit est plus faible et que la valeur du condensateur C_1 à l'entrée du filtre est plus élevée.



Cependant, pour une même valeur du courant redressé, suffisamment élevé, et de C_1 , un redresseur sec fournit une tension un peu plus élevée qu'une valve, même à résistance interne assez faible. Voici un tableau (13-1) résumant les caractéristiques des redresseurs Y15 et X15 comparées à celles d'une valve particulièrement « avantageuse » : la CY2, avec, pour les trois, $C_1 = 50 \mu\text{F}$ et tension du secteur de 110 volts.

Pour certaines autres valves la différence en faveur des redresseurs secs, en particulier le X15, est encore plus marquée.

Tableau 13-1

Redresseur	Tension redressée disponible (en volts) suivant le débit en mA									
	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
Y15	142,5	139	137	134	132	130				
X15	149	147	145	143	141	139	137	135	133	131
CY2	151	147	144	139	135	132	129	127	125	123

Il faut ajouter que l'industrie offre, actuellement, un choix considérable de redresseurs semiconducteurs, à oxyde de cuivre, au sélénium et au silicium, de sorte que tout technicien auquel se posent certains problèmes particuliers de redressement a le plus grand intérêt à consulter les spécialistes de ces éléments : *Westinghouse, Soral, Semikron, Siemens*, etc.

QUELQUES PARTICULARITÉS DES CIRCUITS DE FILTRAGE ET QUELQUES CAUSES DE RONFLEMENT

Nous allons anticiper un peu et parler ici de quelques causes de ronflement qui peuvent prendre naissance dans la partie B.F. d'un récepteur par suite d'une conception un peu particulière des circuits de filtrage.

Mais avant tout, pour comprendre ce qui suit, il faut retenir que dans une lampe amplificatrice B.F. le ronflement peut être occasionné soit par la présence d'une tension alternative U entre la plaque et la cathode, soit par celle d'une tension alternative u entre la grille et la cathode (fig. 14-1).

La première (U) est celle qui subsiste, après filtrage, dans la haute tension alimentant l'anode ; par un filtrage poussé nous pouvons la rendre aussi faible que nous le désirons.

La seconde (u) peut provenir d'une grille polarisée négativement à partir d'une tension mal filtrée ou mal découplée, ou d'une mauvaise masse.

Se rappeler également que pour provoquer une même intensité de ronflement, la tension u devra être plus faible que U .

Cela posé, regardons le schéma (fig. 14-2) archi-classique du filtrage, dans lequel le point milieu du secondaire H.T. est mis à la masse. Les cathodes, soigneusement découplées, peuvent être considérées comme étant à la masse. Nous voyons que seule la tension de ronflement U , existant à la sortie du filtre, peut se retrouver à la plaque

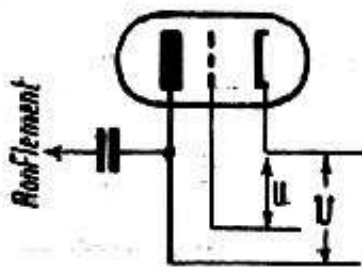


Fig. 14-1. — Tensions alternatives u et U , pouvant déterminer un ronflement.

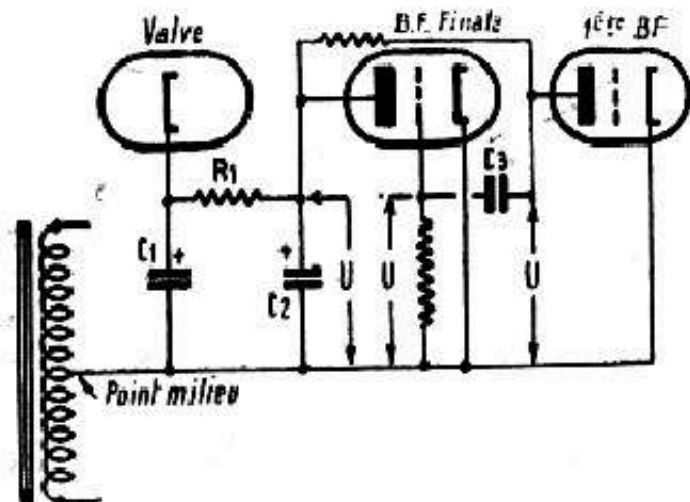


Fig. 14-2. — La tension de ronflement U , existant à la sortie du filtre, apparaît dans le circuit anodique de la lampe préamplificatrice et, aussi, dans le circuit de grille de la lampe finale.

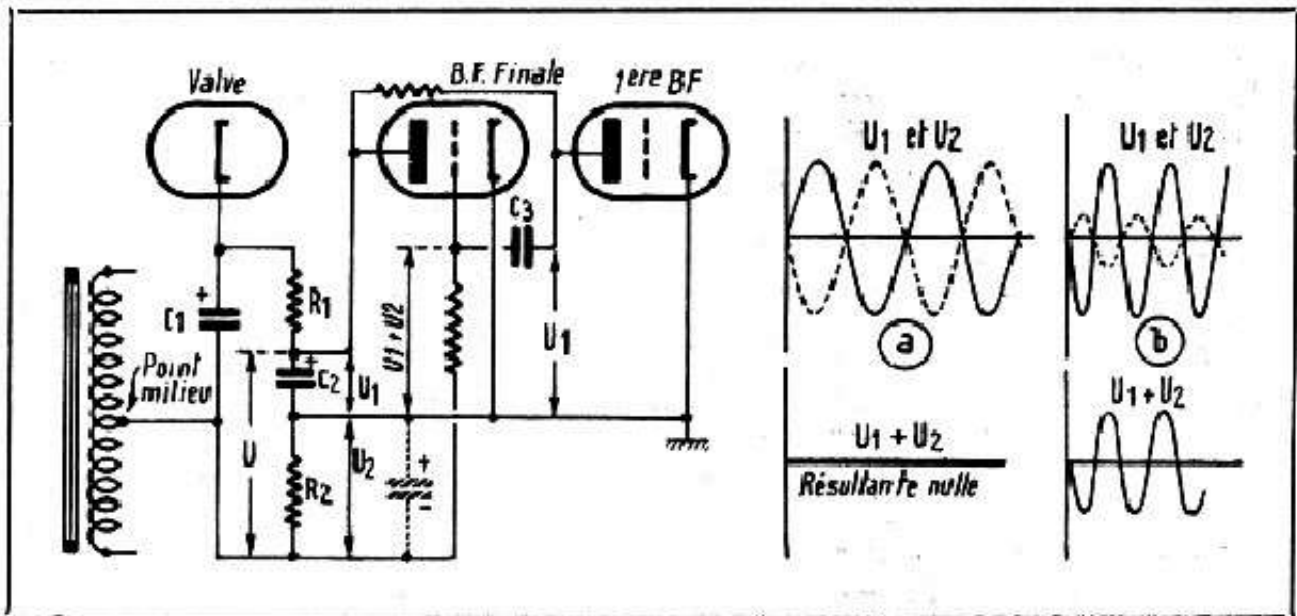


Fig. 14-3. — Répartition des différentes tensions de ronflement dans un montage où il existe une résistance dans le retour du « moins » H.T.

Fig. 14-4. — La résultante de la superposition de deux tensions alternatives opposées en phase peut être nulle ou non.

de la préamplificatrice, puis à la grille de la lampe finale, à travers le condensateur de liaison C_3 .

Les choses se compliquent un peu lorsque nous avons affaire à une alimentation où le point milieu du secondaire H.T. est réuni à la masse par une résistance (R_2 , fig. 14-3) dans le but de polariser négativement la grille de la B.F. finale, par exemple. Tout d'abord, la tension de ronflement à la sortie du filtre (U) est plus élevée que dans le cas précédent, à valeurs de R_1 et C_2 identiques, à cause de la présence de R_2 en série avec C_2 , mais par rapport au potentiel cathode-plaque d'une lampe rien ne change, puisque nous prélevons ce potentiel aux bornes de C_2 , où il existe un ronflement résiduel U_1 , inférieur à U . Reste à voir quelle peut être l'influence du ronflement U_2 existant aux bornes de R_2 .

Le schéma nous montre que U_2 se retrouve entre la grille et la cathode de la lampe finale, mais qu'en même temps U_1 y parvient par la voie normale : circuit H.T., plaque 1^{re} B.F. et C_3 .

Les deux ronflements U_1 et U_2 coexistent donc sur la grille de la B.F. finale, mais ce fait, loin d'aggraver le ronflement résultant, peut, au contraire, le diminuer fortement, pratiquement le faire disparaître.

En effet, les tensions U_1 et U_2 se trouvent être en opposition de phase, et nous savons que dans ce cas, leur résultante peut être nulle, si l'amplitude de U_1 est égale à celle de U_2 (fig. 14-4 a). Or, pour que cette dernière condition soit réalisée, il suffit que la résistance R_2 soit la moitié de l'impédance de la branche C_2-R_2 (fig. 14-3), ce qui a lieu, *grosso modo*, pour

$$R_2 = \frac{0,001}{C_2}$$

ou

$$C_2 = \frac{0,001}{R_2},$$

relations qui nous permettent de calculer rapidement l'une des grandeurs connaissant l'autre, en tenant compte de ce que C_2 est exprimé en *farad*.

Il faut noter cependant que les deux relations ci-dessus supposent des condensateurs théoriquement parfaits, ce qui n'est pas le cas dans la pratique, en particulier lorsqu'il s'agit de condensateurs électrochimiques, dont les pertes se traduisent par une résistance-série de l'ordre de 50 à 100 ohms.

Par conséquent, et pour en tenir compte, lorsque C_2 est un électrochimique, il convient de multiplier la valeur de C_2 trouvée par 3,5 environ et, inversement, diviser la valeur de R_2 par le même coefficient.

Si nous sommes très éloignés de cette relation, un ronflement peut apparaître soit par prédominance de U_1 soit par celle de U_2 . Par exemple, si C_2 est très élevé (capacité faible), et R_2 relativement grande, U_2 sera nettement plus élevée que U_1 , et leur superposition sur la grille de la lampe finale aura pour résultat un ronflement, inférieur à U_2 , mais largement supérieur à U_1 .

Cela nous explique certaines anomalies auxquelles il est arrivé à tout dépanneur de se heurter : on augmente la capacité du deuxième condensateur de filtrage, mais, surprise, le ronflement augmente aussi.

On remarquera également, sur le schéma de la figure 14-3, qu'il n'existe aucun condensateur entre le point milieu du secondaire H.T. et la masse contrairement à ce que l'on a l'habitude de voir et de faire : condensateur électrochimique type « polarisation », de 50 μF généralement (en pointillé, fig. 14-3).

Or, non seulement un tel condensateur est inutile dans un schéma de ce type, mais il est encore nuisible et provoque, généralement, un ronflement. La raison en est facile à comprendre et souligne, encore une fois, l'intérêt du dispositif.

En effet, puisque par un choix judicieux des valeurs R_2 et C_2 nous nous arrangeons de façon à avoir $U_1 = U_2$, il est clair que la compensation du ronflement se fera même si U_1 est relativement importante, c'est-à-dire, si le filtrage est mauvais, puisque, automatiquement, U_2 aura la même valeur. Cela nous permet d'envisager une cellule de filtrage R_1-C_2 constituée par une résistance R_1 de valeur assez faible, d'où l'avantage d'avoir une haute tension plus élevée après filtrage, ce qui est surtout intéressant dans les tous-courants.

Dans ces conditions, si nous branchons un condensateur tel que C_4 (en pointillé, fig. 14-3), qui se trouve, en fait, en parallèle sur R_2 , l'impédance de cette portion diminue, l'équilibre se trouve rompu, U_2 devient très faible et le récepteur commence à ronfler, puisque U_1 est élevée.

Les systèmes de compensation du ronflement, analogues au schéma de la figure 14-3, sont souvent utilisés par certaines marques connues, et nous en indiquons un, à titre d'exemple. Celui de la figure 14-5 appartient au récepteur *Philips*, type BF381A. Comme on le voit, le filtrage de la haute tension est assuré par une simple résistance de 1000 ohms, associée à un condensateur de 30 μF (C_2), la plaque de la lampe finale étant alimentée avant le filtrage.

Le redressement étant du type « biplaque », avec la tension avant le filtrage de 125 volts environ, le ronflement dans le circuit anodique de la lampe finale sera de l'ordre de 3,7 volts, ce qui ne peut occasionner qu'un ronflement négligeable.

Quant à celui occasionné par l'insuffisance du filtrage par R_1-C_2 , il est compensé par la tension alternative développée sur R_2 et qui est appliquée à la grille de la CBL6 sans aucun découplage. Il est à peu près certain que le fait de remplacer R_1 par une inductance ou celui d'augmenter la valeur de C_2 provoquerait, dans ce récepteur, un ronflement, à moins de découpler R_2 par un condensateur de forte valeur, simultanément.

Il existe également des schémas analogues à celui de la figure 14-3, mais où les deux condensateurs de filtrage C_1 et C_2 aboutissent au « moins » H.T. (point milieu du secondaire H.T., pour un récepteur « alternatif »).

Plusieurs cas peuvent se présenter suivant l'efficacité du filtrage et la façon dont la plaque de la lampe finale est branchée : avant ou après le filtre.

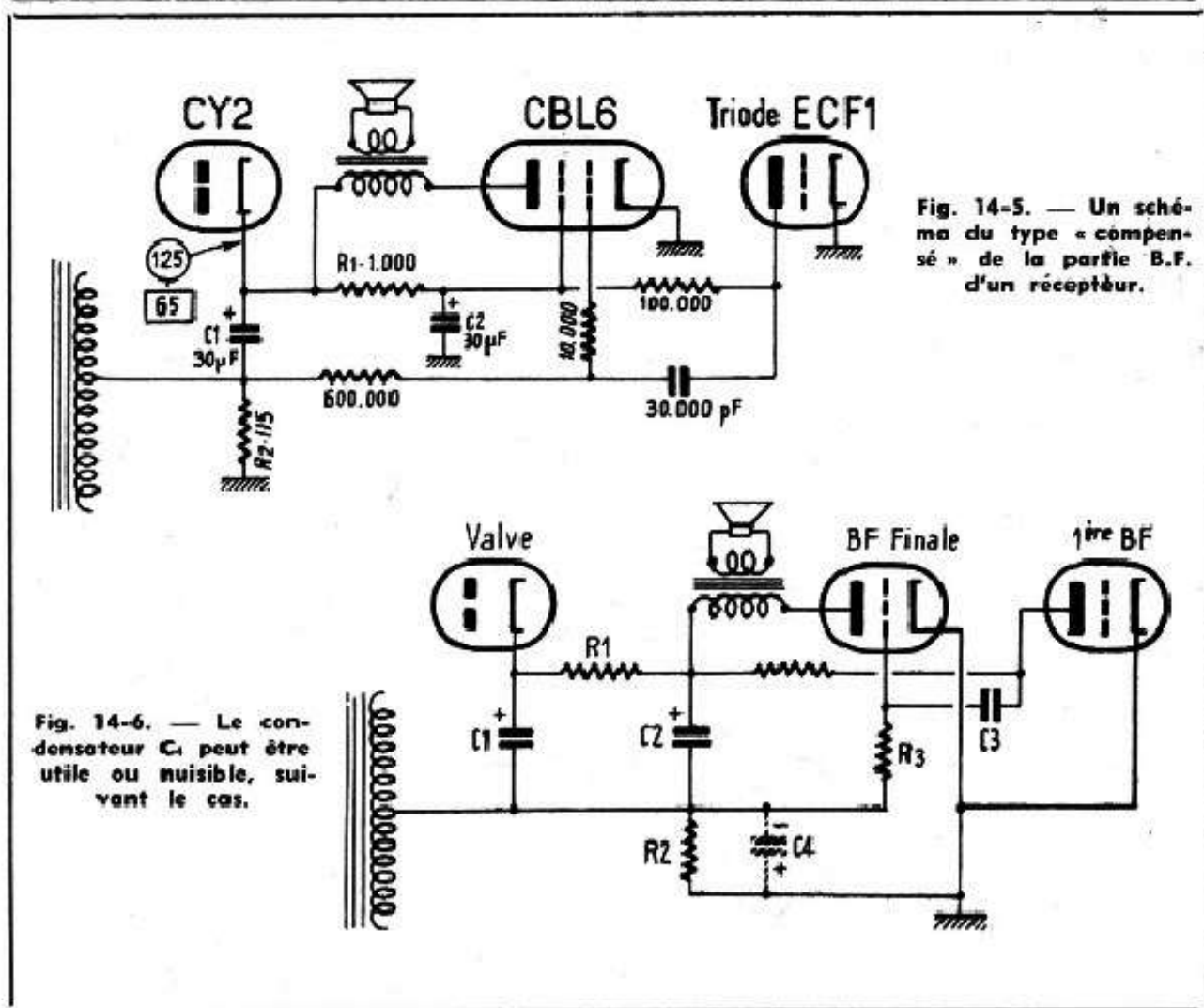


Fig. 14-5. — Un schéma du type « compensé » de la partie B.F. d'un récepteur.

Fig. 14-6. — Le condensateur C_1 peut être utile ou nuisible, suivant le cas.

a. — Si le schéma général est celui de la figure 14-6 (*plaque de la B.F. connectée après le filtrage*) et que l'efficacité de la cellule R_1-C_2 est suffisante, le circuit de polarisation de la lampe finale n'a pas besoin d'être découplé, car aucune composante alternative n'apparaît aux bornes de R_2 .

b. — Si la plaque de la B.F. finale est connectée avant filtrage, ce dernier étant poussé, une composante alternative risque d'apparaître aux bornes de R_2 , car cette résistance se trouve parcourue, eu particulier, par le courant cathodique de la lampe finale. Mais alors, la tension alternative correspondante, transmise à la grille de l'étage final à travers R_3 (fig. 14-6) se trouvera, comme dans les schémas précédents, en opposition de phase avec la tension de ronflement arrivant à la plaque. Or, pour compenser un ronflement existant à la plaque, il faut appliquer à la grille de la même lampe une tension en phase, d'amplitude convenable. Le ronflement donc se trouvera renforcé et pourra devenir gênant, entraînant la nécessité de shunter R_2 par un condensateur électrochimique de forte valeur, type polarisation (C_4 , en pointillé sur le schéma de la figure 14-6).

c. — Si la plaque de la lampe finale est connectée avant filtrage, que le condensateur C_4 existe et que le filtrage est peu efficace, nous pouvons, néanmoins, réussir à supprimer tout ronflement. Supposons un instant qu'il s'agisse d'un récepteur tous-courants, de conception identique à la figure 14-6 (la seule différence est que le « moins » H.T. est constitué par l'un des fils du secteur et non par le point milieu du secondaire H.T.), avec la H.T. avant filtrage de 110 volts et le débit total de 50 mA.

Les valeurs du filtre étant $C_1 = C_2 = 50 \mu F$ et $R_1 = 1000$ ohms, nous avons, environ

Ronflement avant filtrage	6,7 volts
Efficacité de filtre	16,7
Ronflement après filtrage	0,4 volt

Ce dernier, arrivant à la plaque de la 1^{re} B.F., se transmet par la liaison C_2-R_3 à la grille de la lampe finale et se trouve, évidemment, en phase avec le ronflement existant sur la plaque de cette lampe. Dans ces conditions, si l'amplitude du ronflement sur la grille est convenablement choisie, le ronflement de plaque se trouvera compensé.

Nous observons simplement deux choses. Tout d'abord, le ronflement à la grille de la lampe finale ne sera que de 0,2 à 0,3 volt, à cause de l'atténuation dans la liaison C_3-R_3 . Ensuite, pour la plupart des lampes finales du type CBL6, UL41, etc., une tension alternative de 0,3 à 0,2 volt appliquée à la grille fournirait une puissance de sortie de l'ordre de 15 mW, puissance correspondant sensiblement à celle fournie par la tension alternative de 6 à 7 volts existant dans le circuit plaque.

Nous pouvons envisager également des schémas de filtrage plus compliqués, comme, par exemple, ceux des figures 14-7 et 14-8, où il existe deux cellules de filtrage, côté « plus ».

Dans celui de la figure 14-7, la résistance R_2 (placée dans le « moins » H.T.) n'est parcourue que par la composante alternative de la deuxième cellule R_3-C_3 . En jouant sur les valeurs C_3 et R_2 nous pouvons faire en sorte que $U_1 = U_2$, ce qui supprime la nécessité d'avoir une cellule de découplage dans la grille de la B.F. finale.

Le schéma de la figure 14-8 ne peut donner de bons résultats que s'il existe une cellule de découplage dans le circuit grille de la B.F. finale. En effet, R_2 est parcourue par les composantes alternatives des deux cellules de filtrage et U_2 sera nettement plus élevée que U_1 , dans les conditions normales, lorsque C_3 a une valeur suffisante.

Il peut nous arriver de passer, sans le vouloir, du schéma 14-7 au schéma 14-8, en remplaçant, par exemple, les condensateurs C_2 et C_3 du premier par un condensateur double dont la masse commune sera reliée à la masse du châssis. Nous serons probablement surpris d'entendre un ronflement plus ou moins important.

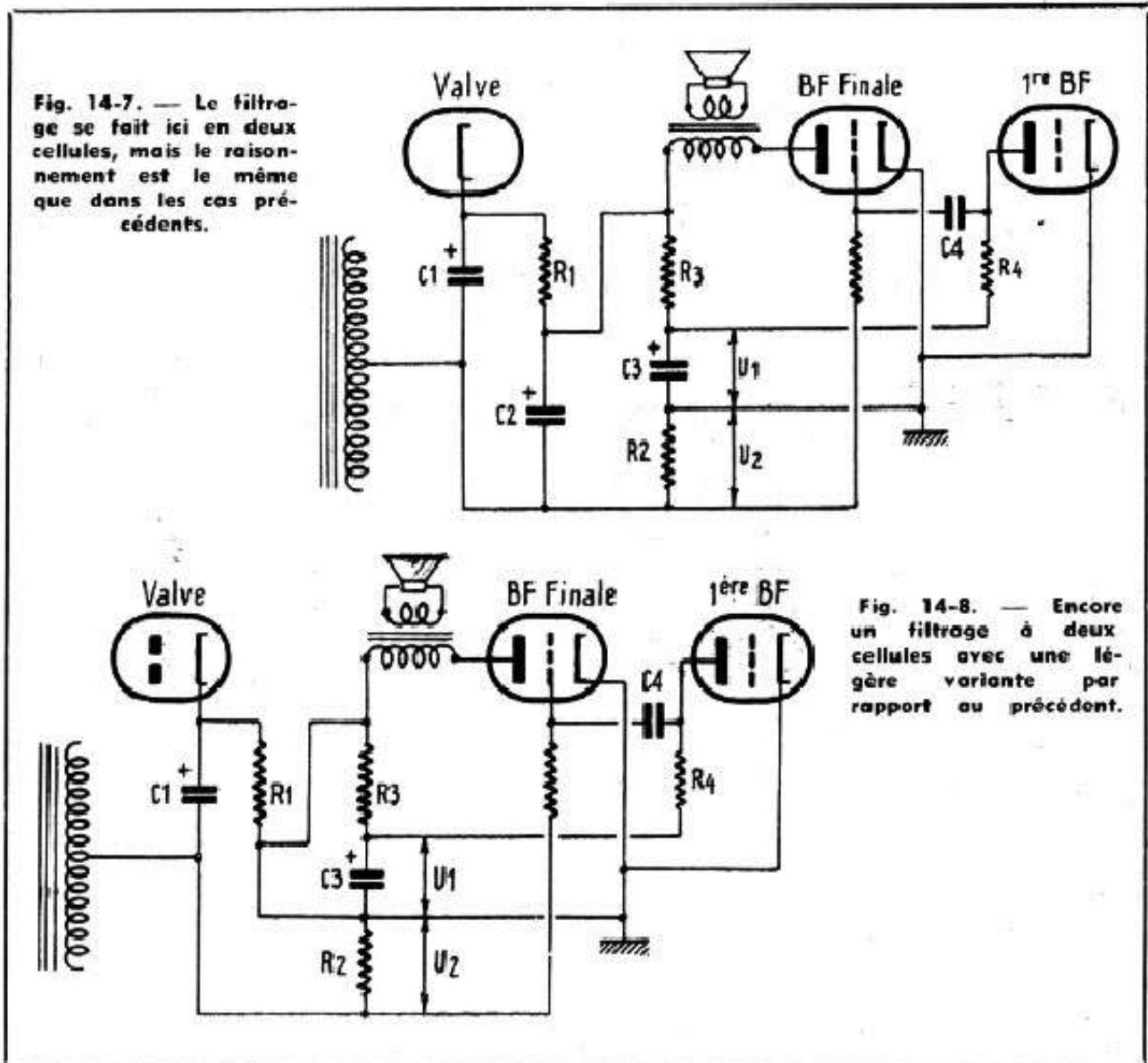
Comme on le voit par les quelques exemples ci-dessus, les variantes des circuits de filtrage et des dispositifs de compensation peuvent être innombrables, suivant l'imagination et l'esprit plus ou moins tortueux du constructeur.

On peut se demander, à juste titre, quel est l'avantage de ces dispositifs, car il est évident qu'un filtrage classique suffisamment poussé, les cathodes polarisées par des résistances séparées et le point du milieu du secondaire H.T. réuni à la masse, permettent de supprimer, à coup sûr, toute trace de ronflement. Plus on ajoute de capacité et mieux cela vaut.

L'idée directrice du constructeur qui se donne du mal à imaginer un schéma « compensé » reste, presque toujours, l'économie, car on arrive à mettre toutes les cathodes à la masse, à réduire au minimum les découplages des grilles et à filtrer uniquement par résistances et capacités. L'intérêt de ces dispositifs est surtout marqué lorsqu'il s'agit d'une production en grande série : l'économie réalisée, peu sensible sur un seul montage, se répète plusieurs dizaines de milliers de fois et arrive à faire des sommes considérables.

C'est pourquoi vous verrez surtout ce genre de schémas utilisés par des marques importantes.

Au point de vue du dépanneur, nous conseillons la plus grande prudence lorsqu'il s'agit de réparer un récepteur de ce genre, surtout si l'on a besoin de retoucher au système d'alimentation et de filtrage. Si vous avez le schéma du récepteur sous la main, étudiez attentivement les circuits correspondants et essayez de vous rendre



compte comment se fait la compensation, si compensation il y a. Si vous ne possédez aucun schéma, relevez-le, du moins en ce qui concerne l'alimentation et les deux dernières lampes.

Cela vous évitera des ronflements incompréhensibles et introuvables qui pourraient bien se manifester après un dépannage effectué « à la va vite » et sans réflexion.

LA PARTIE B. F. D'UN RÉCEPTEUR

Nous allons aborder maintenant la partie basse fréquence (B. F.) d'un récepteur, et, par extension, nous serons amenés à parler des amplificateurs B. F. en général, pour la reproduction des disques ou de la parole, puisque ces derniers constituent des ensembles complets, comprenant la partie B. F. et l'alimentation que nous connaissons déjà.

Mais avant de voir les détails, le principe, le fonctionnement, les pannes et les mesures, il nous semble utile de dire quelques mots sur le but poursuivi et répondre à la question que peuvent se poser certains débutants : « A quoi cela sert exactement ? »

Le but de l'amplificateur B. F.

Tout son ou tout ensemble complexe de sons, comme la parole et la musique, peut être transformé en courant alternatif à l'aide d'un appareil que tout le monde connaît, du moins de nom, le microphone, ou « micro ».

S'il s'agit de la radiodiffusion, le courant alternatif délivré par le microphone est incorporé, par des procédés spéciaux, à l'onde haute fréquence rayonnée par l'émetteur. Ainsi véhiculé, le son « électrique » parvient à l'antenne du récepteur où un dispositif appelé *détecteur* le débarrasse de la haute fréquence.

S'il s'agit d'un enregistrement sur disque, par exemple, le même microphone actionne un graveur qui laboure le disque et y trace des sillons. Un pick-up repassant par-dessus reconstitue le courant électrique qui a servi à les graver.

Enfin, s'il s'agit d'une transmission directe de son, le courant du microphone est utilisé tel quel, sans intermédiaire haute fréquence, ou mécanique d'aucune sorte.

Mais dans les trois cas ci-dessus, que ce soit à la sortie du détecteur, du pick-up ou du microphone directement, le courant alternatif, le « son électrique » est très, très faible, souvent insuffisant même pour obtenir une audition au casque. Pas question du haut-parleur, même à puissance réduite ! Que faut-il pour « faire du haut-parleur ? » La réponse est donnée par le principe même de ce dernier, qui est un transformateur courant-son. Or, pour produire un son quelconque, il faut ébranler l'air ambiant et d'autant plus violemment que le son est plus fort, travail qui incombe à la membrane du haut-parleur, qui vibre d'autant plus énergiquement que la puissance électrique mise en jeu pour obtenir son déplacement est plus considérable.

Il nous faut donc de la puissance, c'est-à-dire des watts, c'est-à-dire des courants relativement intenses dans des circuits à résistance faible ou, du moins, peu élevée.

On applique alors la tension alternative, très faible, fournie par le « micro », le détecteur ou le pick-up à un ensemble amplificateur, comportant une ou plusieurs

lampes et des circuits de liaison, qui élève cette tension à un niveau désiré, généralement plusieurs volts, et la transmet à ce qu'on appelle l'étage final de puissance, qui traduit les variations de tension en variations de courant, et fournit la puissance nécessaire au haut-parleur.

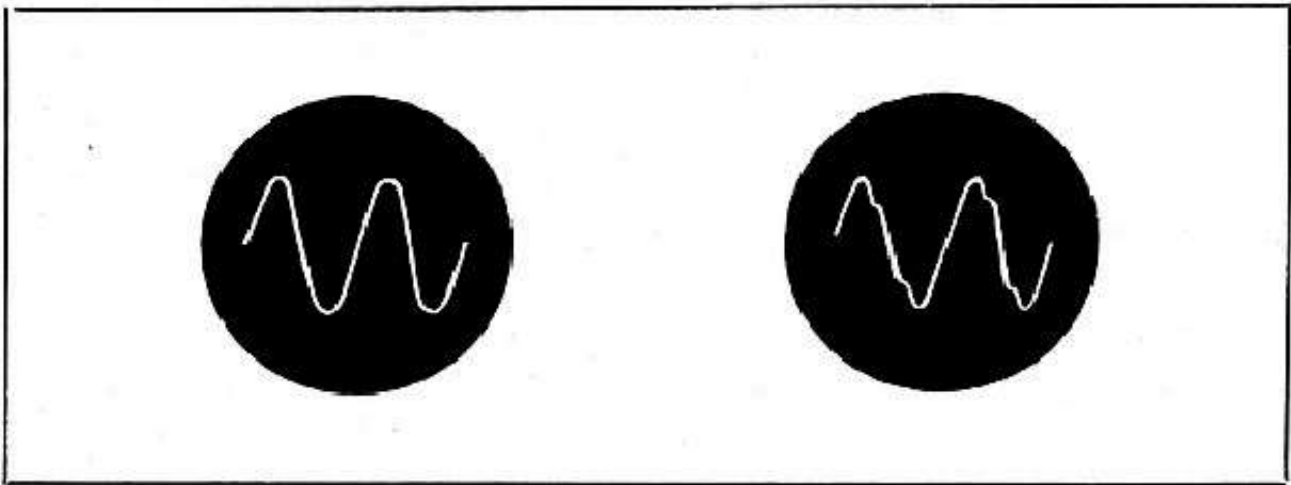


Fig. 15-1. — Voici comment se présente une sinusoïde pure vue à l'oscilloscope.

Fig. 15-2. — Déformation d'une sinusoïde par la présence de différentes harmoniques.

Fréquence et forme des courants B. F.

Jusqu'à présent, dans nos ensembles d'alimentation, nous avons eu affaire à des courants alternatifs à fréquence « industrielle » : 25 ou 50 hertz.

Le son, dans sa forme « électrique », occupe toute une bande continue de fréquences, dites acoustiques, s'étendant, approximativement, de 20 hertz à 15 000 hertz, et correspondant aux limites de la perception auditive humaine.

Chacun sait que les fréquences basses correspondent aux sons dits graves et les fréquences élevées aux sons « aigus », la voix humaine et les instruments de musique se situant, chacun, dans une portion du registre sonore, suivant sa nature, son genre, etc.

Pour fixer les idées, voici quelques données sur les fréquences propres de certains instruments et sur l'étendue de la voix humaine :

Orgue d'église	16 à 2070	hertz
Piano	27 à 3500	»
Violon	194 à 3100	»
Petite flûte	517 à 4640	»
Voix d'homme	80 à 490	»
Voix de femme	190 à 1200	»

En ce qui concerne la forme, telle que nous pouvons l'observer sur l'écran d'un oscilloscope, la sinusoïde pure (fig. 15-1) n'existe pour ainsi dire pas, même lorsqu'il s'agit d'un son pur (une seule note) produit par un instrument quelconque, et à plus forte raison lorsqu'il s'agit d'un ensemble complexe de sons, d'un morceau de musique, par exemple.

Nous nous heurtons ici au problème infiniment compliqué du *timbre* et des *harmoniques* qui le déterminent. En effet, si l'on ne considère que la fréquence d'un son, il faut admettre que rien ne doit distinguer le son d'un piano de celui d'un clavecin, par exemple, et que toutes les voix humaines doivent se ressembler, ce qui est manifestement ridicule.

Il y a donc autre chose dans un son que sa fréquence propre, et cette autre chose est le pourcentage de certaines harmoniques, pourcentage essentiellement variable d'un instrument et d'un individu à l'autre.

Les harmoniques d'une fréquence sont des fréquences supérieures, multiples entiers de la fréquence donnée, appelée fondamentale. C'est ainsi que, pour une fréquence fondamentale de 150 hertz, la deuxième harmonique sera $2 \times 150 = 300$ hertz, la troisième : $3 \times 150 = 450$ hertz, la cinquième : $5 \times 150 = 750$ hertz, et ainsi de suite.

Si nous ajoutons maintenant que les harmoniques diverses se manifestent dans la musique et la parole jusqu'à la limite de l'audible, c'est-à-dire environ 15 000 hertz, et même au delà, tandis que les fondamentales ne dépassent guère 5000 hertz, nous entrevoyons déjà la nécessité de transmettre correctement une bande très étendue de fréquences B. F. si nous voulons obtenir une reproduction de haute qualité musicale. Première difficulté, dont nous reparlerons plus loin.

Mais il y a plus grave. Un amplificateur B. F. mal conçu est parfaitement capable

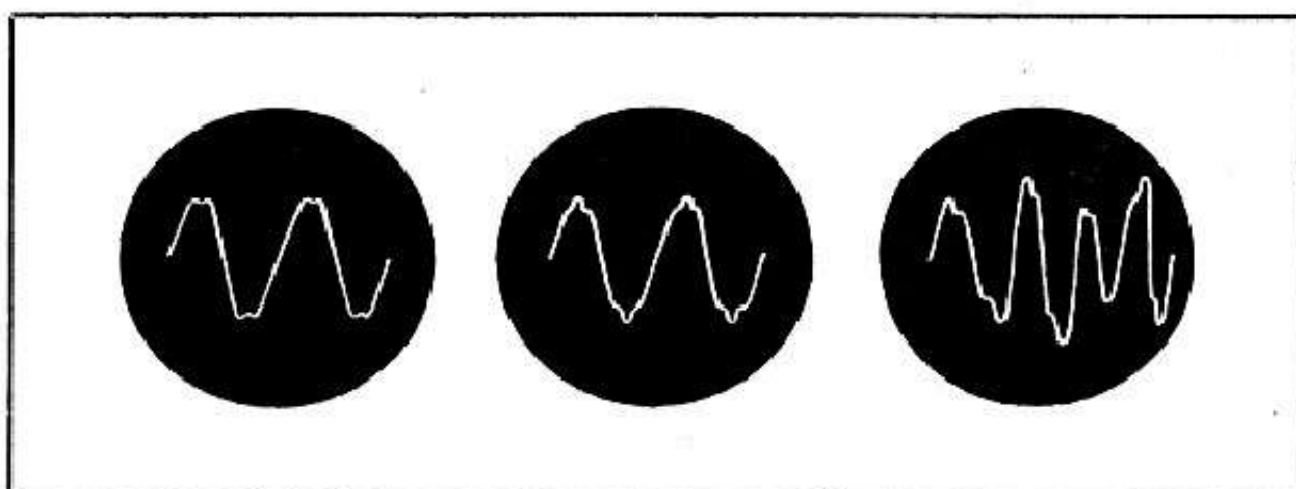


Fig. 15-3 et 15-4. — Déformation d'une sinusoïde par la présence de différentes harmoniques.

Fig. 15-5. — Une oscillation complexe (musique ou parole) vue à l'oscilloscope.

de « fabriquer » des harmoniques indésirables et, par là, altérer le timbre de certains instruments et de certaines voix. Phénomène bien connu et propre à des récepteurs de qualité médiocre, déformant jusqu'à le rendre méconnaissable le son du piano, en particulier.

Observée à l'oscilloscope, la présence d'harmoniques se manifeste par la déformation de la sinusoïde, déformation dont le sens dépend du rang de l'harmonique prédominante et aussi du déphasage toujours possible entre l'harmonique en question et la fondamentale. Les figures 15-2, 15-3 et 15-4 montrent quelques aspects d'une sinusoïde déformée par la présence de différentes harmoniques, l'importance de la déformation étant volontairement exagérée.

La figure 15-5 nous donne une idée sur ce que représente un morceau de musique vu à l'oscilloscope.

Vue d'ensemble.

Dans sa forme la plus simple, la partie B. F. d'un récepteur, ou un amplificateur B. F., se présente suivant le schéma de la figure 15-6, l'alimentation pouvant être du type alternatif (haute tension de l'ordre de 250 volts) ou tous-courants (haute tension de 100 volts environ). Nous y voyons, successivement :

Le potentiomètre R_1 , habituellement de 500 000 ohms à 1 M Ω avec ou sans interrupteur, et dont le rôle est de doser la tension alternative appliquée à la grille de la première lampe L_1 , et, par conséquent, la puissance sonore de l'amplificateur ;

La lampe L_1 , première lampe de l'amplificateur, dite souvent *préamplificatrice B. F.* Celle qui est représentée sur le schéma est du type triode, mais très souvent on utilise, pour cette fonction, une pentode, auquel cas nous y ajoutons les circuits en pointillé. Les lampes le plus souvent employées sont :

Triodes : 6C5, 6J5, EBC41, EBC81, ECC40, ECC81, ECC82, ECC83, 6O7, 6AT6, 6AV6.

Pentodes : EF6, EF9, EF41, 6J7, 6SJ7, 6M7, EF40, EF86, 6AU6 ;

La résistance de polarisation R_2 intercalée entre la cathode de la lampe et la masse et shuntée par un condensateur électrochimique C_1 . Ordre de grandeur :

$R_2 = 1000$ à 5000 ohms ;

$C_1 = 10$ à 25 μ F.

La résistance R_3 , placée entre la plaque de L_1 et la haute tension, est appelée *résistance de charge*. Sa valeur est généralement de 50 000 à 100 000 ohms pour les triodes et de 100 000 à 500 000 ohms pour les pentodes ;

Le condensateur de liaison, C_2 , vers la grille de la lampe finale L_2 , dont la valeur est le plus souvent de 10 000 à 50 000 pF (0,01 à 0,05 μ F) et qui est complété par la résistance R_4 , dite de fuite de grille, habituellement de 250 000 à 500 000 ohms.

L'ensemble R_3 - C_2 - R_4 constitue ce qu'on appelle la *liaison par résistances-capacité*, que nous rencontrons le plus souvent dans nos schémas ;

Vient ensuite la *lampe finale* L_2 , qui est presque toujours, du type pentode ou tétrade : EL41, EL3N, EL84, 6V6, 6F6, 6L6, 6AQ5, CBL6, UL41, 25L6, 50B5, etc., polarisée, comme la L_1 , par la résistance R_5 (150 à 500 ohms) shuntée par un condensateur électrochimique C_4 (25 à 50 μ F).

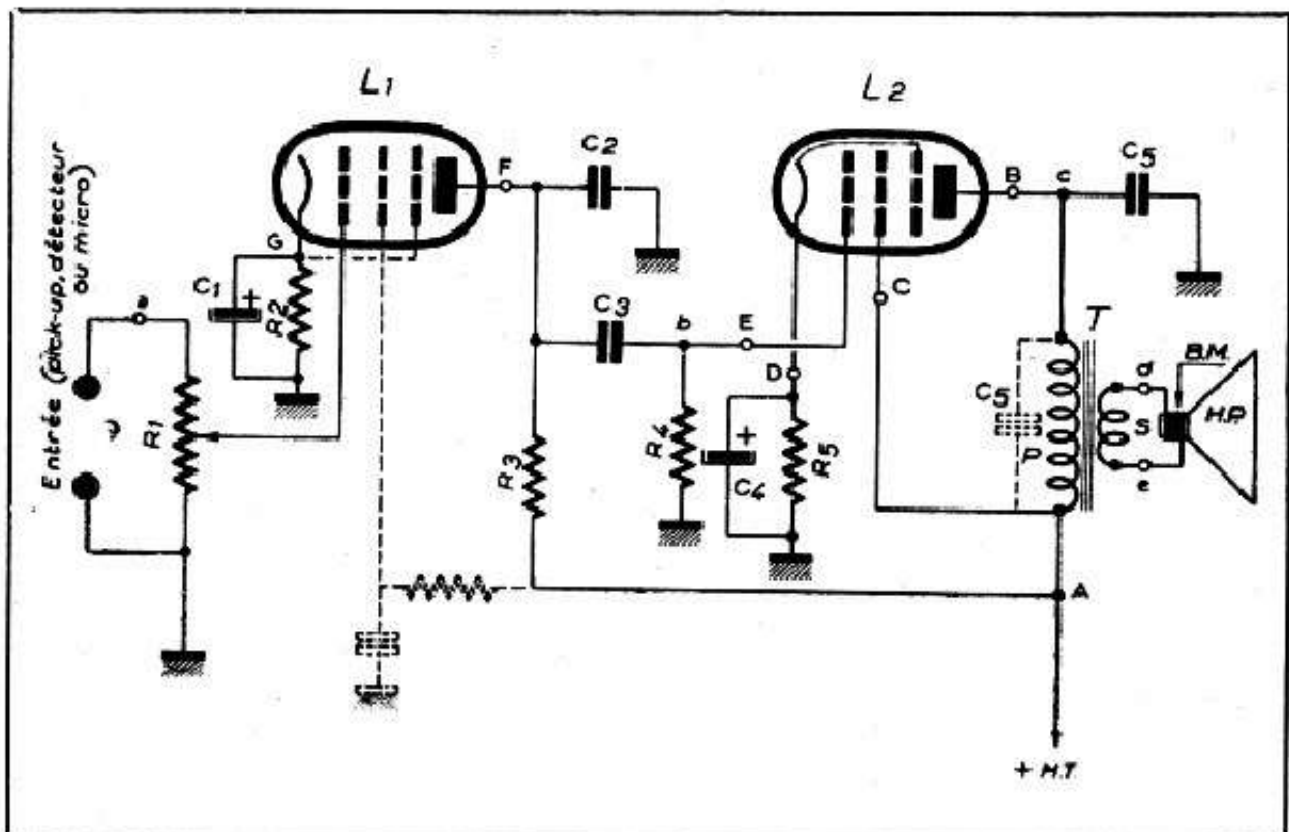


Fig. 15-6. — Schéma classique de la partie B.F. d'un récepteur ou celui d'un amplificateur simple.

Les condensateurs C_2 et C_3 , placés entre la plaque de chaque lampe et la masse, ne sont pas indispensables pour le fonctionnement de l'amplificateur, mais souvent nécessaires pour éviter certains accrochages, sifflements, etc. Leur valeur est généralement de 250 à 500 pF pour C_2 et de 2000 à 10 000 pF pour C_3 . Ce dernier condensateur est quelquefois placé en shunt sur le primaire du transformateur de sortie, comme le montre le pointillé.

Le transformateur de sortie T, dont le primaire P est intercalé dans le circuit anodique de la lampe finale, permet d'adapter l'impédance de charge de cette lampe à l'impédance de la bobine mobile (B.M.). Nous verrons plus loin le mécanisme et la réalisation pratique de cette adaptation.

Enfin, la membrane du haut-parleur (H.P.) solidaire de la bobine mobile, assure la reproduction du son.

L'écran de la lampe finale est presque toujours réuni directement à la haute tension.

Quelles sont les tensions continues que nous pouvons mesurer aux différents points d'un tel amplificateur, en fonctionnement normal? Tout dépend évidemment de la haute tension dont nous disposons à la sortie de notre alimentation, c'est-à-dire au point A: 250 volts environ sur alternatif; 100 à 110 volts dans le cas d'un tous-courants.

Toujours est-il qu'en B, c'est-à-dire sur l'anode de la lampe finale, nous devons trouver la même tension qu'en A moins 10 à 15 volts, perdus par chute de tension dans le primaire P.

La tension en C (écran de la lampe finale) est évidemment la même qu'en A.

En D (cathode de la lampe finale), la tension dépend du type de la lampe L_2 , mais sa valeur reste faible et comprise, presque toujours, entre 6 et 15 volts.

En E (grille de la lampe finale), il ne doit pas y avoir la moindre tension continue. C'est la condition nécessaire d'un fonctionnement correct.

En F (anode de la préamplificatrice B.F.) la tension est, le plus souvent, de 50 à 100 volts et correspond à la tension en A moins la chute de tension dans la résistance R_3 .

En G (cathode de L_1) la tension est toujours très faible: 1 à 3 volts.

Enfin, en H (écran de L_1 , si cette dernière lampe est une pentode) nous trouverons généralement une tension du même ordre de grandeur qu'en F ou inférieure.

Toutes ces tensions doivent être mesurées entre les points indiqués et la masse à l'aide d'un voltmètre à grande résistance interne.

Au point de vue des tensions alternatives B.F., nous avons vu plus haut qu'on applique à l'entrée de l'amplificateur (entre *a* et la masse, fig. 15-6) une tension très faible, de l'ordre de 0,01 à 0,25 volt. L'étage préamplificateur nous assure une amplification (on dit aussi *gain*) de 10 à 40 s'il s'agit d'une triode et de 30 à 80 pour une pentode.

Par conséquent, nous trouverons, à la grille de la lampe finale, en *b*, une tension B.F. nettement supérieure, de 10 à 80 fois plus élevée qu'en *a*.

En *c*, la tension B.F. est encore plus élevée, environ 10 à 20 fois plus grande qu'en *b*, mais, par contre, aux bornes de la bobine mobile (en *d - e*) elle redevient faible (2 à 5 volts), le transformateur T étant du type abaisseur.

A noter que les tensions B.F. aux points indiqués ne peuvent être mesurées qu'à l'aide d'un voltmètre électronique. À la rigueur, nous pouvons utiliser un voltmètre alternatif à résistance propre suffisamment élevée pour effectuer les mesures en *c* et en *d - e*.

D'autre part, le rapport des tensions B.F. en *b*, *c* et *d - e* par comparaison avec celle en *a* varie suivant la fréquence. Autrement dit, l'amplification, le gain, n'est pas la même pour toutes les fréquences. En général, lorsqu'aucun dispositif de correction n'est employé, elle est maximale vers 400-800 hertz et tombe de part et d'autre.

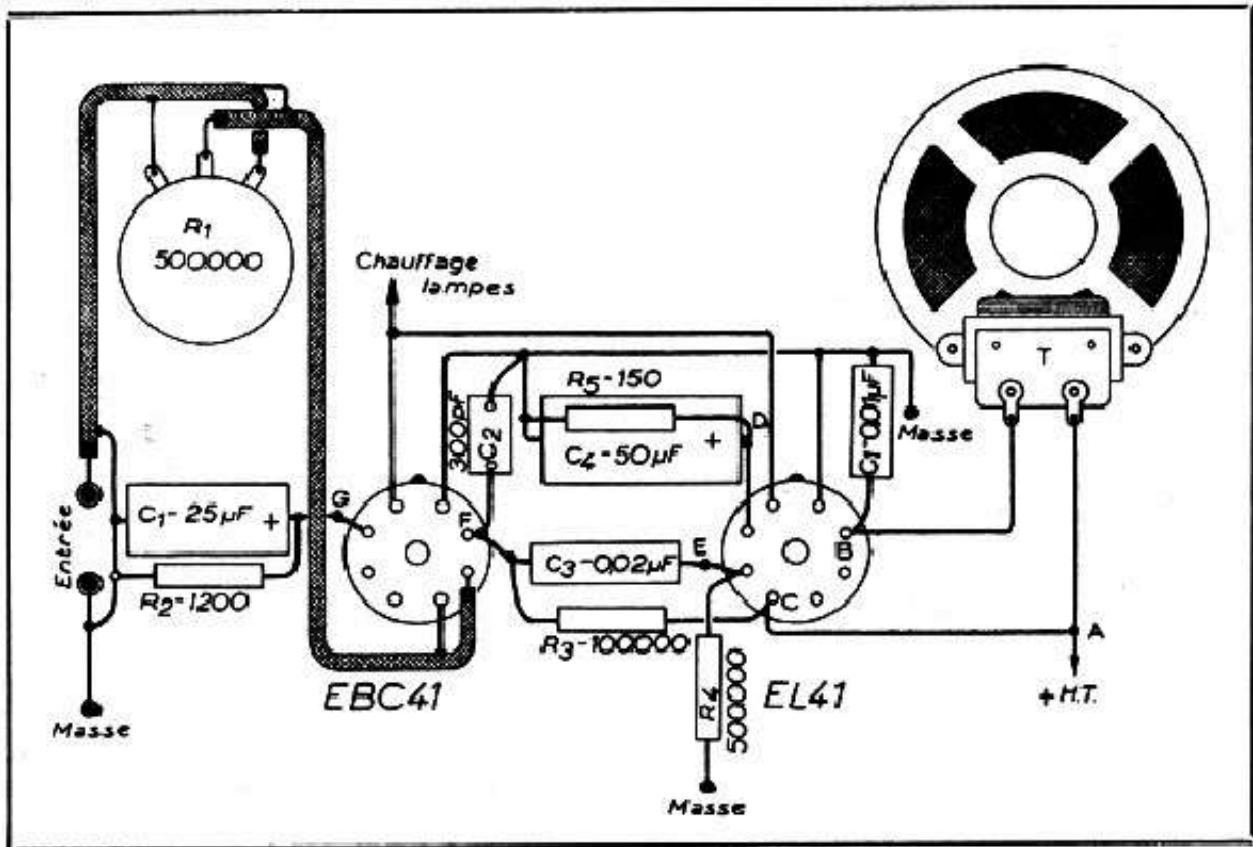


Fig. 15-7. — Disposition réelle des connexions et des pièces du schéma de la figure 15-6.

Les fréquences inférieures à 100 hertz et supérieures à 5000-6000 hertz sont passablement sacrifiées.

Disposition pratique. Erreurs à éviter.

La disposition des différentes pièces et des connexions dans un amplificateur B.F. simple, sans être aussi critique et délicate que celle de la partie M.F. et H.F. d'un récepteur, demande cependant un certain nombre de précautions élémentaires, faute de quoi nous risquons d'aller au devant de ronflements, sifflements, accrochages, etc.

La figure 15-7 nous montre le plan de câblage d'un amplificateur analogue à celui du schéma de la figure 15-6, et réalisé avec des lampes EBC41 et EL41. L'emploi de toutes autres lampes parmi celles que nous avons indiquées donnerait un câblage tout à fait semblable.

Voici quelques remarques à formuler au sujet de ce montage et qui s'appliquent à tous les montages du même genre.

1. — La liaison entre le potentiomètre R_1 et l'entrée d'une part, entre la grille de la EBC41 et le potentiomètre d'autre part, se fera en fil blindé dont la gaine métallique sera réunie à la masse, sauf dans le cas où ces connexions sont vraiment très courtes, inférieures à 4-5 cm par exemple.

2. — Les deux supports seront orientés de telle façon, autant que possible, que la plaque de la EBC41 « regarde » la grille de la EL41, afin de rendre la liaison (condensateur C_3) le plus courte possible.

3. — Les condensateurs C_2 et C_3 , surtout ce dernier, seront placés entre la plaque correspondante et la masse suivant le trajet le plus court. En particulier, lorsque C_3 est fixé entre la plaque et la haute tension (en pointillé sur le schéma de la figure 15-6), il

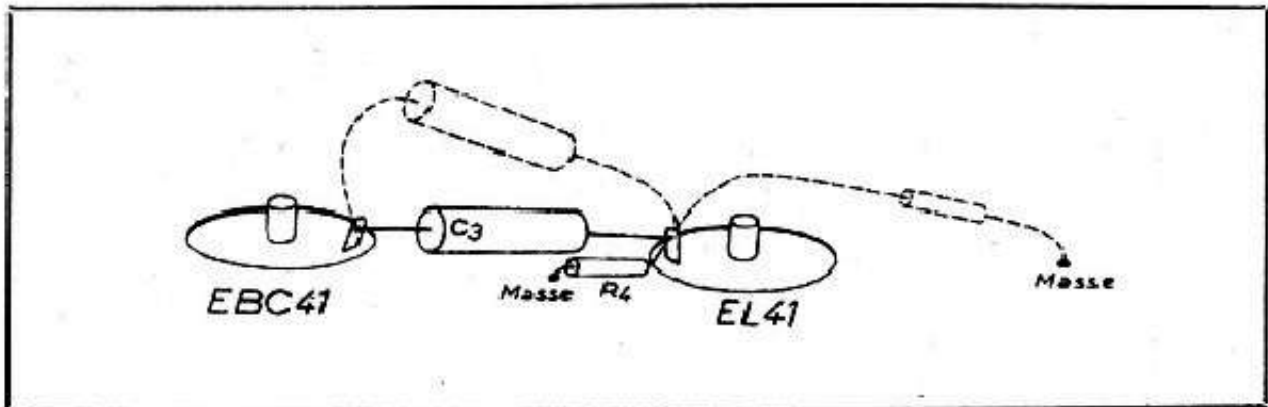


Fig. 15-8. — On adoptera toujours le chemin le plus court pour poser les connexions, les différents éléments de liaison et les résistances de fuite.

n'est pas indiqué de le souder aux bornes du primaire du transformateur T, mais plutôt entre les points B et C du support de la lampe. Cela est surtout vrai lorsque les fils de liaison entre la EL41 et le haut-parleur sont assez longs : 20 à 30 cm ou plus.

4. — La polarité des condensateurs électrochimiques C_1 et C_4 doit être observée : le + placé toujours côté cathode.

5. — D'une façon générale, toutes les résistances et tous les condensateurs seront fixés sans longueurs de fil inutiles. Ainsi, la figure 15-8 nous montre une bonne disposition du condensateur C_3 et de la résistance de fuite R_4 , le pointillé indiquant ce qu'il ne faut pas faire et ce que l'on voit, malheureusement, trop souvent dans certaines réalisations d'amateurs et même de « professionnels ».

CONDENSATEURS ELECTROCHIMIQUES BASSE TENSION CONDENSATEURS AU PAPIER ET AU MICA

Parmi les éléments du schéma de la figure 15-6, certains nous sont déjà familiers (résistances et, en partie, les condensateurs électrochimiques), tandis que d'autres demandent quelques éclaircissements. Ce sont :

- les condensateurs au papier et au mica ;
- les potentiomètres ;
- les haut-parleurs et leurs transformateurs ;
- les lampes utilisées en B. F.

Nous allons donc les passer en revue successivement, toujours dans le même esprit que précédemment, c'est-à-dire en donnant en dehors de toute considération théorique, des renseignements pratiques sur leur utilisation, leurs caractéristiques et leurs pannes.

Les condensateurs électrochimiques B. T.

On les appelle B. T. (basse tension) ou « de polarisation » parce que leur tension de service est presque toujours de 10 à 50 volts et qu'ils sont utilisés surtout dans les circuits de polarisation.

Comme aspect extérieur, ils ressemblent aux condensateurs haute tension que nous avons utilisés dans nos circuits de filtrage : tube en carton bakélinisé avec fils de sortie (ou cosses) et indication du pôle « plus » de la capacité en microfarads et de la tension de service (fig. 16-1).

Leurs propriétés, en particulier au point de vue du courant de fuite, sont les mêmes toutes proportions gardées.

Il faut signaler que le développement de la technique des transistors a déterminé l'apparition sur le marché de condensateurs électrochimiques miniatures, prévus pour une tension de service se situant entre 3 et 12 V le plus souvent. Pour donner une idée sur les dimensions de ces condensateurs, signalons, par exemple, qu'un 100 μF - 3 V mesure 9 mm de diamètre et 18 mm de long, et qu'un 100 μF - 9/12 V est à peine plus encombrant : 9,5 \times 21 mm.

Les condensateurs au papier et au mica.

Les premiers se présentent presque toujours sous forme de cylindres en carton bakélinisé ou en verre (ce qui est préférable), fermés à chaque extrémité avec de la cire spéciale ou du brai, et munis de deux fils, tout comme le condensateur de la figure 16-1.

Quelquefois, nous pouvons rencontrer des « blocs », tel que celui de la figure 16-2, qui peuvent contenir un ou plusieurs condensateurs.

Les seconds, toujours beaucoup plus petits, sont généralement plats (fig. 16-3).

Les condensateurs au papier et au mica sont marqués, tout comme les électrochimiques, en micro-microfarads, en picofarads, en nanofarads, et, quelquefois, en centimètres.

Il est utile de connaître la correspondance entre ces différentes unités et nous la donnons dans le tableau (16-1).

Tableau 16-1

Microfarads (μF)	Micro-microfarads ($\mu\mu\text{F}$)	Picofarads (pF)	Nanofarads (nF)	Centimètres (cm)
1	1 000 000	1 000 000	1 000	900 000
0,5	500 000	500 000	500	450 000
0,25	250 000	250 000	250	225 000
0,1	100 000	100 000	100	90 000
0,05	50 000	50 000	50	45 000
0,02	20 000	20 000	20	18 000
0,01	10 000	10 000	10	9 000
0,005	5 000	5 000	5	4 500
0,001	1 000	1 000	1	900
0,0005	500	500		450
0,0001	100	100		90
0,00005	50	50		45

On voit par là que le *centimètre* est légèrement plus grand que le *picofarad* : 1000 cm = 1110 pF. Dans la pratique on peut, sans inconvénient, confondre ces deux grandeurs, sauf, bien entendu, lorsqu'il s'agit de condensateurs de précision.

Le plus souvent, les condensateurs au papier sont marqués en microfarads (ou fraction) pour les valeurs égales ou supérieures à 0,1 μF et en picofarads pour les valeurs inférieures à 0,1 μF .

Les condensateurs au mica, dont la valeur, dans l'usage courant, dépasse rarement 1000-2000 pF, sont toujours marqués en pF ou $\mu\mu\text{F}$.

On rencontre aussi des condensateurs au mica marqués en *Color Code*, dont il existe trois variantes (fig. 16-4).

Dans la première, à trois points coloriés (fig. 16-4 a), la lecture se fait de gauche à droite, dans l'ordre des lettres. La signification des couleurs est exactement la même que pour les résistances, la capacité étant exprimée en $\mu\mu\text{F}$, c'est-à-dire en pF.

Par exemple, si nous avons un condensateur

A - vert ; B - noir ; C - marron

Nous lisons :

A - 5 ;

B (correspond à l'extrémité d'une résistance) - 0 ;

C (correspond au point d'une résistance) - 0.

Soit 500 $\mu\mu\text{F}$.

Nous vérifierons facilement, à titre d'exercice, que

A, marron ; B, noir ; C, rouge = 1000 pF.

A, orange ; B, vert ; C, marron = 350 pF.

Etc., etc.

La deuxième variante, celle de la figure 16-4 b, a pratiquement remplacé la première. Il s'agit ici de six points coloriés, disposés en deux rangées et que nous désignerons par A. B. C. D. E. et F. La lecture se fait dans l'ordre des lettres ci-dessus.

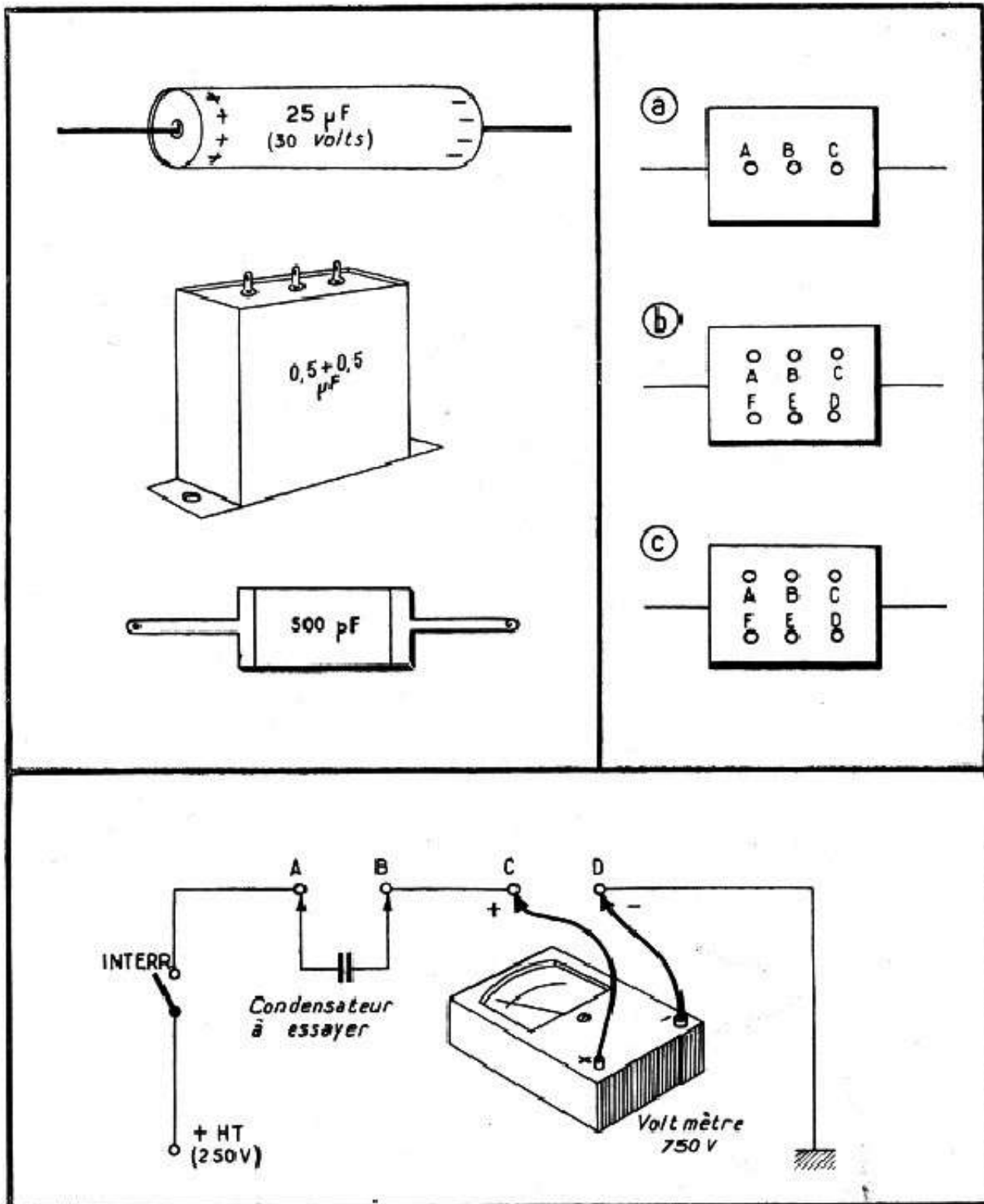


Fig. 16-1, 16-2 et 16-3 (en haut à gauche). — Différents aspects de condensateurs électrochimiques (de polarisation), ou papier (en boîtier métallique) et au mica.

Fig. 16-4 (en haut à droite). — Marquage en color code des condensateurs au mica.

Fig. 16-5 (ci-dessus). — Mesure du courant de fuite d'un condensateur au papier.

Les points A, B, C se lisent exactement comme pour la variante *a* avec cette restriction que le point C noir signifie « zéro ». Puis au nombre ainsi obtenu on ajoute un certain nombre de zéros, suivant la couleur du point D, et toujours d'après le *Color Code* normal :

Noir	rien
Marron	0
Rouge	00
Orange	000
etc., etc.	

La couleur du point E nous donne la tolérance en pour cent de la valeur du condensateur, toujours suivant le même code :

Marron	1 %
Rouge	2 %
Orange	3 %
etc., etc.	

De plus, le point E peut être également

Or	tolérance \pm 5 %
Argent	tolérance \pm 10 %
Sans couleur	tolérance \pm 20 %

Enfin, le point F détermine la tension d'essai en volts, suivant le code suivant :

Or	1000 volts
Argent	2000 volts
Sans couleur	500 volts

Voici quelques exemples :

A	B	C	D	E	F	
rouge	vert	marron	marron	or	sons couleur	2500 pF, \pm 5 %, 500 volts
marron	noir	noir	noir	argent	or	100 pF, \pm 10 %, 1000 volts

Enfin, la troisième variante, celle de la figure 16-4 *c*, s'applique plus spécialement aux condensateurs du type « professionnel ». Dans ces condensateurs, le point A désigne le genre de condensateur :

Noir	mica ;
Argent	papier.

Les points B et C nous donnent, par leur couleur, les deux premiers chiffres de la valeur (en $\mu\mu\text{F}$), suivant le *Color Code* normal : noir - 0 ; marron - 1 ; rouge - 2 ; orange - 3 ; etc.

Le point D a la même signification que pour la variante *b* : nombre de zéros à ajouter.

Le point E désigne la tolérance en pour cent, suivant le même code que pour la variante *b*, le point noir signifiant cependant la tolérance de \pm 20 %.

Enfin, le point F, définit les conditions de température d'après le code suivant :

Rouge : Température de fonctionnement — 200° à + 200°. Variation maximale de capacité 0,5 %.

Orange : Température de fonctionnement — 100° à + 100°. Variation maximale de capacité, 0,2 %.

Jaune : Température de fonctionnement 0 à + 100°. Variation maximale de capacité, 0,05 %.

Vert : Température de fonctionnement 0 à + 50°. Variation maximale de capacité, 0,025 %.

Bleu : Température de fonctionnement 0 à — 50°. Variation maximale de capacité, 0,025 %.

Isolément et sa vérification.

Les condensateurs au papier et au mica livrés couramment sont soit du type « 1500 volts », soit du type « 750 volts », chiffres qui désignent la tension d'essai et non celle de service.

Il est prudent de ne jamais les faire travailler à plus du cinquième de la tension d'isolément (tension d'essai), surtout lorsqu'il s'agit de tensions alternatives.

Toutes les fois que la tension de service atteint ou dépasse ces chiffres, il vaut mieux utiliser des condensateurs essayés sous 2500 ou 3000 volts, livrés par certaines maisons.

Un isolément insuffisant se manifeste pour un condensateur au papier (ou au mica) par un courant de fuite, absolument anormal, contrairement à ce que nous avons vu pour les électrochimiques.

En effet, le rôle d'un condensateur, qu'il soit placé en découplage ou en liaison, est de s'opposer au passage du courant continu. Un condensateur qui laisse passer un courant, même infime, de l'ordre du microampère, cesse d'être une capacité parfaite et devient une résistance plus ou moins élevée, ce qui peut présenter de graves inconvénients surtout lorsque ce condensateur assure une liaison plaque-grille entre deux étages, comme par exemple C_3 de la figure 15-6.

Le moyen le plus simple de déceler la moindre fuite d'un condensateur consiste à utiliser la haute tension 250 volts d'un récepteur quelconque et un contrôleur universel sur la sensibilité 750 volts continu, en réalisant le montage de la figure 16-5.

Ce dernier peut faire l'objet, d'ailleurs, d'un petit appareil indépendant muni de deux connexions souples, terminées par une pince « crocodile », que l'on branchera d'une part à la H. T., et d'autre part, à la masse d'un récepteur quelconque.

L'essai consiste à brancher correctement le voltmètre et le condensateur à vérifier, à fermer l'interrupteur et à noter la déviation du voltmètre, d'autant plus prononcée que le courant de fuite est plus élevé.

Cette déviation sera également différente suivant le type du voltmètre utilisé, c'est-à-dire suivant sa résistance propre. Le tableau (16-2) nous donne la résistance d'isolément approximative du condensateur pour une tension d'alimentation de 250 volts et des différents types de voltmètres. Le résultat est sensiblement le même pour une tension d'alimentation de 240 ou de 260 volts. Peu importe d'ailleurs la valeur exacte de la résistance d'isolément, puisque, dans la pratique, tout condensateur dont la résistance est inférieure à 25-30 $M\Omega$ doit être considéré comme mauvais, même pour le découplage. Quant aux condensateurs de liaison plaque-grille, leur résistance doit être de l'ordre de 400 à 500 $M\Omega$ au moins pour qu'ils puissent être utilisés correctement.

C'est pourquoi, lorsqu'on constate une déviation à peine perceptible dans l'essai ci-dessus, il vaut mieux répéter l'opération en branchant aux bornes $c-d$ un contrôleur universel de résistance propre très élevée (entre 10 et 20 $k\Omega/V$) et sur une sensibilité de l'ordre de 50 à 75 V. La dernière colonne du tableau (16-2) nous donne les résistances d'isolément appréciées à l'aide d'un tel contrôleur.

Tableau 16-2. — APPRECIATION DE LA RESISTANCE D'ISOLEMENT

Résistance d'isolement en MΩ	Tension lue en volts sur la sensibilité 750 V continu d'un contrôleur de résistance propre de				Tension lue sur la sensibilité 75 V 13 333 Ω/V
	1000 Ω/V	1333 Ω/V	2000 Ω/V	5000 Ω/V	
0,25	180	200	214	234	—
0,5	150	166	190	220	—
1	107	125	150	197	—
2	70	83	107	163	—
3	50	62	82	139	—
5	30	40	58	107	—
10	17	23	33	68	—
20	—	12	17	40	—
30	—	—	—	—	62
50	—	—	—	—	41
100	—	—	—	—	23

D'une façon générale, nous mettons en garde les dépanneurs contre l'utilisation, sans contrôle préalable, des condensateurs de récupération qui encombrant les tiroirs de tout technicien qui se respecte. La plupart du temps, ces condensateurs ne valent plus rien.

Comportement des condensateurs en courant alternatif.

Nous avons déjà indiqué, à propos des condensateurs électrochimiques de filtrage, qu'un condensateur se comportait, en courant alternatif comme une résistance d'autant plus faible que sa capacité était plus élevée et que la fréquence du courant était plus grande.

Tout cela reste exact lorsque nous utilisons les condensateurs au papier, avec l'extension vers les fréquences plus élevées et vers les capacités plus faibles, et la capacité d'un condensateur reste définie par la relation.

$$\text{Capacitance (en ohms)} = \frac{159\,000}{Cf}$$

où C est exprimée en *microfarads* et f en hertz.

Par exemple, la capacité d'un condensateur de 0,05 μF à 500 hertz sera

$$\frac{159\,000}{0,05 \times 500} = \frac{159\,000}{25} = 6360 \text{ ohms.}$$

Le tableau (16-3) ci-après donne la capacité en ohms pour un certain nombre de valeurs courantes de capacité et pour quelques fréquences s'échelonnant de 25 à 10 000 hertz.

Il est très facile, à l'aide de ce tableau, de trouver rapidement la capacité d'un condensateur quelconque et pour une fréquence quelconque, en remarquant que la capacité est inversement proportionnelle à la capacité et à la fréquence.

En d'autres termes, lorsque la capacité augmente de 1, 2, 3... 10 fois, la capacité diminue d'autant fois, et il en est de même lorsque la fréquence augmente.

Par exemple, si nous voulons trouver la capacitance d'un condensateur de $0,03 \mu\text{F}$ ($30\,000 \text{ pF}$) à 200 hertz, nous nous disons qu'elle est, en même temps, 3 fois plus faible que celle d'un $0,01$ et 2 fois plus faible qu'à 100 hertz. Donc, en fin de compte, $2 \times 3 = 6$ fois plus faible que celle d'un $0,01$ à 100 hertz, soit $160\,000/6 = 26\,700$ ohms environ.

Ce tableau, dont nous n'entrevoions peut-être pas toute l'utilité pour l'instant, nous sera particulièrement précieux par la suite, lorsque nous verrons les cellules de découplage, les liaisons par résistances-capacité, les dispositifs de correction de tonalité et de contre-réaction.

Tableau 16-3. — CAPACITANCE DES CONDENSATEURS

Capacité en μF	Fréquence en hertz						
	25	100	400	800	1 500	5 000	10 000
0,0001	64 000 000	16 000 000	4 000 000	2 000 000	1 060 000	320 000	160 000
0,00015	42 500 000	10 600 000	2 650 000	1 325 000	700 000	210 000	105 000
0,00025	25 600 000	6 400 000	1 600 000	800 000	425 000	128 000	64 000
0,0005	12 800 000	3 200 000	800 000	400 000	212 500	64 000	32 000
0,001	6 400 000	1 600 000	400 000	200 000	106 000	32 000	16 000
0,0015	4 250 000	1 060 000	265 000	132 000	70 000	21 000	10 500
0,002	3 200 000	800 000	200 000	100 000	53 000	16 000	8 000
0,005	1 280 000	320 000	80 000	40 000	21 200	6 400	3 200
0,01	640 000	160 000	40 000	20 000	10 600	3 200	1 600
0,015	425 000	106 000	26 500	13 200	7 000	2 100	1 050
0,02	320 000	80 000	20 000	10 000	5 300	1 600	800
0,025	256 000	64 000	16 000	8 000	4 250	1 280	640
0,05	128 000	32 000	8 000	4 000	2 120	640	320
0,1	64 000	16 000	4 000	2 000	1 060	320	160
0,25	25 600	6 400	1 600	800	425	128	64
0,5	12 800	3 200	800	400	212	64	32
1	6 400	1 600	400	200	106	32	16
8	800	200	50	25	13,2	4	2
10	640	160	40	20	10,6	3,2	1,6
16	400	100	25	12,5	6,6	2	1
25	256	64	16	8	4,25	1,28	0,64
32	200	50	12,5	6,25	3,3	1	0,5
50	128	32	8	4	2,12	0,64	0,32

POTENTIOMÈTRES

Les pièces que l'on rencontre dans tous les montages et que l'on désigne par le terme « potentiomètre » ne sont autre chose que des résistances variables, bobinées ou non. Les croquis de la figure 17-1 nous montrent un potentiomètre au graphite sans interrupteur (a), un potentiomètre au graphite avec interrupteur (b), et un potentiomètre bobiné sans interrupteur (c). L'aspect extérieur de toutes ces pièces reste sensiblement le même quelle que soit la marque. Mécaniquement, un potentiomètre est constitué par une bande résistante (couche à base de graphite ou bobinage en fil résistant) et une pièce mobile de contact, glissant sur cette bande et entraînée par l'axe (fig. 17-2). Ce dernier est, presque toujours, isolé, électriquement, du curseur, ce qui permet le montage sur châssis métallique.

Schématiquement, un potentiomètre se représente suivant le croquis de la figure 17-3.

Au point de vue de la valeur ohmique, les potentiomètres au graphite peuvent être rarement obtenus inférieurs à 1000 ohms, la limite supérieure étant de 5 M Ω à peu près. Quant aux potentiomètres bobinés, on les trouve facilement de très faible résistance, de l'ordre de 1 ohm, mais, par contre, leur résistance maximale ne peut presque jamais,

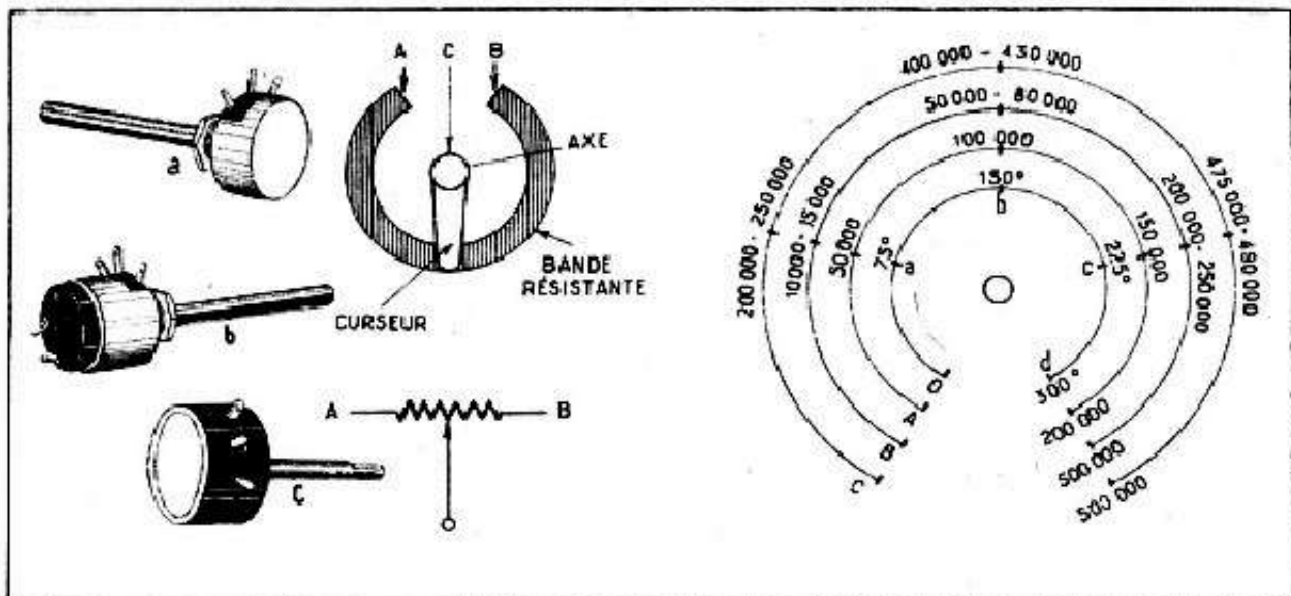


Fig. 17-1 (à gauche). — Aspect extérieur de quelques potentiomètres, avec ou sans interrupteur.

Fig. 17-2 (au milieu, en haut). — Principe d'un potentiomètre au graphite.

Fig. 17-3 (au milieu, en bas). — Représentation schématique d'un potentiomètre.

Fig. 17-4 (à droite). — Répartition des valeurs, suivant l'angle de rotation, pour les potentiomètres de courbes différentes.

du moins pour des modèles courants, dépasser 50 000 ohms, à cause de la difficulté d'obtenir une résistance élevée sous un faible volume (fil très fin donc très fragile).

Comme règle générale, nous pouvons toujours utiliser un potentiomètre au graphite lorsqu'il s'agit d'un circuit à courant nul ou très faible, l'emploi d'un « bobiné » étant indiqué lorsque ce courant dépasse quelques mA.

En dehors de la valeur ohmique les potentiomètres, bobinés ou non, se distinguent par leur « courbe », c'est-à-dire par la loi de la variation de résistance en fonction de l'angle de rotation.

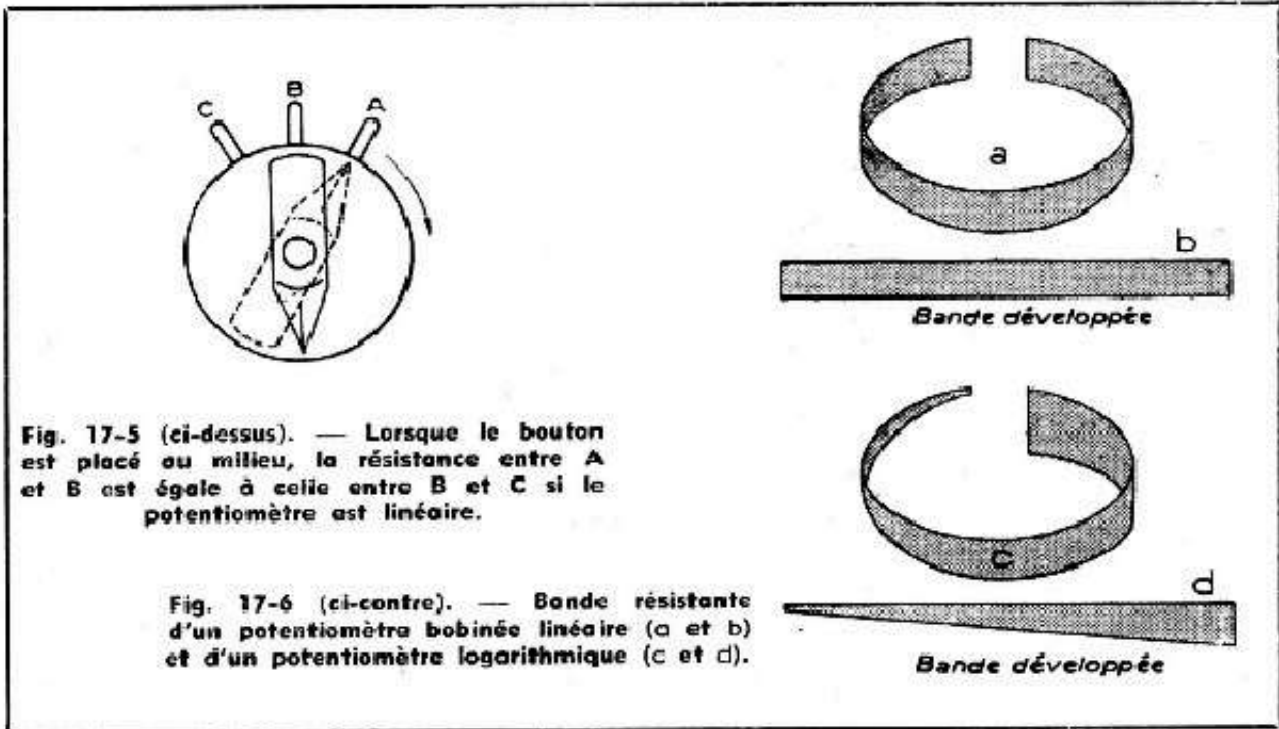


Fig. 17-5 (ci-dessus). — Lorsque le bouton est placé au milieu, la résistance entre A et B est égale à celle entre B et C si le potentiomètre est linéaire.

Fig. 17-6 (ci-contre). — Bande résistante d'un potentiomètre bobinée linéaire (a et b) et d'un potentiomètre logarithmique (c et d).

Celui-ci est de 300° environ pour les potentiomètres sans interrupteur, à peu près le même pour toutes les marques ; un peu plus réduit pour les modèles à interrupteur, l'enclenchement et la coupure de ce dernier étant compris dans l'angle total de rotation.

Donc, si nous supposons que l'angle de rotation est de 300° et que cette rotation se fait dans le sens de la flèche (fig. 17-4), notre potentiomètre sera :

Linéaire, lorsque la résistance mesurée entre 0 et le curseur varie proportionnellement à l'angle de rotation. Autrement dit, la résistance totale du potentiomètre étant de 200 000 ohms, par exemple, elle sera de 50 000 ohms en *a*, de 100 000 ohms en *b*, de 150 000 en *c*, etc. (graduation A de la figure 17-4).

Logarithmique « à droite », lorsque la résistance entre 0 et le curseur varie très lentement d'abord, puis de plus en plus vite, vers la fin de course. Si le potentiomètre est de 500 000 ohms, par exemple, valeur courante, l'allure de la variation de résistance nous est donnée par la graduation B de la figure 17-4.

Logarithmique « à gauche », qui est le contraire du précédent : la résistance entre 0 et le curseur varie d'abord très vite puis de plus en plus lentement. Pour un potentiomètre de 500 000 ohms également, cette variation se traduira par la graduation C de la figure 17-4.

Comment reconnaître un potentiomètre dont nous ignorons la courbe ?

Tout d'abord il faut se rappeler que les faibles valeurs (1 000 à 25 000 ohms par exemple) sont presque toujours linéaires, tandis que les valeurs élevées (au-dessus de 200 000 à 250 000 ohms), presque toujours logarithmiques.

Ensuite, il est facile de faire un essai à l'aide d'un ohmmètre. Munissons le potentiomètre inconnu d'un bouton-flèche, tournons son axe vers A jusqu'à la butée et fixons le bouton la pointe sur A. Tournons ensuite le bouton dans le sens de la flèche (fig. 17-5)

et plaçons-le aussi exactement que possible dans le prolongement de la cosse B, c'est-à-dire à mi-course. Mesurons la résistance d'une part entre A et C, et d'autre part entre A et B.

Si la résistance AB est à peu près la moitié de AC, le potentiomètre est linéaire.

Si la résistance AB est beaucoup plus faible que la moitié de AC, c'est probablement un logarithmique « à droite ».

Si, enfin, AB est beaucoup plus élevée que la moitié de AC, c'est un logarithmique « à gauche ».

Lorsque le couvercle du boîtier du potentiomètre peut être démonté, ce qui est souvent facile, surtout avec les « bobinés », l'examen de la bande résistante permet de se rendre compte du type de la courbe.

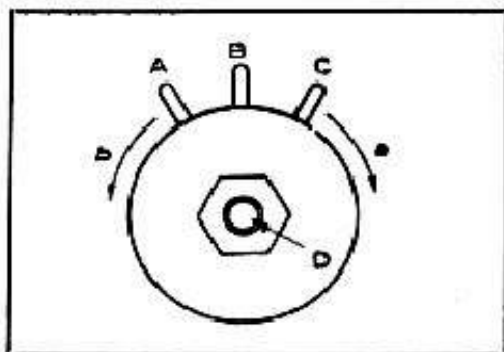


Fig. 17-7. — En faisant tourner l'axe D dans un sens et dans l'autre, on vérifie si le potentiomètre n'a pas de coupure.

Si cette bande a une largeur uniforme (*a* et *b*, fig. 17-6), le potentiomètre est linéaire. Par contre, si nous voyons une bande plus étroite d'un côté et plus large de l'autre (*c* et *d*, fig. 17-6), il s'agit d'un logarithmique.

Les pannes des potentiomètres sont assez fréquentes et se réduisent à trois types :
Coupure.

Mauvais contact.

Non fonctionnement de l'interrupteur au cas où celui-ci existe.

Une coupure est décelée à l'ohmmètre, bien entendu. Un mauvais contact est plus sournois et plus délicat à dépister, sauf lorsqu'il s'agit d'un potentiomètre en fonctionnement sur un récepteur, auquel cas ce défaut se manifeste sous forme de crachements plus ou moins violents dans le H.P. quand on manœuvre le bouton de renforcement.

Lorsqu'on vérifie un potentiomètre de provenance inconnue, récupéré sur un vieux châssis, par exemple, il faut procéder de la façon suivante :

1. — Connecter l'ohmmètre entre A et C (fig. 17-7) et vérifier si sa résistance n'est pas coupée. Utiliser la sensibilité de l'ohmmètre permettant d'aller jusqu'aux résistances très élevées (500 000 ohms à 2 M Ω).

2. — Connecter l'ohmmètre entre B et C et tourner lentement dans le sens de la flèche *a*. La résistance doit croître régulièrement, sans à-coups brusques ni retours en arrière.

3. — Connecter l'ohmmètre entre A et B et répéter l'opération ci-dessus, mais en faisant tourner l'axe dans le sens de la flèche *b*.

4. — Connecter l'ohmmètre entre le curseur B et l'axe D et s'assurer que ce dernier est isolé par rapport au curseur. On rencontre, en effet, des potentiomètres, surtout bobinés, où cet isolement n'est pas prévu.

On peut se demander aussi pour quelle raison on utilise des potentiomètres logarithmiques, lorsqu'une variation linéaire est tellement plus simple. Le malheur, c'est que notre oreille n'est pas linéaire du tout et que, pour donner l'impression d'une variation régulière, linéaire, de la puissance sonore, nous sommes obligés de faire varier cette puissance logarithmiquement (potentiomètre logarithmique « à droite »). Cela peut paraître obscur à première vue, mais nous reviendrons encore sur cette question lorsque nous aurons l'occasion de parler de décibels.

HAUT-PARLEURS

Constitution.

Les haut-parleurs que l'on rencontre presque exclusivement dans les récepteurs et amplificateurs modernes sont du type électrodynamique ou, plus simplement, « dynamique », soit à électro-aimant, soit, le plus fréquemment, à aimant permanent.

Dans tous les cas, un tel haut-parleur se compose de :

A. — Bâti métallique appelé souvent *culasse* et dont la forme varie suivant la marque et la conception du H.P.

B. — *Noyau central* solidement fixé à la culasse. Lorsque le H.P. est à électro-aimant, ou comme on dit à excitation, une bobine comportant plusieurs milliers de tours en fil émaillé de 13/100 à 20/100 se trouve enfilée sur ce noyau et occupe la place marquée par le pointillé de la figure 18-1.

C. — *Bobine mobile*, mince et légère, en carton bakélinisé le plus souvent, supportant un enroulement de quelques dizaines de spires en fil émaillé assez fin, dont les extrémités aboutissent, souvent, à deux oeillets (G) fixés sur la membrane.

D. — *Suspension élastique* ondulée, dont le détail est donné par la figure 18-2 et dont le rôle est triple : maintenir la bobine mobile rigoureusement centrée dans l'en-

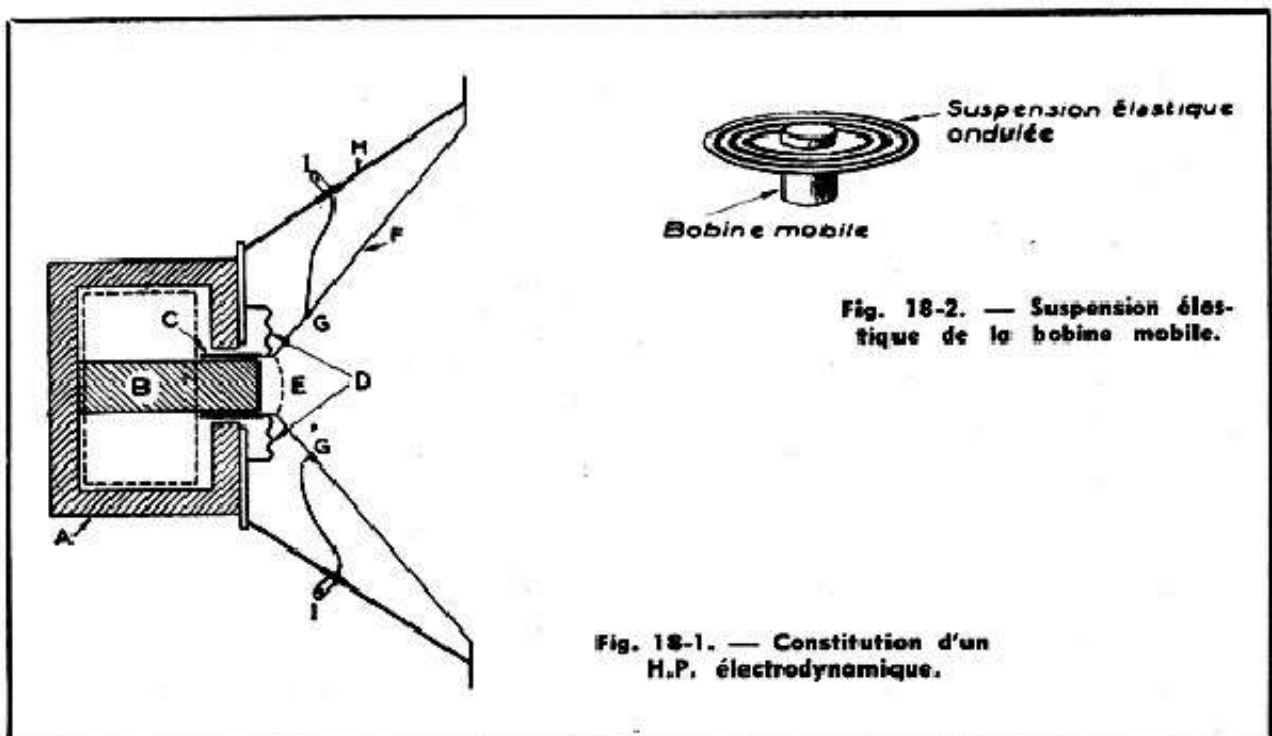


Fig. 18-2. — Suspension élastique de la bobine mobile.

Fig. 18-1. — Constitution d'un H.P. électrodynamique.

tréfer de l'aimant ; permettre son déplacement suffisamment libre le long du noyau, d'avant en arrière ; masquer l'ouverture de l'entrefer pour protéger ce dernier des poussières, surtout métalliques, qui pourraient s'y introduire.

E. — *Pastille de protection*, en même matière que la membrane et qui sert à masquer l'entrefer (protection contre les poussières).

F. — *Membrane* en papier spécial, solidaire de la bobine mobile.

H. — Pièce métallique appelée *saladier* fixée à la culasse et dont le bord extérieur soutient, élastiquement, le bord correspondant de la membrane.

I. — Cosses isolées fixées sur le saladier, auxquelles aboutissent les fils venant des ceillots G (extrémités de la bobine mobile).

La suspension D de la bobine mobile est très souvent nettement différente, surtout dans les H.P. de modèle ancien, à excitation. C'est ainsi que l'on voit souvent la suspension dite *spider* qui peut être avant (fig. 18-3) ou arrière (fig. 18-4). La pièce elle-même est découpée dans la bakélite très mince, généralement.

Excitation des H. P.

Lorsque le H.P. comporte une bobine d'excitation il faut lui fournir du courant, bien entendu.

Le plus souvent on utilise cette bobine comme inductance de filtre, suivant le schéma que nous avons indiqué au moment où nous avons parlé de filtrage.

Mais on rencontre également, surtout lorsqu'il s'agit de H.P. de grande puissance et d'installations déjà assez anciennes, l'excitation séparée, soit en haute (100 à 200 volts), soit en basse tension (quelques volts). Autrement dit, un petit redresseur est placé à côté du H.P. et débite sur la bobine d'excitation.

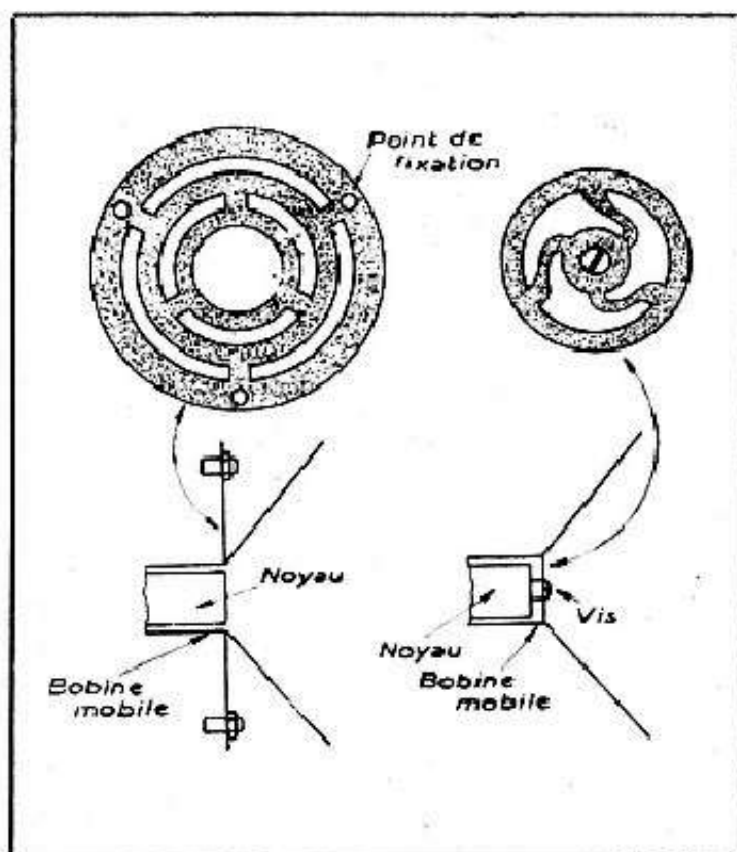
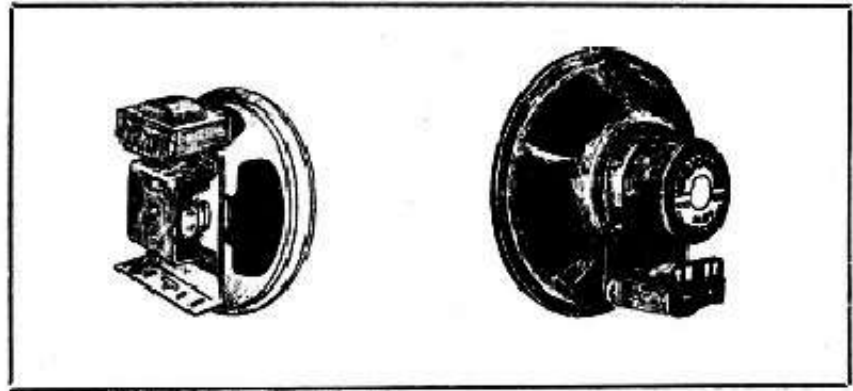


Fig. 18-3 (à droite). — Suspension par spider avant.

Fig. 18-4 (à gauche). — Suspension par spider arrière.

Fig. 18-5. — Aspect extérieur de haut-parleurs, à excitation (à gauche), et à aimant permanent (à droite).



Lorsque nous avons affaire à un secteur continu, un dynamique peut être excité directement, d'autant plus que la plupart des bobines sont prévues pour une chute de tension à leurs bornes de 100 à 120 V.

Transformateurs de haut-parleurs.

Ce transformateur, que l'on appelle soit *transformateur de modulation*, soit *transformateur de sortie*, ce dernier terme étant plus juste, est le complément indispensable de tout H.P. électrodynamique.

Extérieurement, il se présente, le plus souvent, sous l'aspect d'une inductance de filtrage plus ou moins volumineuse (fig. 18-6b), quelquefois, dans les amplificateurs de grande puissance ou quelques récepteurs de luxe, sous la forme de la figure 18-6a.

Dans le premier cas, le transformateur est le plus souvent fixé sur le haut-parleur même (fig. 18-5), mais rien ne nous empêche de le fixer ailleurs, à l'intérieur du châssis,

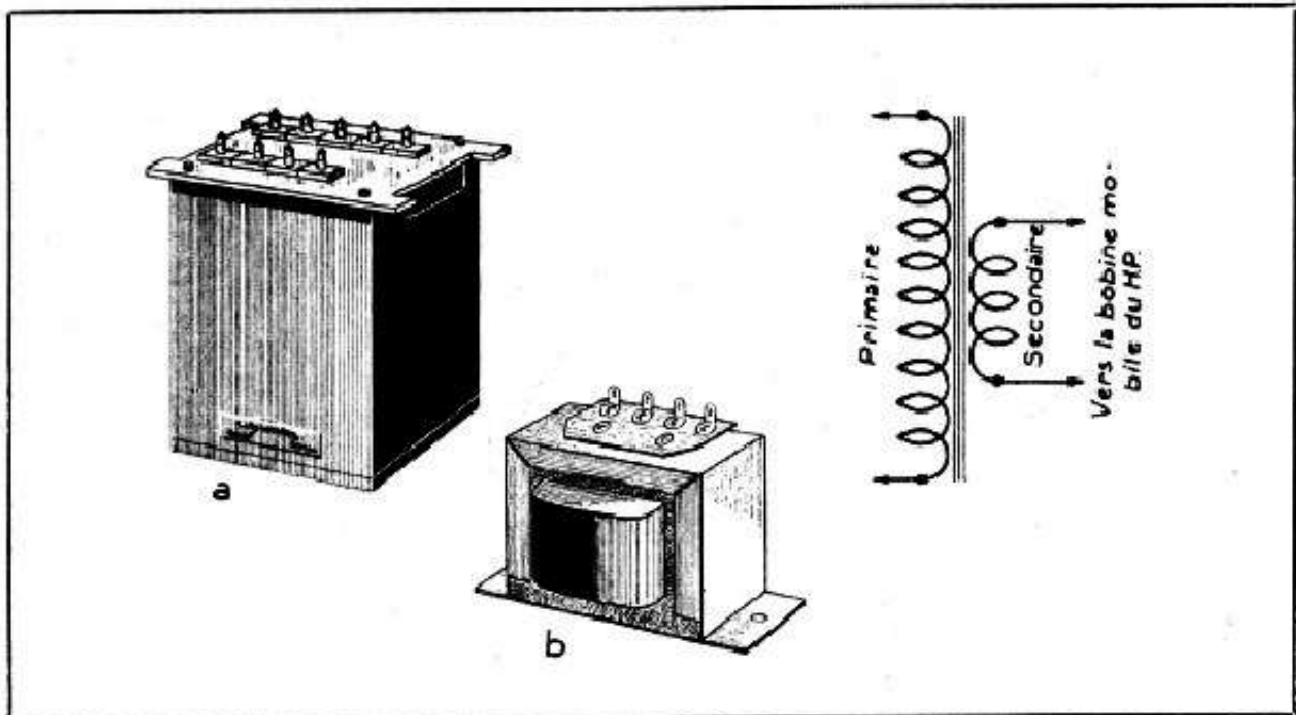


Fig. 18-6. — Quelques transformateurs de sortie.

Fig. 18-7. — Représentation schématique d'un transformateur de sortie.

par exemple. Cette dernière solution est même préférable, raccourcissant de beaucoup la connexion plaque de la lampe finale et limitant les risques de certains accrochages.

Electriquement et schématiquement, le transformateur de sortie se présente, dans sa forme la plus simple, sous l'aspect de la figure 18-7 : un primaire en fil émaillé (in (12/100 à 18/100) de 2000 à 4000 spires ; un secondaire en fil beaucoup plus gros (7/10 à 10/10), de 50 à 100 spires.

Certains transformateurs, dits pour push-pull, comportent une prise milieu à leur primaire. D'autres, surtout ceux du type *a* de la figure 18-6, possèdent plusieurs prises intermédiaires au secondaire, permettant l'adaptation de l'étage final à des impédances diverses, comme nous le verrons plus loin.

Les transformateurs simples (*b*, fig. 18-6) possèdent une plaquette isolée munie de plusieurs cosses, dont le nombre varie suivant le type du transformateur. Les dispositions les plus classiques sont montrées par les quatre croquis de la figure 18-8 où nous voyons :

- a* — Transformateur pour H.P. à aimant permanent.
- b* — Transformateur push-pull pour H.P. à aimant permanent.
- c* — Transformateur normal pour H.P. à excitation.
- d* — Transformateur push-pull pour H.P. à excitation.

Pour tous ces modèles, P désigne les cosses correspondant aux deux extrémités du primaire ; M, le point milieu du primaire ; E, les deux extrémités de la bobine d'excitation.

Il est assez rare de voir des extrémités de la bobine mobile « sorties » sur des cosses du transformateur.

Le rôle et les caractéristiques d'un transformateur de H. P.

Comme nous l'avons vu plus haut, le secondaire d'un transformateur se trouve connecté à la bobine mobile, tandis que le primaire est intercalé dans le circuit anodique de la lampe finale, suivant le schéma de la figure 18-9.

La bobine mobile, comme tout bobinage, présente une certaine impédance (résistance en courant alternatif), que l'on mesure généralement à 400 ou 1000 hertz et que l'on exprime, bien entendu, en ohms.

Cette impédance est presque toujours très faible, variable suivant le type et la marque du H.P., et comprise, le plus souvent, entre 1,5 et 5 ohms.

D'autre part, la lampe finale, pour fonctionner correctement, exige dans son circuit anodique une charge bien déterminée. Cette charge, dans notre cas, est constituée par l'ensemble transformateur-bobine mobile et son impédance doit être, à 1000 hertz, égale à la charge optimale de la lampe donnée, toujours assez élevée, variable suivant le type de la lampe utilisée, mais le plus souvent comprise entre 2000 et 10 000 ohms.

Nous avons donc d'un côté l'impédance de la bobine mobile, qui est faible et que nous désignerons par Z_2 , et, de l'autre côté, l'impédance nécessaire au fonctionnement de la lampe finale, qui est élevée et que nous désignerons par Z_1 .

Il nous faut avoir recours à un dispositif nous permettant de transformer l'impédance faible Z_2 en une impédance élevée Z_1 , et ce dispositif est justement le transformateur T de la figure 18-9.

Un tel transformateur n'est pas du tout caractérisé, comme certains le pensent, par son adaptation à telle ou telle lampe, mais par son rapport de transformation.

Ce dernier, que l'on désigne généralement par *n*, définit le rapport du nombre de spires du primaire à celui du secondaire. Prenons, par exemple, un transformateur T, dont le primaire P comporte 3000 spires et le secondaire S, 100 spires. Le rapport de transformation sera

$$n = \frac{3000}{100} = 30.$$

Une autre caractéristique d'un transformateur de H.P., importante pour la reproduction des fréquences basses, est la *self primaire*, c'est-à-dire le coefficient de self-induction du primaire P, exprimé en henrys, bien entendu, tout comme pour les induc-

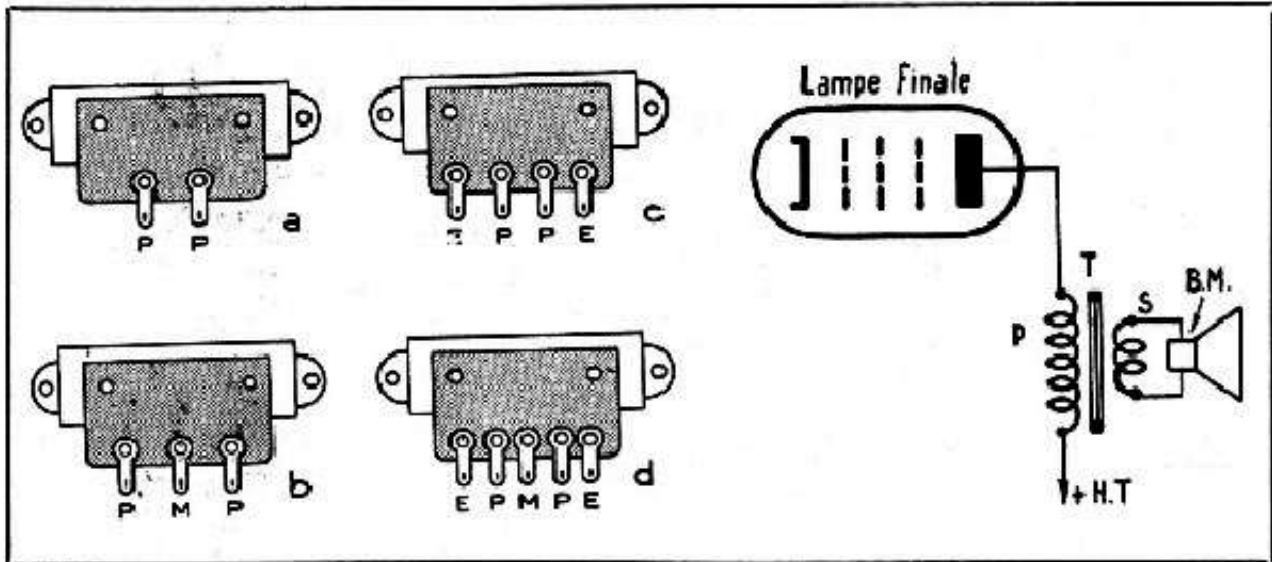


Fig. 18-8. — Position habituelle des cosses de branchement sur les différents modèles de transformateurs de sortie : à aimant permanent (a) ; à aimant permanent pour push-pull (b) ; à excitation (c) ; à excitation pour push-pull (d).

Fig. 18-9. — Schéma général du circuit de sortie d'un étage final. L'impédance de la bobine mobile s'adapte à celle nécessaire pour charger convenablement la lampe finale par le choix correct du rapport du transformateur de sortie T.

tances de filtrage : plus la self primaire est élevée, mieux sont reproduites les fréquences basses, en général, car d'autres considérations y interviennent également.

Mais la self-induction primaire, qui dépend surtout du nombre de spires au primaire, n'a rien à voir avec le rapport de transformation qui peut être le même pour plusieurs transformateurs ayant des self-inductions primaires très différentes. C'est ainsi que les transformateurs ayant, au primaire, 2400, 2700 et 3600 spires et, au secondaire, respectivement 80, 90 et 120 spires, sont tous identiques, de rapport de transformation $n = 30$, car

$$n = \frac{2400}{80} = \frac{2700}{90} = \frac{3600}{120} = 30.$$

Par conséquent, si pour adapter l'impédance Z_2 d'une bobine mobile à l'impédance Z_1 d'une lampe finale nous avons besoin d'un rapport de transformation $n = 30$, nous pouvons prendre n'importe lequel des trois transformateurs ci-dessus.

Nous venons de dire que la self-induction primaire dépendait du nombre de spires, mais il est juste de dire qu'elle est d'autant plus grande que le nombre de spires est plus élevé. Donc, d'un façon générale, plus un transformateur de sortie est volumineux, plus sa self-induction primaire est importante.

D'autre part, et contrairement à l'opinion répandue, il n'y a aucun rapport entre les dimensions d'un transformateur et le diamètre du H.P. : un dynamique de 12 cm peut parfaitement fonctionner avec un transformateur d'un « 28 cm » (il s'en trouvera même fort bien et vous étonnera par ses « basses ») et inversement. A condition, bien entendu, que le rapport de transformation soit correct.

Le rapport de transformation.

En dehors de la relation indiquée plus haut et faisant intervenir le nombre de spires au primaire et au secondaire, le rapport de transformation est défini, en fonction des impédances Z_1 et Z_2 , par la relation suivante qu'il est nécessaire de connaître :

$$n = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}$$

ce qui veut dire que le rapport de transformation est égal à la racine carrée du rapport des impédances.

Par exemple, nous avons une UL41 dont l'impédance de charge (Z_1) doit être de 3000 ohms. D'autre part, l'impédance Z_2 de la bobine mobile est de 2,5 ohms. Par conséquent, nous avons :

$$n = \sqrt{\frac{3000}{2,5}} = \sqrt{1200} = 34,6$$

Voici d'ailleurs un tableau (18-1) qui vous permettra de déterminer instantanément le rapport de transformation connaissant l'impédance de charge et celle de la bobine mobile.

Tableau 18-1. — RAPPORT DE TRANSFORMATION

Impédance de charge	Impédance de la bobine mobile (ohms)											
	1,5	2	2,5	3	3,5	4	5	6	7	8	9	10
2 000	36	32	28	26	24	22	20	18	17	16	15	14
2 500	41	35	32	29	27	25	22	20	19	17,5	16,5	16
3 000	45	39	35	32	29	27	24,5	22	21	19	18	17
3 500	48	42	37	34	32	29,5	26	24	22	21	20	19
4 000	52	45	40	37	34	32	28	26	24	22	21	20
5 000	58	50	45	41	38	35	32	29	27	25	23,5	22
7 000	68	59	53	48	45	42	37	34	32	29	28	26
8 000	73	64	57	52	48	45	40	37	34	32	29,5	28
10 000	82	71	63	58	54	50	45	41	38	35	33	32
12 000	89	78	69	63	59	55	49	45	42	39	37	35

L'examen de ce tableau est fort instructif. On en déduit, notamment, qu'un même transformateur peut convenir à des lampes de sortie différentes, suivant l'impédance de la bobine mobile sur laquelle il est branché.

Ainsi, prenons un transformateur de rapport 32. Si la B.M. est de 2 ohms, il convient pour une CBL6 ou une 25L6 (impédance 2000 ohms). Si la B.M. est de 2,5 ohms, nous obtenons une impédance de 2500 ohms (6L6 ou 2A3). Avec 3 ohms pour la B.M., l'impédance devient 3000 ohms (UL41); avec 3,5 ohms - 3500 ohms (EL6); avec 7 ohms - 7000 ohms (pentode normale), etc...

Nous retiendrons aussi qu'en doublant le rapport n , nous quadruplons l'impédance primaire et inversement. Cela est d'ailleurs évident d'après la relation donnant n en fonction du rapport Z_1/Z_2 : les variations de Z_1 sont proportionnelles au carré des variations de n .

De même, lorsque nous augmentons l'impédance de la bobine mobile (en utilisant un H.P. d'une autre marque, par exemple), le rapport n restant constant (c'est-à-dire en conservant le même transformateur), l'impédance Z_1 augmente également.

Toutes ces idées générales doivent être bien assimilées, ce qui nous permettra, par la suite, de procéder à toutes les transformations et remplacements sur des H.P.

MESURES SIMPLES SUR LES HAUT-PARLEURS REMPLACEMENT DES TRANSFORMATEURS, DES BOBINES MOBILES ET DES LAMPES FINALES

Quelques mesures sur les haut-parleurs.

Tout dépanneur qui est appelé un jour ou l'autre à s'occuper du remplacement ou de la réparation d'un H.P. doit savoir faire sur ces engins quelques mesures élémentaires : résistance ohmique, impédance, rapport de transformation.

La plupart de ces mesures ne demandent qu'un appareillage réduit, que tout le monde possède, et des manipulations fort simples comme nous allons le voir.

MESURE DE LA RESISTANCE OHMIQUE.

Elle est utile pour vérifier la résistance d'une bobine d'excitation, cas fréquent, ou celle du primaire d'un transformateur de sortie.

L'opération se fera à l'aide d'un ohmmètre à *pile*, à l'exclusion d'un ohmmètre fonctionnant sur secteur alternatif ou d'un pont. En effet, il ne faut pas oublier que dans les deux cas ci-dessus nous avons affaire à des résistances très fortement selfiques et que l'utilisation du courant alternatif pour leur mesure donnerait des résultats complètement faux : on trouverait des résistances infiniment plus élevées qu'en réalité.

Les résistances normales que nous trouverons en effectuant ces mesures sont :

Pour la bobine d'excitation :

400 à 500 ohms. Valeur assez rare et que l'on ne rencontre guère que sur certains H.P. de petit diamètre équipant des récepteurs tous-courants à filtrage par bobine d'excitation.

800 à 1200 ohms. Valeur courante pour un H.P. équipant un récepteur important, à étage sortie push-pull ou comportant une lampe finale à forte consommation : 6L6, EL5.

1500 à 2000 ohms. Résistance classique des bobines d'excitation pour récepteurs à cinq ou six lampes, à lampe finale unique : 6V6, EL3, EL41, etc.

2500 ohms. Valeur que l'on rencontre surtout sur des récepteurs anciens, où la lampe finale est du type à faible consommation : 47, 42, 6F6 ou E443H.

3000 à 3500 ohms. Valeur normale pour la bobine d'excitation d'un « tous-courants » : excitation en parallèle.

8000 à 10 000 ohms. Résistance qui a été rarement utilisée et uniquement sur des récepteurs anciens, sur alternatif, et la bobine d'excitation branchée en parallèle sur la haute tension avant le filtrage (certains récepteurs allemands des années 1933-1935 et, en France, certains postes SU-GA).

Pour le primaire du transformateur de sortie.

La résistance ohmique, qui n'a rien à voir avec l'impédance du haut-parleur, varie

suivant le fabricant, suivant le type du H.P., en fonction du diamètre du fil utilisé. Elle est, le plus souvent, de l'ordre de 150 à 400 ohms.

COMMENT DETERMINER LE RAPPORT DE TRANSFORMATION.

Nous avons dit plus haut que le rapport de transformation, qu'il est important de connaître pour savoir ce que l'on fait, est le rapport des spires primaires aux spires

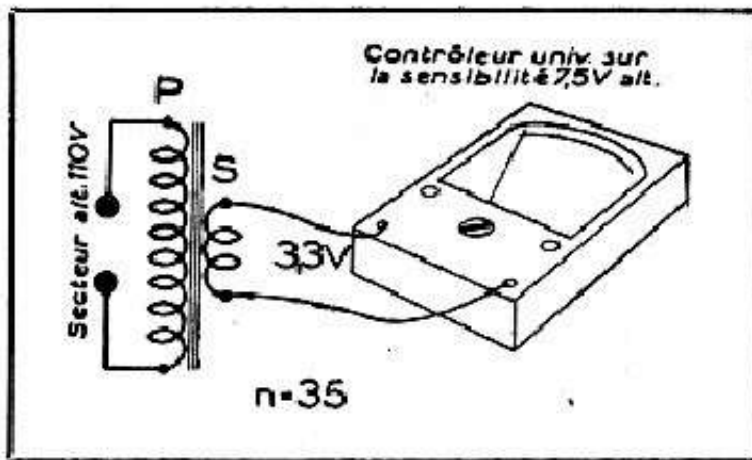


Fig. 19-1. — En injectant une tension alternative connue au primaire d'un transformateur et en mesurant la tension fournie par le secondaire on détermine le rapport de transformation.

secondaires. Comment le déterminer sans avoir à démonter le transformateur et à le débobiner en comptant les spires une à une ?

La solution du problème devient simple si l'on pense que dans un transformateur, quel qu'il soit, le rapport des tensions, à vide du moins, c'est-à-dire sans charge au secondaire, est très sensiblement égal au rapport de transformation.

Il nous suffira donc d'appliquer une tension alternative connue, U_1 , au primaire et de mesurer la tension U_2 obtenue au secondaire. En faisant le rapport U_1/U_2 nous avons le rapport de transformation.

La méthode la plus simple consiste à appliquer au primaire la tension du secteur alternatif, 110 à 125 volts, et à mesurer la tension obtenue au secondaire. Si, par exemple, nous appliquons 115 volts au primaire et trouvons 3,3 volts environ au secondaire (fig. 19-1), le rapport de transformation sera de

$$n = \frac{115}{3,3} = 35 \text{ environ.}$$

Rien ne nous empêche d'ailleurs de faire l'inverse et d'appliquer une faible tension, par exemple celle de chauffage 6,3 volts, au secondaire, de mesurer la tension obtenue au primaire et de faire le rapport comme ci-dessus. Si nous trouvons, par exemple, pour 6,3 volts au secondaire, 175 volts environ au primaire, nous en déduisons que le rapport de transformation est de $175/6,3 = 28$ environ.

MESURE DE L'IMPÉDANCE.

Cette mesure peut, dans la pratique, se présenter sous plusieurs formes différentes que nous allons examiner successivement.

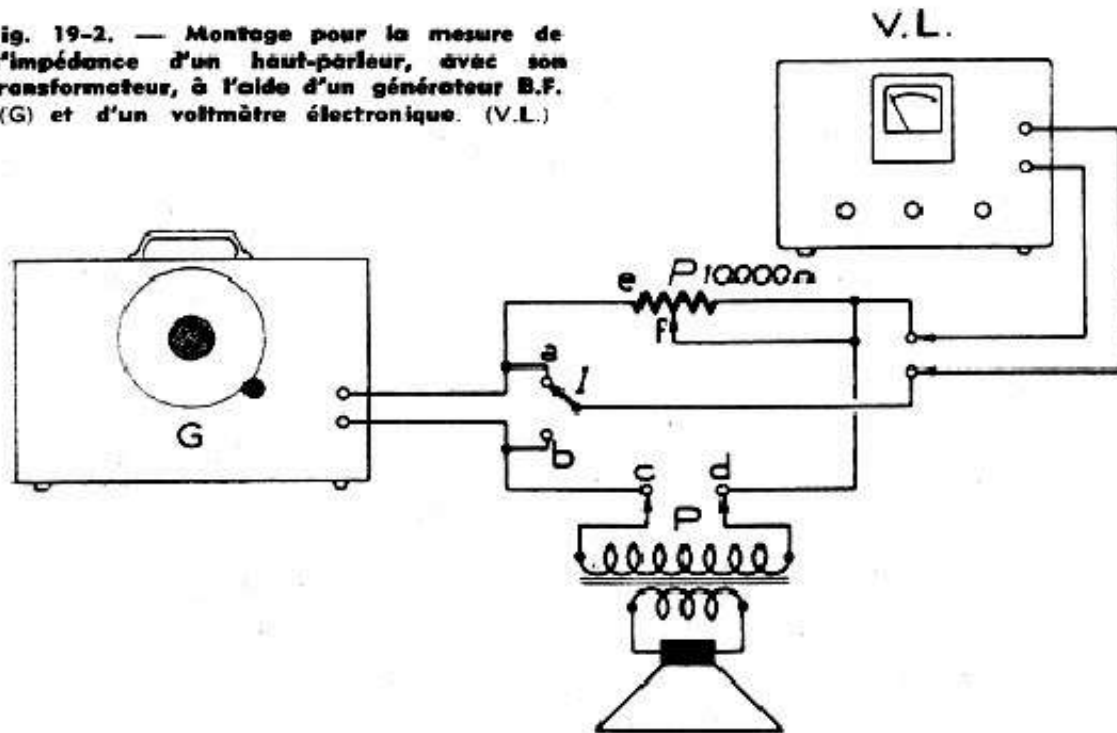
I. — MESURE DE L'IMPÉDANCE D'UN H. P. COMPLET.

Il s'agit, en somme, de déterminer, en l'absence de toute indication, à quelle lampe finale peut convenir un H. P. muni de son transformateur.

La mesure se fera à l'aide d'un générateur B.F. (G. fig. 19-2), d'un voltmètre électronique (VL) et du circuit représenté par le schéma de la figure 19-2. Le potentiomètre P sera du type bobiné de 10 000 ohms.

La marche à suivre sera la suivante :

Fig. 19-2. — Montage pour la mesure de l'impédance d'un haut-parleur, avec son transformateur, à l'aide d'un générateur B.F. (G) et d'un voltmètre électronique. (V.L.)



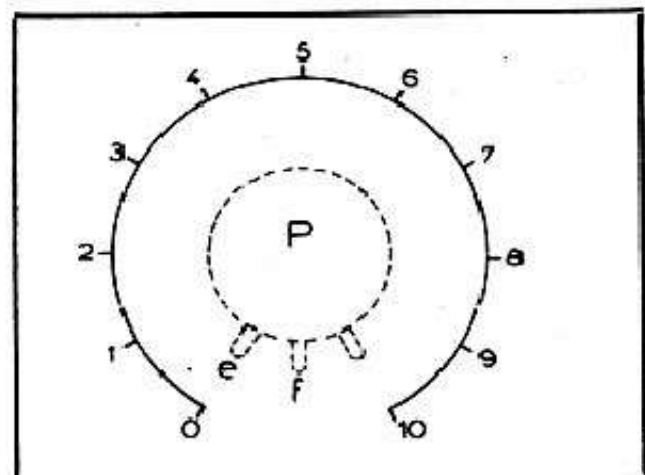
a. — On règle le générateur B.F. sur 400 ou 1000 hertz et on lui fait donner, à la sortie, la tension maximale possible.

b. — On branche le primaire du transformateur du H.P. à essayer aux bornes *c* et *d* et le VL comme le montre le schéma.

c. — La mesure consiste à obtenir la même déviation au VL, aussi bien sur la position *a* que sur la position *b* de l'inverseur I, et on y parvient en retouchant le potentiomètre P.

d. — Lorsque l'équilibre est obtenu, l'impédance du H.P. est égale à la résistance de la portion du potentiomètre qui se trouve entre l'extrémité *e* et le curseur *f*.

Fig. 19-3. — Pour le montage de la figure 19-2, on choisira le potentiomètre P linéaire et on graduera son cadran de 0 à 10. Ainsi l'impédance du haut-parleur sera indiquée directement, en milliers d'ohms, par la position du bouton.



On détermine la valeur de cette impédance soit en mesurant, à l'aide d'un ohmmètre, la résistance *e-f*, soit, ce qui est beaucoup plus simple, en utilisant un potentiomètre P linéaire et en le munissant d'un cadran gradué régulièrement de 0 à 10, ce qui nous permettra de lire directement l'impédance en milliers d'ohms (fig. 19-3).

Le générateur B. F. (G) peut être soit un véritable générateur, soit l'oscillateur B. F. d'un générateur H. F., ces derniers possédant, presque toujours, une sortie B. F. séparée et souvent plusieurs fréquences de modulation, par exemple 400, 1000 et 2500 ou 3000 hertz.

La sensibilité à utiliser du voltmètre électronique devra être en rapport avec la tension de sortie de G. Cette dernière est de 5 à 10 volts lorsqu'il s'agit de la sortie B. F. d'un générateur H. F., mais peut être beaucoup plus élevée avec un générateur B. F. (20 à 50 volts, suivant le modèle).

Inutile de rappeler que la mesure se fera en *alternatif*.

On peut se demander pourquoi ne pas utiliser à la place du VL un contrôleur universel. La chose est possible, à condition que la tension B. F. délivrée par G soit suffisamment élevée (une cinquantaine de volts), nous obligeant à employer la sensibilité 75 volts, par exemple, du contrôleur, dont la résistance propre, de l'ordre de 75 000 ohms au moins dans ces conditions, ne perturbera que fort peu la mesure.

Dans le cas contraire, lorsque la tension délivrée par G n'est que de quelques volts, nous sommes obligés d'utiliser la sensibilité 7,5 volts, par exemple, et la résistance propre du contrôleur, trop faible, faussera complètement la mesure : la valeur de l'impédance mesurée sera nettement inférieure à la réalité.

2. — MESURE DE L'IMPÉDANCE DE LA BOBINE MOBILE.

Tout d'abord, indiquons une règle pratique pour déterminer rapidement, et approximativement, l'impédance d'une B. M. : ou la déconnecte du secondaire, on mesure sa résistance ohmique, à l'ohmmètre, et on multiplie le résultat par 1,25 à 1,3. Une bobine qui fait, à l'ohmmètre, 2,5 ohms, aura $2,5 \times 1,3 = 3,25$ ohms d'impédance environ.

La difficulté pratique de cette opération est que la plupart des ohmmètres du commerce, faisant partie des contrôleurs universels n'offrent qu'une précision illusoire sur de très faibles résistances, inférieures à 10 ohms.

Pour la mesure de l'impédance d'une B. M. le procédé de la figure 19-2 est applicable, à condition que le générateur G possède une sortie dite à « basse impédance », capable de délivrer 4 à 5 volts. Le schéma reste rigoureusement le même, le potentiomètre P étant de 10 ohms. La bobine mobile à mesurer sera branchée en *c-d* et l'on pourra, sans inconvénient, utiliser un contrôleur universel, sa résistance propre étant sans influence sur la résistance très faible de la B. M. et de P.

3. — APPAREIL SIMPLE POUR LA MESURE DES IMPÉDANCES.

Voici le schéma (fig. 19-4) d'un appareil très simple à réaliser et qui vous permettra, à l'aide d'une source B. F. quelconque, de quelques volts, et d'un contrôleur universel, de mesurer rapidement aussi bien l'impédance d'un H. P. complet que celle d'une B. M.

Il consiste en une lampe amplificatrice UL41, dont la grille reçoit la tension B. F. à 400 ou 1000 hertz en provenance d'un générateur quelconque. Polarisation normale par une résistance de 150 ohms, cette lampe est alimentée en haute tension par un système classique de redressement et de filtrage, comprenant la valve UY42, une inductance de filtrage et deux condensateurs électrochimiques de 50 μ F, 200 V.

Dans le circuit anodique de la lampe est disposé le primaire P d'un transformateur de H. P. absolument quelconque et dont le rôle est simplement de constituer une charge pour la UL41.

Ensuite nous avons le circuit général représenté par le schéma et comportant les pièces suivantes :

a. — S_1-S_2 , commutateur à deux circuits et deux directions ;

b. — P_1 , potentiomètre bobiné de 10 000 ohms, comme dans le schéma de la figure 19-2 ;

c. — P_2 potentiomètre bobiné de 10 ohms ;

d. — S_3 , inverseur simple.

Lorsque nous avons à mesurer un H.P. complet, S_1-S_2 est placé sur la position P (primaire) et c'est le potentiomètre P_1 qui est en circuit. La mesure se fait exactement comme plus haut, en branchant un appareil de mesure en c-d et en cherchant la même déviation pour les positions a et b du S_3 , par l'ajustage du P_1 , dont le cadran, analogue à celui de la figure 19-3, indiquera l'impédance inconnue.

S'il s'agit d'une bobine mobile, S_1-S_2 sera mis sur la position « B.M. », ce qui met en circuit le secondaire S du transformateur T et le potentiomètre P_2 .

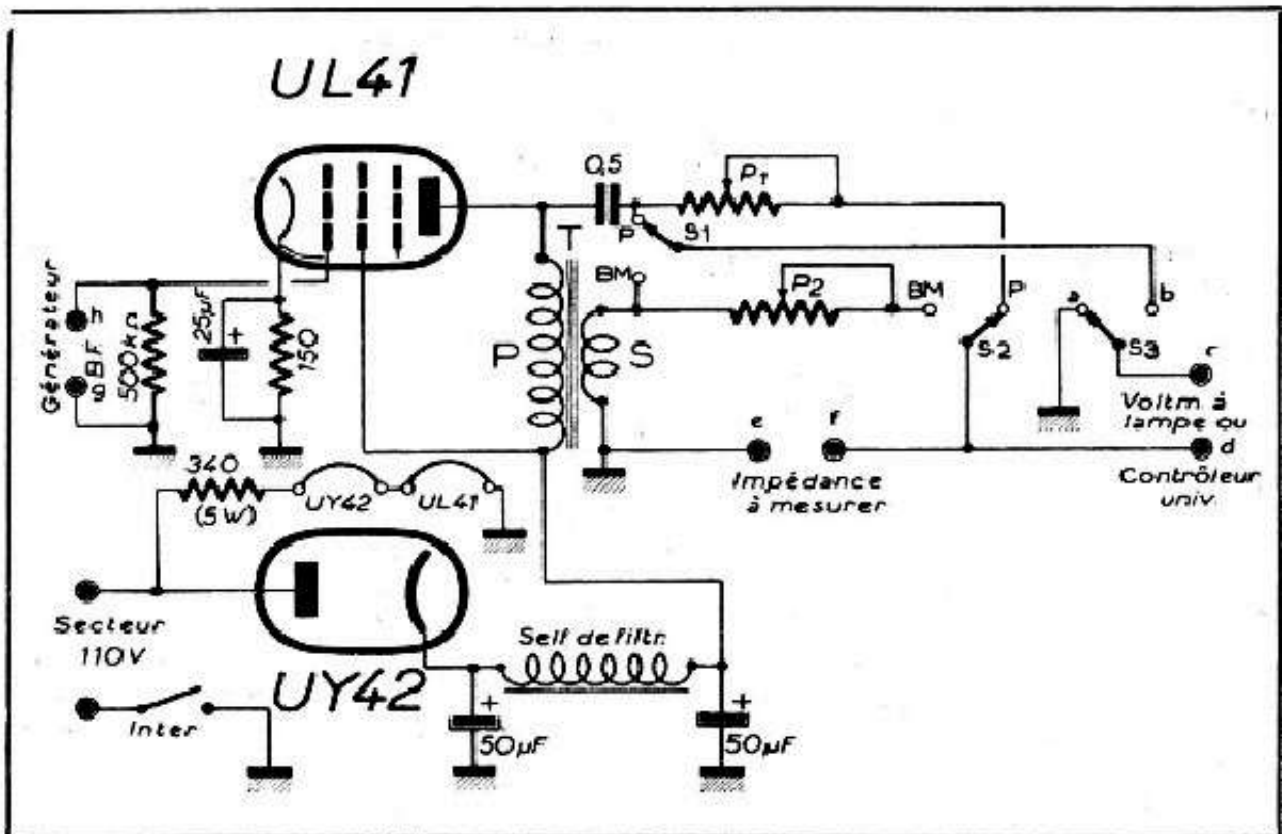


Fig. 19-4. — Schéma d'un appareil permettant la mesure des diverses impédances : haut-parleur ou bobine mobile.

Pour la mesure de l'impédance primaire, la tension alternative alimentant l'ensemble du circuit « 0,5 μ F - P_1 - S_2 - f - e - masse » pourra être facilement d'une cinquantaine de volts, si la tension sur la grille de la UL41 n'est que de 45 volts. D'où la possibilité, pour des raisons indiquées plus haut, d'utiliser un contrôleur universel sur la sensibilité de 30 à 75 volts en alternatif.

Pour la mesure d'une bobine mobile, l'emploi de ce même contrôleur, même sur une sensibilité telle que 1,5 V, ne présente aucun inconvénient.

Le potentiomètre P_2 comportera également un cadran gradué de 0 à 10, analogue à celui de la figure 19-3 et la lecture de l'impédance se fera directement en ohms.

Un perfectionnement intéressant consisterait à jumeler les potentiomètres P_1 et P_2 et à n'avoir qu'un seul cadran. Mécaniquement, cela peut être souvent réalisé.

Nous avons adopté les valeurs de 10 000 ohms et de 10 ohms pour les potentiomètres P_1 et P_2 uniquement pour rendre la lecture plus facile, bien qu'il existe des impédances supérieures à 10 000 et à 10 ohms, assez rares il faut le dire.

Si cela se présente, nous nous en apercevrons par l'impossibilité d'obtenir l'équilibre : le potentiomètre correspondant étant à fond, sur 10, la tension reste plus forte lorsque S_3 est sur a.

Il est alors facile de déduire l'impédance inconnue par simple règle de trois. Supposons qu'en mesurant un H. P. nous avons, pour P_1 , sur 10 :

Tension pour S_3 en $b = 25$ volts.

Tension pour S_3 en $a = 30$ volts.

Nous écrirons, en appelant Z_1 l'impédance inconnue :

$$\frac{Z_1}{10} = \frac{30}{25}$$

d'où :

$$Z_1 = \frac{300}{25} = 12 \text{ (en milliers d'ohms)}$$

soit 12 000 ohms.

Le raisonnement est le même dans le cas d'une bobine mobile.

Remplacement d'un haut-parleur.

Armés pour les principales mesures ci-dessus, nous sommes à même de résoudre les différents problèmes qui peuvent se poser dans le cas d'un remplacement ou d'une transformation.

Les cas possibles peuvent se résumer ainsi :

1. — LE TRANSFORMATEUR DE SORTIE EST BON, MAIS NOUS SOMMES OBLIGES DE REMPLACER LE H.P. LUI-MÊME, DONC LA B.M.

On suppose évidemment que le remplacement par une pièce de même origine n'est pas possible. Si l'impédance de la bobine mobile à remplacer nous est connue (catalogue du fabricant ou mesure), nous en déduisons le rapport de transformation existant, d'après la lampe de sortie :

$$n = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}$$

Z_1 étant l'impédance de charge de la lampe et Z_2 celle de la B. M. à remplacer.

Mesurons la nouvelle B.M. Si son impédance est voisine de celle de l'ancienne, tout va bien et aucune modification n'est nécessaire. Si, au contraire, cette nouvelle impédance est très nettement différente, il nous faut modifier le rapport de transformation en conséquence. Deux cas peuvent se présenter :

a. — L'impédance de la nouvelle B.M. est plus élevée que celle de l'ancienne. Le rapport de transformation restant constant, l'impédance Z_1 augmente proportionnellement à celle de la B.M. Si, par exemple, la B.M. passe de 2 à 4 ohms, Z_1 , qui était mettons de 4000 ohms, deviendra 8000 ohms.

Donc, pour retrouver la même impédance, il nous faut diminuer n , ce que nous ferons en augmentant le nombre de spires au secondaire.

b. — L'impédance de la nouvelle B.M. est plus faible que celle de l'ancienne. C'est donc le contraire qui se produit et il nous faut diminuer le nombre de spires au secondaire.

Dans quel rapport doit-on augmenter ou diminuer les spires ? Retenons simplement que le rapport des spires secondaires avant transformation aux spires après transfor-

mation est égal à la racine carrée du rapport des impédances, dans le même ordre. Si donc m_1 est le nombre de spires « avant », m_2 celui « après », x_1 l'impédance de la B.M. remplacée et x_2 celle de la B.M. de remplacement, nous avons :

$$\frac{m_1}{m_2} = \sqrt{\frac{x_1}{x_2}}$$

Si ce rapport est plus grand que l'unité, il faut enlever des spires ; s'il est plus petit que 1, il faut en ajouter.

Supposons que $m_1 = 72$ spires, $x_1 = 2,5$ ohms et $x_2 = 4,5$ ohms. Nous avons :

$$\frac{72}{m_2} = \sqrt{\frac{2,5}{4,5}} = 0,745$$

d'où

$$m_2 = \frac{72}{0,745} = 97 \text{ spires environ.}$$

Pratiquement, pour effectuer ce travail, on est obligé de débobiner le secondaire, en comptant les spires, de faire le calcul ci-dessus et de rebobiner un nouveau secondaire en tenant compte du chiffre trouvé pour m_2 .

2. — LE TRANSFORMATEUR DE SORTIE EST A REMPLACER.

C'est un cas très fréquent et trop de dépanneurs y remédient en remplaçant le transformateur défectueux par un autre, de provenance quelconque, « pour 6V6 », « pour CBL6 » ou « pour pentode », suivant le cas.

Or, cette façon de faire peut avoir, quelquefois, des conséquences déplorables pour la musicalité du récepteur à réparer, car, d'après ce que nous avons dit plus haut, il n'existe pas de transformateur de H.P. pour pentode ou pour triode ou pour telle ou telle lampe. Il existe des transformateurs de rapport tant et des bobines mobiles d'impédance tant.

Pour une certaine marque et un certain type de H.P. et de transformateur, les indications d'impédance primaire sont valables, mais dans ce cas particulier seulement. En principe, un transformateur « pour pentode » de la marque X ne convient pas du tout comme tel à un haut-parleur de la marque Y, sauf le cas particulier où l'impédance de la bobine mobile est la même dans les deux marques.

Cela dit, voyons comment se présente le problème dans la pratique. Pour remplacer le transformateur défectueux, nous connaissons l'impédance de charge Z_1 de la lampe finale et l'impédance Z_2 de la bobine mobile, que nous pouvons mesurer, si elle nous est inconnue, par le procédé indiqué plus haut.

Par conséquent, nous pouvons déterminer par le tableau (18-1), ou par le calcul, le rapport n du transformateur à remplacer :

$$n = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}$$

Il restera à choisir, dans les transformateurs que nous avons sous la main, un modèle faisant ce rapport. Si nous avons le choix entre plusieurs pièces de taille différentes, choisir toujours le plus volumineux, si la place disponible le permet. Rien ne nous empêche, d'ailleurs, de placer notre transformateur sur l'un des côtés de l'ébénisterie, comme le montre la figure 19-5.

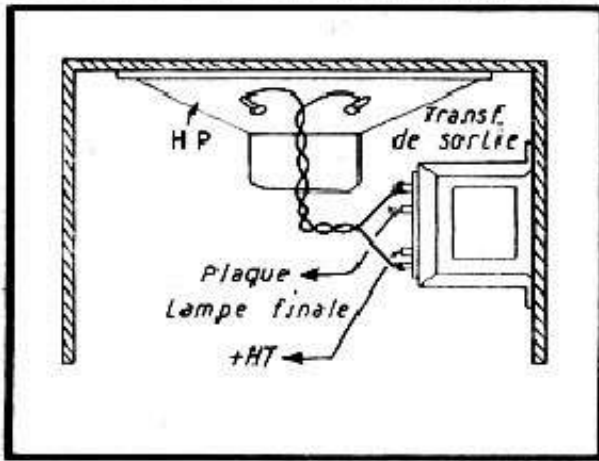


Fig. 19-5. — Il est souvent préférable de fixer le transformateur de sortie à proximité du haut-parleur, sur l'un des côtés de l'ébénisterie. On peut également fixer ce transformateur sur le châssis du récepteur ou de l'amplificateur.

Nous donnons plus loin un tableau (19-1) qui vous indiquera aussi bien l'impédance de la B.M. que les rapports de transformation des principaux H.P. du marché.

Ce tableau nous montre que certains remplacements hâtivement réalisés conduisent à des impédances totalement différentes de celle nécessaire. Par exemple, si sur un *Cleveland* de 16 cm pour 25L6 ($n = 21$), nous remplaçons le transformateur par un *Vega* (« pour 25L6 », soit $n = 32$), l'impédance qui en résultera sera voisine de 5000 ohms au lieu de 2000.

Et cela nous conduit à dire quelques mots sur l'importance qu'il convient d'accorder à l'adaptation correcte des impédances, sans tomber dans l'excès de précision qui est parfaitement inutile.

Il est évident qu'une lampe finale se comportera fort honorablement si sa charge de plaque est voisine de la valeur optimale à quelque plus ou moins 15 % près, mais encore, il ne faut pas perdre de vue que certaines lampes sont plus « critiques » que d'autres à ce point de vue.

D'une façon générale, les lampes telles que les pentodes normales (6F6, 42, etc.), ainsi que les 6V6, 6AQ5, etc., sont assez « conciliantes ». Par contre, les lampes poussées, telles que CBL6, UL41, EL41, EL84 etc., sont plus exigeantes et demandent une adaptation plus soignée.

3. — LA LAMPE FINALE EST A REMPLACER.

Bien entendu, il s'agit du remplacement d'une lampe par une autre de type très nettement différent, demandant une impédance de charge différente.

Nous retombons, à peu près, dans le premier cas, celui du remplacement de la B.M., avec cette différence que cette dernière ne change pas et que c'est l'impédance primaire Z_1 qui varie. Deux cas peuvent donc se présenter :

a. — *L'impédance nécessaire pour la nouvelle lampe est plus basse que celle de la lampe remplacée.*

La solution la plus simple est, évidemment, le remplacement du transformateur de sortie par un modèle approprié.

Mais nous pouvons également modifier le nombre de spires secondaires du transformateur existant. Dans le cas ci-dessus, il faut en *augmenter* le nombre.

b. — *L'impédance nécessaire pour la nouvelle lampe est plus élevée que celle de la lampe remplacée.*

C'est le contraire du cas a et nous devons *diminuer* le nombre de spires secondaires.

Même question que plus haut : dans quel rapport augmenter ou diminuer le nombre de spires ? Comme dans le cas du remplacement de la B.M., le rapport de spires secondaires avant transformation est égal à la racine carrée du rapport des impédances, mais dans l'ordre inverse. En reprenant la même notation que plus haut :

$$\frac{m_1}{m_2} = \sqrt{\frac{x_2}{x_1}}$$

Deux exemples pratiques nous feront comprendre immédiatement l'utilisation de cette relation.

1. — Soit à remplacer une 25A6 par une 25L6 sur un récepteur tous-courants. L'impédance de charge de la première est de 4500 ohms ; celle de la seconde n'est que de 2000 ohms (cas *a* ci-dessus). Le secondaire du transformateur de sortie comporte 70 spires. Nous avons donc :

$$m_1 = 70 ; x_1 = 4500 \text{ ohms} ; x_2 = 2000 \text{ ohms.}$$

Par conséquent :

$$\frac{70}{m_2} = \sqrt{\frac{2000}{4500}} = 0,667$$

et

$$m_2 = \frac{70}{0,667} = 105 \text{ spires.}$$

2. — Soit à remplacer une EL5 (impédance de charge 3500 ohms) par une EL3 (impédance de charge 7000 ohms) (cas *b* ci-dessus). Le secondaire du transformateur de sortie comporte 90 spires. Nous avons donc :

$$m_1 = 90 ; x_1 = 3500 \text{ ohms} ; x_2 = 7000 \text{ ohms.}$$

Par conséquent :

$$\frac{90}{m_2} = \sqrt{\frac{7000}{3500}} = 1,41$$

et

$$m_2 = \frac{90}{1,41} = 64 \text{ spires.}$$

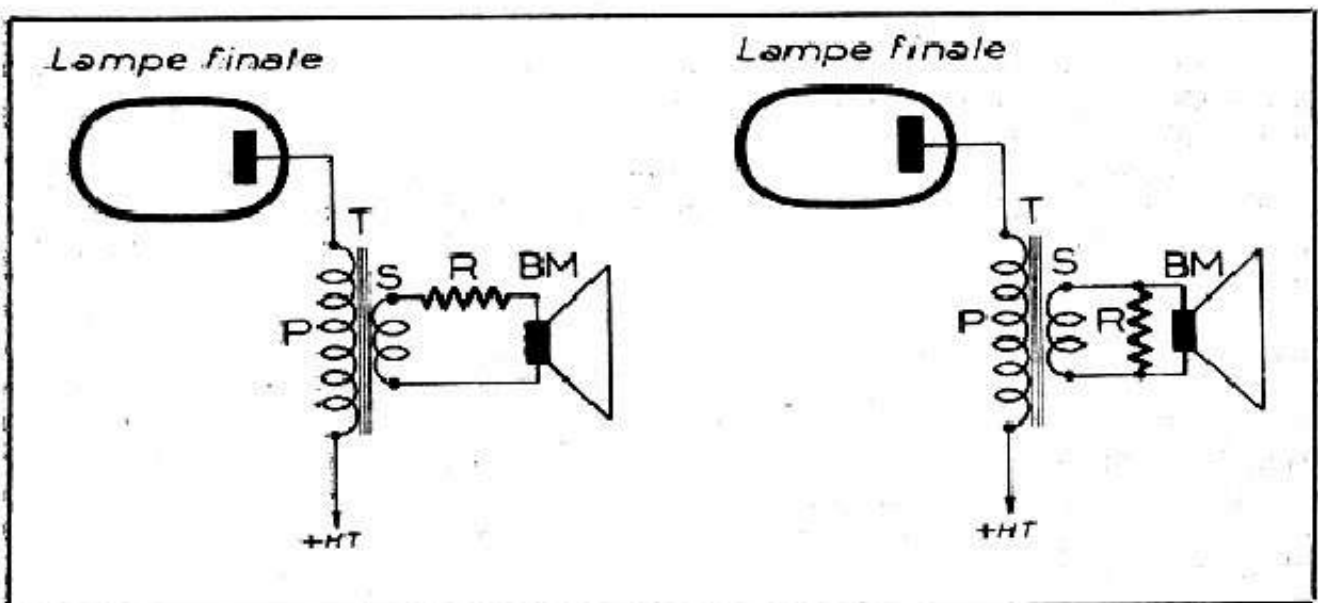


Fig. 19-6. — On peut réaliser une adaptation de la bobine mobile par l'introduction d'une résistance série (R).

Fig. 19-7. — On peut également, suivant le cas, utiliser une résistance-shunt (R).

Moyens de fortune et trucs divers.

Dans les différents cas ci-dessus, de remplacement de H.P. ou de modification de son transformateur, nous pouvons recourir à quelques « trucs » peut-être discutables au point de vue purement théorique, mais qui ont l'avantage de la simplicité.

Le plus courant est celui qui consiste, pour modifier l'impédance d'un H.P., à modifier son impédance de charge secondaire par mise en circuit de résistances série ou parallèle. Ainsi, pour augmenter l'impédance secondaire et, partant de là, augmenter l'impédance primaire, on place une résistance fixe en série avec la B.M. (R, fig. 19-6). Pour diminuer l'impédance secondaire, et aussi l'impédance primaire, on fera le contraire : une résistance R en parallèle sur la B.M. (fig. 19-7).

Il ne faut user de ce moyen qu'avec circonspection, car quel que soit le mode de branchement (fig. 19-6 ou fig. 19-7), la résistance R absorbera toujours une fraction de la puissance délivrée par la lampe finale, qui sera dissipée ainsi en pure perte. R devra donc être nettement plus faible que l'impédance de la B.M. dans le cas de la figure 19-6 et nettement plus élevée dans celui de la figure 19-7. En d'autres termes, R ne dépassera pas la moitié de la B.M. dans le premier cas et ne sera pas inférieure au double de la B.M. dans le second.

Bien que ce ne soit pas tout à fait exact, on pourra admettre que l'impédance de la B.M. et la résistance se combinent comme deux résistances pures.

Par conséquent, pour faire passer une impédance primaire de 5000 à 7000 ohms, par exemple, la B.M. étant de 2,5 ohms, nous devons augmenter, artificiellement, l'impédance de la B.M. dans le rapport $7000/5000 = 1,4$, soit la porter à $2,5 \times 1,4 = 3,5$ ohms, ce qui sera obtenu par le montage de la figure 19-6 avec $R = 1$ ohm.

Pour faire passer une impédance primaire de 3500 à 3000 ohms, par exemple, avec une bobine mobile de 2 ohms, nous devons encore une fois multiplier cette dernière valeur par le rapport $3000/3500 = 0,86$, soit la réduire à $2 \times 0,86 = 1,72$ ohm.

Pour y parvenir on donnera à R (parallèle) une valeur telle que

$$\frac{2 R}{2 + R} = 1,72,$$

d'où

$$0,28 R = 3,44 \quad \text{et } R = 12 \text{ ohms environ.}$$

L'emploi des résistances série ou parallèle dans le circuit de la bobine mobile sera également tout indiqué pour « signoler » l'adaptation d'un transformateur, dont le rapport n'est pas tout à fait celui qu'il faut pour la bobine donnée.

Par exemple, pour remplacer le transformateur de sortie d'un haut-parleur dont la B.M. est de 2,5 ohms, nous avons besoin du rapport 28 pour obtenir une impédance primaire de 2000 ohms. Or, nous n'avons sous la main qu'un transformateur de rapport 33.

Pour obtenir une même impédance primaire avec un transformateur de rapport plus élevé, il faut diminuer l'impédance de la bobine mobile.

Le « rapport des rapports » étant de $28/33 = 0,85$, il faut multiplier l'impédance de la B.M. par le carré de ce rapport; soit $0,85 \times 0,85 = 0,72$. Cela nous donne la nouvelle valeur de cette impédance : $2,5 \times 0,72 = 1,8$ ohm.

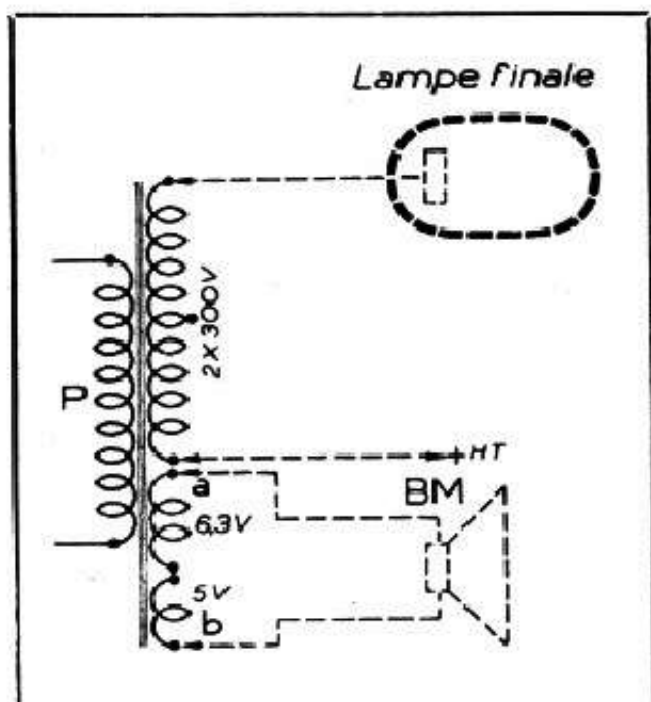
Par un raisonnement identique à celui ci-dessus, nous arriverons à la conclusion qu'il nous faudra mettre en parallèle sur la bobine mobile une résistance R de 6,5 ohms environ.

Un autre procédé de fortune consiste à utiliser un transformateur d'alimentation comme transformateur de sortie. En effet, un transformateur d'alimentation comporte, comme le montre la figure 19-8, un primaire (que nous négligeons), un secondaire haute

tension (que nous utiliserons comme primaire) et deux enroulements de chauffage (que nous connecterons en série et utiliserons comme secondaire).

Le rapport de transformation se calculera facilement d'après les tensions fournies par les différents enroulements. C'est ainsi que, dans le cas de la figure 19-8, si nous prenons

Fig. 19-8. — En cas de besoin, il est possible d'utiliser un transformateur d'alimentation en tant que transformateur de sortie. Les secondaires de chauffage, connectés en série ou pris séparément, peuvent permettre plusieurs combinaisons d'impédances.



la totalité du secondaire H. T., d'une part, et les deux secondaires de chauffage en série, d'autre part, nous aurons :

$$n = \frac{2 \times 300}{5 + 6,3} = \frac{600}{11,3} = 53.$$

Si nous ne prenons que la moitié du secondaire H. T., ce rapport ne sera plus que de 26,5.

Si nous prenons la moitié du secondaire H. T. et l'enroulement 6,3 V seul, le rapport sera de 47,5.

Enfin, si nous prenons la moitié du secondaire H. T. et l'enroulement 5 V, le rapport sera de 60.

La seule précaution à prendre consiste à connecter les deux secondaires de chauffage en série et dans le bon sens. Pour s'en assurer, on branche le secteur au primaire, on connecte les deux secondaires en série et on mesure la tension entre *a* et *b* (fig. 19-8). On doit trouver environ 12 volts. Si on trouve une tension anormalement faible, inverser le branchement.

Réparation des haut-parleurs.

En dehors des cas de remplacement que nous avons passés en revue, les haut-parleurs sont souvent sujets à des pannes, disons mécaniques : vibrations parasites de toute sorte, « miriltonage », étranglement du son, etc.

Voici quelques cas pouvant se présenter et les moyens d'y remédier.

1. — POUSSIÈRES MÉTALLIQUES OU AUTRES DANS L'ENTREFER BOBINE MOBILE-NOYAU.

Il en résulte une déformation plus ou moins prononcée, surtout à pleine puissance (ne pas confondre avec la déformation provenant de l'amplificateur lui-même

et dont nous parlerons plus loin). Parfois cette déformation n'est perceptible que sur certaines notes, certaines fréquences, et donne une impression de grattements intermittents.

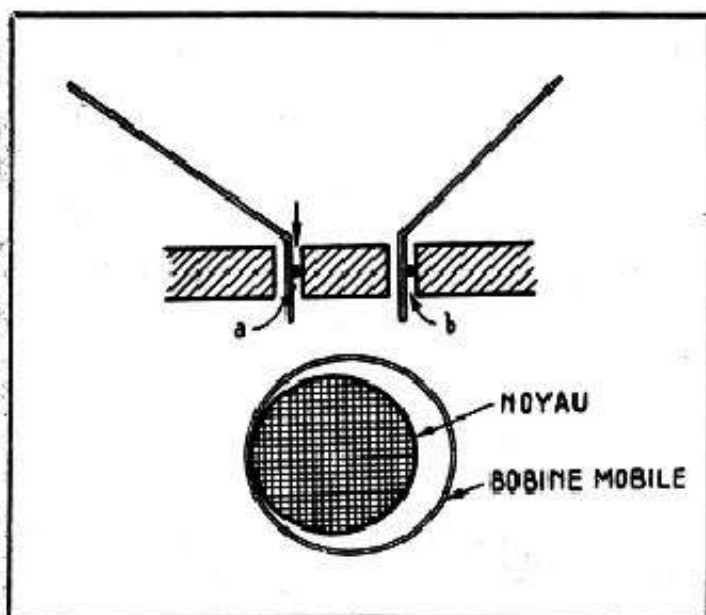


Fig. 19-9. — Une poussière peut s'introduire entre la bobine mobile et le noyau ou les pièces polaires de la culasse, en a ou en b.

Fig. 19-10. — La bobine mobile peut se décentrer par rapport à son noyau.

Comme l'espace entre la bobine mobile et le noyau d'une part, le bord de la culasse d'autre part, est fort réduit (fraction de millimètre en général), la moindre parcelle métallique ou autre s'y coince facilement et gêne le mouvement de va-et-vient de la B.M., provoquant les bruits parasites indiqués plus haut (fig. 19-9).

Cet accident est très rare dans les H.P. modernes, où l'entrefer est protégé, des deux côtés, par la pastille et le spider. Par contre, il est fréquent de le voir sur des H.P. anciens.

Le remède consiste, c'est évident, à extraire le « corps étranger », ce qui est assez facile lorsqu'il est placé entre le noyau et la B.M. (a de la figure 19-9). On découpe une petite bande de 5-6 mm de longueur, dans du bristol assez fin, mais rigide, ou encore dans de la bakélite très mince, et on l'introduit entre le noyau et la bobine mobile, comme le montre la flèche de la figure 19-9. Puis on frotte énergiquement tout en faisant le tour du noyau.

Si le « corps étranger » s'est coincé en b (fig. 19-9), il est un peu plus délicat et souvent impossible de l'en déloger, à moins de démonter le H.P., ce qui n'est guère à la portée d'un dépanneur, car si l'opération du démontage est souvent facile, celle du remontage et du recentrage exige l'emploi de calibres et une habileté que l'on ne peut pas demander à un technicien non spécialiste des H.P.

2. — BOBINE MOBILE DÉCENTRÉE.

Le décentrage peut avoir deux causes : soit une déformation du « spider », soit une déformation de la bobine mobile elle-même.

Dans le premier cas, par suite justement de la déformation du spider, due souvent à l'humidité, la B.M. reste parfaitement cylindrique, mais se trouve dans la position de la figure 19-10 par rapport au noyau, touchant, plus ou moins franchement ce dernier, ce qui provoque un bruit parasite, un grattement, tout à fait désagréable.

On peut tenter le recentrage lorsque la suspension (« spider avant » à vis centrale, ou « spider arrière » à trois points de fixation) peut être libérée par desserrage des vis ou écrous correspondants, et que l'entrefer, l'espace bobine mobile-noyau, est accessible (pas de pastille de protection).

Par exemple, dans le cas du « spider avant » (fig. 19-11), il suffit de desserrer la vis centrale, puis confectionner trois cales en bristol ou bakélite très mince et les

introduire en trois points de l'entrefer, comme le montre le croquis. Laissant ces cales en place, on rebloque la vis centrale, puis on retire les cales. S'il s'agit, répétons-le, d'un léger décentrage, sans déformation de la bobine mobile, l'opération réussit 9 fois sur 10. Si on la rate une première fois, recommencer en plaçant les trois cales en des endroits différents, mais toujours bien en « étoile ». Lorsqu'on a l'habitude, on arrive très facilement à déceler une bobine décentrée en faisant jouer la membrane par la pression des doigts, en deux points diamétralement opposés (fig. 19-12), de façon à imprimer à la bobine un léger mouvement de va-et-vient, bien régulier. La bobine mobile doit coulisser librement, avec souplesse, sans aucun grattement ni accrochage.

Il faut noter que, bien souvent, dans les H. P. à excitation, dont la culasse chauffe un peu trop, le décentrage se produit au bout d'un certain temps de fonctionnement une heure ou plus, sous l'effet de la chaleur, et par suite des dilatations diverses qui en résultent.

Si le remède indiqué plus haut se révèle inefficace, il vaut mieux confier le H. P. à un spécialiste qui changera la bobine mobile, la suspension, et procédera à un recentrage.

Il existe également une deuxième cause de frottement qui n'est pas due à proprement parler à un décentrage, mais à une déformation permanente de la bobine mobile qui s'ovalise et prend l'aspect de la figure 19-13. Toute tentative de recentrage est,

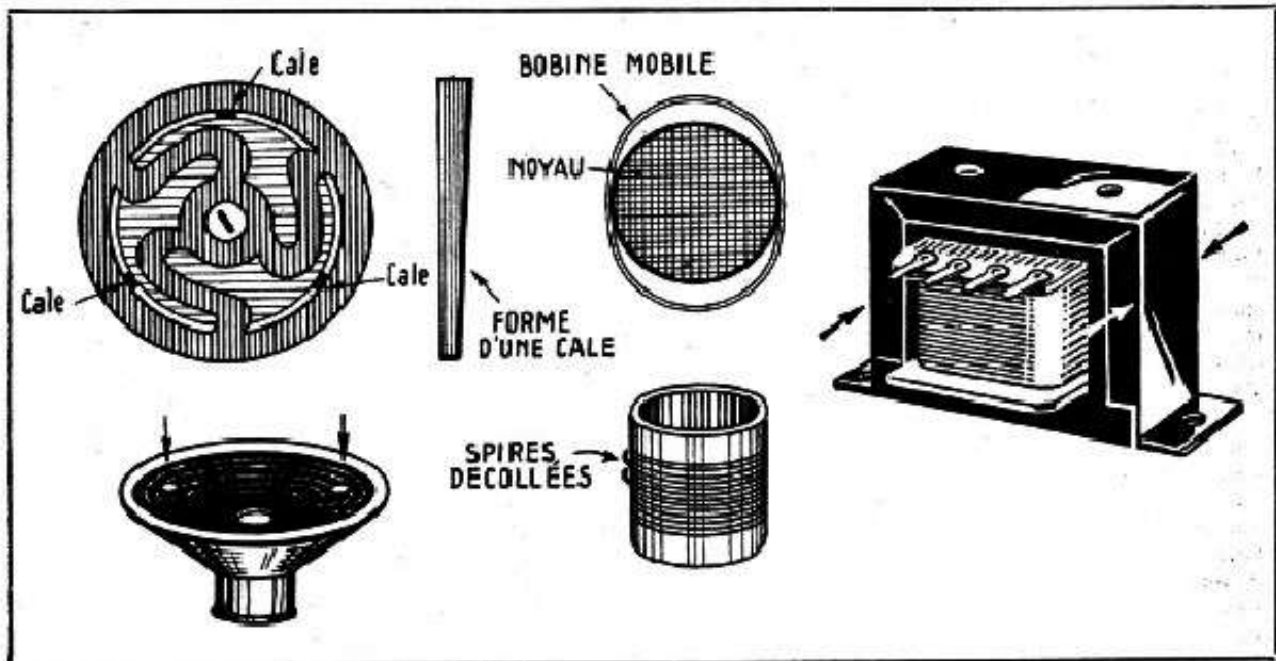


Fig. 19-11 (en haut, à gauche). — Endroits où il convient de placer les cales pour le recentrage de la bobine mobile.

Fig. 19-12 (en bas, à gauche). — On appuie sur la membrane aux endroits indiqués par les flèches pour voir si elle se déplace librement.

Fig. 19-13 (au milieu, en haut). — Une bobine mobile peut être ovalisée.

Fig. 19-14 (au milieu, en bas). — Une bobine mobile peut avoir une ou plusieurs spires décollées.

Fig. 19-15 (à droite). — Si les tôles ne sont pas suffisamment serrées, on peut essayer un serrage énergique aux endroits indiqués par les flèches.

dans ce cas, presque certainement vouée à l'échec et il vaut mieux, encore une fois, confier le H. P. à un réparateur spécialisé.

3. — SPIRES DECOLLÉES.

Il arrive parfois, assez rarement il est vrai, qu'une ou plusieurs spires de la bobine mobile se décollent (fig. 19-14), et, bien entendu, frottent sur le bord du circuit

magnétique, provoquant les mêmes bruits parasites qu'une bobine décentrée. La réparation de ce genre d'accident n'est pas, en général, à la portée d'un simple dépanneur. Donc, voir un spécialiste.

4. — VIBRATIONS DIVERSES.

On constate parfois que le haut-parleur semble vibrer sur certaines fréquences, produisant un bruissement fugitif sur certaines notes.

Quelquefois ce bruit parasite provient du transformateur de sortie dont les tôles ne sont pas suffisamment serrées. On y remédie en écrasant fortement, avec une grosse pince, les bords du transformateur, des deux côtés, comme l'indiquent les flèches de la figure 19-15.

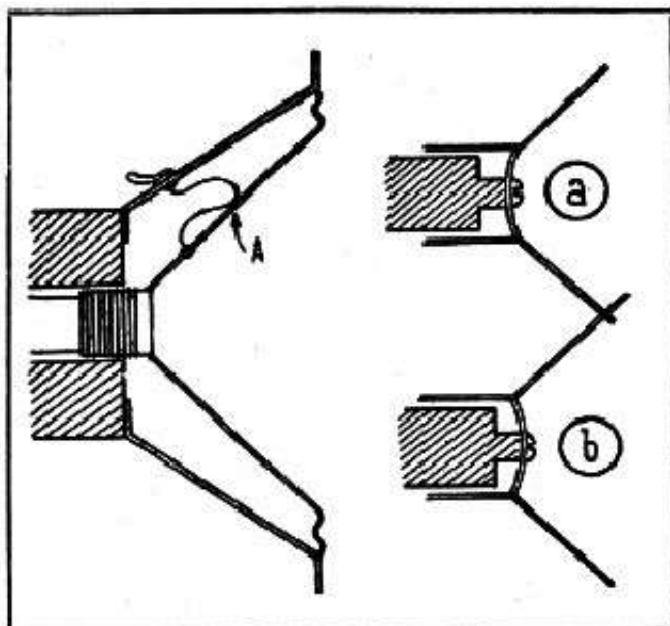
Une autre cause de bruits et de vibrations intermittents réside, quelquefois, dans une mauvaise position des fils souples assurant la sortie de la bobine mobile. Si l'un de ces fils se trouve replié comme le montre la figure 19-16, et qu'il se trouve

Tableau 19-1. — IMPEDANCE DE LA B. M. ET RAPPORT DE TRANSFORMATION DE QUELQUES HAUT-PARLEURS FRANÇAIS

Marque	Diamètre en cm	Impédance B.M. en ohms	Rapport de transformation pour les impédances					
			2000 Ω 25L6-CBL6	2500 Ω 35B5 50B5	3000 Ω UL4I	5000 Ω 6Y6-6AQ5	7000 Ω Pentode	11 000 Ω Push-pull
Audax (anciens) . . .	12 et 16	2,7	27	30,5	33	43	51	64
Audax (anciens) . . .	19 à 24	2,2	30	33	37	47,5	56,5	71
Audax	8 à 24	2,5	28	32	35	45	53	66,5
Audax (AP)	28	50	6,3	7,1	7,75	10	11,8	14,8
Audax (Excit.)	28	5	20	22,4	24,5	32	37	47
Audax	34	8	16	17,5	19,5	25	30	37
Cleveland (AP)	12	4,5	21	24,5	26	33	39	49,5
Cleveland (Excit.)	12	2,6	28	31	34	44	52	65
Cleveland	16	4,5	21	24,5	26	33	39	49,5
Cleveland	21 et 24	2,2	30	33	37	47,5	56,5	71
Ferrivox	8	1,7	34	38	42	54	64	81
Ferrivox (anciens)	12	2	32	35	39	50	59	74
Ferrivox (anciens)	16 à 24	3	26	29	32	41	48	61
Ferrivox	12 et 16	2,5	28	32	35	45	53	66,5
Ferrivox	21 et 24	2,15	30,5	34	37,5	48	57	71,5
Ferrivox	28 et 30	4	22,5	25	27,5	35	42	52,5
Ferrivox	34 et 46	8	16	17,5	19,5	25	30	37
Princeps	10 à 16	3,5	24	27	29,5	38	45	56
Princeps (anciens)	19 à 24	2,6	28	31	34	44	52	65
Princeps	20 à 24	2,1	31	34,5	38	49	58	72,5
Princeps (ancien)	28	3	26	29	32	41	48	61
Princeps	28	2	32	35	39	50	59	74
Princeps 35 R	35	2,2	30	33	37	47,5	56,5	71
Princeps CP 35	35	6	18,25	20,4	22,4	29	34	43
Roxon	12 et 16	2,5	28	32	35	45	53	66,5
Roxon	19 à 24	2,4	29	32	35	45,5	54	68
Roxon	28 et 30	6	18,25	20,4	22,4	29	34	43
SEM	12 et 16	2,9	26	29,5	32	41,5	49	62
SEM	21 et 24	2,4	29	32	35	45,5	54	68
SEM	28	2,4	29	32	35	45,5	54	68
Vega	9 à 19	2	32	35	39	50	59	74
Vega (anciens)	21 et 24	2,5	28	32	35	45	53	66,5
Vega	21 et 24	2	32	35	39	50	59	74
Vega (anciens)	28 et 33	2,7	27	30,5	33	43	51	64
Vega	28 et 33	3	26	29	32	41	48	61
Vega (anciens)	34 et 37	5	20	22,4	24,5	32	37	47
Vega	34	7,5	16,3	18,3	20	26	30,5	38,5
Volta	12 et 16	4,5	21	24,5	26	33	39	49,5
Volta	21 et 24	4,1	22	25	27	35	41	52

Fig. 19-16 (à gauche). — Un fil de liaison peut toucher la membrane en A et provoquer une vibration.

Fig. 19-17 (à droite). — Un spider peut être déformé vers l'arrière (a), ou vers l'avant (b).



en contact en A avec la membrane, il se produit un bruit désagréable lorsque cette dernière vibre.

Nous ne parlerons que pour mémoire des vibrations diverses, dont le siège est en dehors du H.P. et qui prennent naissance dans le cadran, l'enjoliveur, les blindages des lampes, etc.

5. — SPIDER DÉFORMÉ.

Sans que la bobine mobile soit décentrée, le spider, qu'il soit du type « avant » ou « arrière », peut se déformer (vieillesse, humidité, etc.) vers l'avant ou vers l'arrière et prendre l'une des positions (a ou b) de la figure 19-17. Le mouvement de la bobine mobile, et donc de la membrane, se trouvera gêné soit vers l'arrière, soit vers l'avant, d'où déformation et manque de puissance.

CHAPITRE XX

LAMPES UTILISÉES EN B. F. TRIODES ET PENTODES

Nous ne pouvons pas faire ici un exposé complet sur la théorie et le fonctionnement des tubes, et plus particulièrement de ceux utilisés en B. F., mais il nous semble cependant nécessaire d'en parler sous forme de rappel de quelques notions théoriques et de leurs conséquences pratiques.

Aspect extérieur.

Il est impossible d'énumérer toutes les variantes d'aspect extérieur que peuvent présenter les tubes utilisés en B. F. : anciens tubes européens et américains ; ceux de la série transcontinentale ; ceux à culot octal, soit du type « tout-verre », « tout-métal » ou « métal-glass » (MG) ; les « loctal » ; enfin les Rimlock-Médium, les miniatures et les « noval ». Sans parler des types étrangers spéciaux tels que les « Telefunken ».

Certains, ceux des anciennes séries, possèdent la sortie d'une électrode sur le dessus de l'ampoule : grille le plus souvent, mais quelquefois plaque, comme la E446 européenne ou la 807 américaine, plus récente.

De plus, certaines lampes du même type n'ont pas du tout la même présentation, suivant qu'il s'agit de fabrication ancienne ou nouvelle : par exemple, une 47 américaine fabriquée vers 1932-34 ne ressemble en rien, extérieurement du moins, à une 47 que l'on peut se procurer aujourd'hui.

La figure 20-1 montre quelques aspects des lampes B. F. anciennes et modernes.

Constitution interne.

Nous avons vu, lorsque nous avons parlé du redressement, que les valves comportaient un filament, une cathode et une (ou deux) plaque.

Un tube amplificateur B. F. possède, en plus, une, deux ou trois électrodes appelées grilles, qui se trouvent placées entre la cathode et la plaque et que l'on désigne généralement par G_1 , G_2 et G_3 , en partant de la cathode.

Lorsqu'il n'y a qu'une seule grille, le tube est appelé *triode*, car il y a trois électrodes : cathode, grille et plaque. (Le filament, dans les lampes à chauffage indirect ne compte pas et ne sert qu'à chauffer la cathode ; dans les lampes à chauffage direct, par contre, le filament constitue, en somme, la cathode et compte comme telle).

Lorsqu'il y a deux grilles, le tube devient une *tétrode* (on disait, dans le temps, bigrille ou lampe à écran).

Enfin, lorsqu'il y a *trois grilles*, nous avons une *pentode* (du grec penta = cinq, car il y a cinq électrodes). Dans certains ouvrages on peut rencontrer encore le terme de *trigrille*.

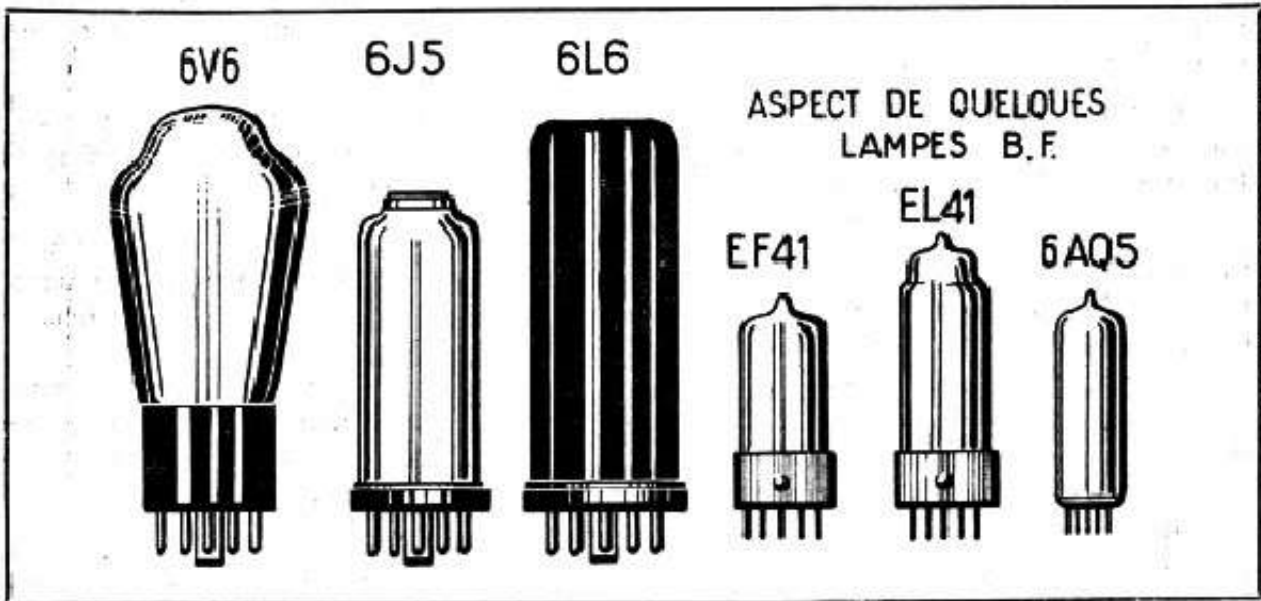


Fig. 20-1. — Aspect extérieur et dimensions comparatives de quelques tubes utilisés pour l'amplification B.F.

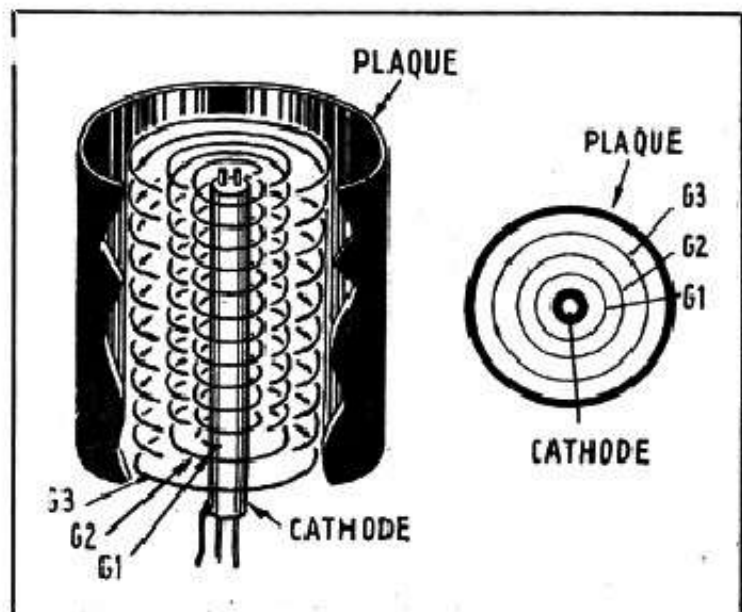
La grille G_2 est appelée communément *grille-écran* ou, simplement, *écran*, tandis que G_3 est désignée par le terme *grille de suppression* ou *suppressor*.

La figure 20-2 montre la disposition normale des différentes électrodes à l'intérieur d'une pentode.

Représentation schématisée.

Les différents tubes utilisés dans l'amplification B. F. sont représentés, dans les schémas, de manière souvent variée et empreinte de fantaisie, mais, généralement, cette représentation se rapproche de celle de la figure 20-3 où nous voyons dans l'ordre :

Fig. 20-2. — Constitution interne d'une pentode à chauffage indirect, montrant la disposition concentrique des trois grilles, G_1 , G_2 et G_3 . La forme géométrique des différentes électrodes n'est pas toujours la même, mais le principe ne varie pas.



a) *Triode simple*. — Lorsque cette triode est combinée, comme c'est souvent le cas, avec une ou deux diodes, ces dernières sont dessinées sous forme de petites plaques, à côté de la cathode.

b) *Tétrade de puissance* (6V6, 6L6, 25L6, 50B5 et similaires) — On voit, quelquefois, pour ces lampes, une représentation conforme au croquis c, mais celle de b traduit mieux la constitution interne du tube.

c) *Tétrade simple ou lampe à écran*. — Ce genre de lampes ne se rencontre que sur de très anciens récepteurs des années 1930 à 1935. Les plus connues sont la E452T et la E444, cette dernière étant une tétrade combinée avec une diode.

d et e) *Pentodes*. — En d nous avons une pentode dont la grille G_3 est réunie intérieurement à la cathode. C'est le cas de presque toutes les pentodes de puissance (EL3N, EL41, EL84, 6F6, etc.), ainsi que de quelques pentodes amplificatrices de tension (préamplificatrices B. F.), telles que les E446, 6H8, EBF2, EF41, etc.

En e, c'est encore une pentode, mais dont le suppressor G_3 est réuni à une broche ou un contact extérieur. C'est le cas, presque général, des pentodes préamplificatrices B. F. (EF9, 6M7, EF6, EAF42, etc.), ainsi que de quelques pentodes de puissance (89, EL38 et des pentodes de puissance pour télévision : EL83, EL81 etc.).

f) *Double triode*. — Les doubles triodes sont largement utilisées, actuellement, dans les amplificateurs B. F., car elles permettent des combinaisons souvent très intéressantes. En somme, il s'agit de deux lampes distinctes réunies à l'intérieur d'une même enveloppe. Parfois, la cathode est commune aux deux éléments (6N7 ou 6SC7), mais le plus souvent, le tube comporte deux cathodes distinctes, comme le montre le croquis, qui se rapporte aux tubes, tels que ECC40, 6SN7, 6SL7, ECC81, ECC82, etc.

Caractéristiques des lampes (Alimentation).

Tout dépanneur possède des recueils de caractéristiques des lampes, notices des constructeurs ou fascicules tels que « Lexique officiel » ou autres, mais parfois la signification exacte de certains chiffres lui échappe et le fait hésiter dans le choix de telle ou telle lampe de remplacement.

Laissons de côté la question de la tension et du courant de chauffage : aucune équivoque n'est possible à ce sujet.

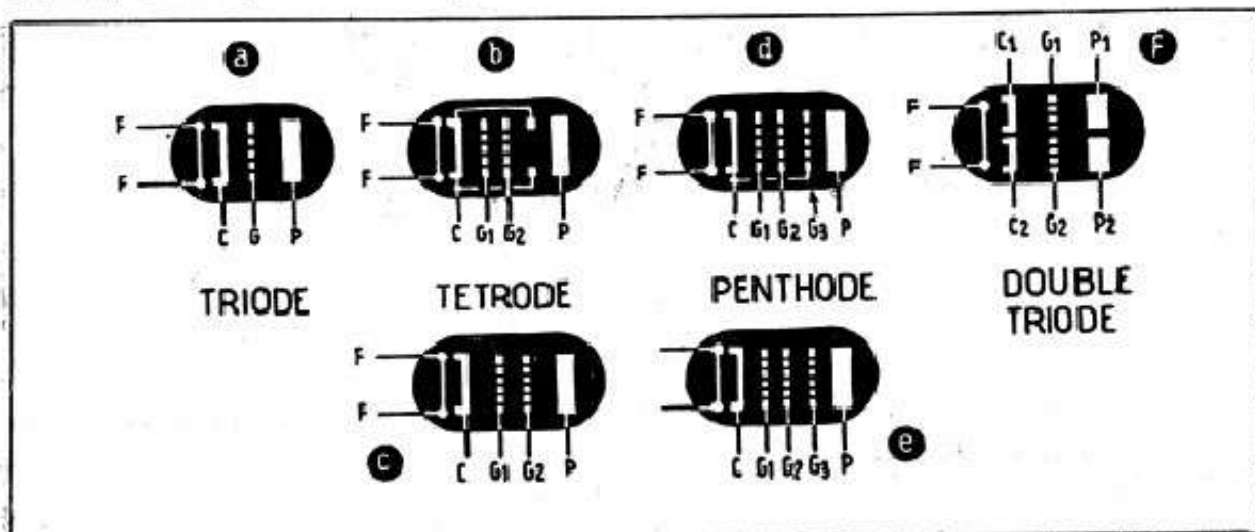


Fig. 20-3. — Représentation schématique des triodes, tétrades, pentodes et doubles triodes.

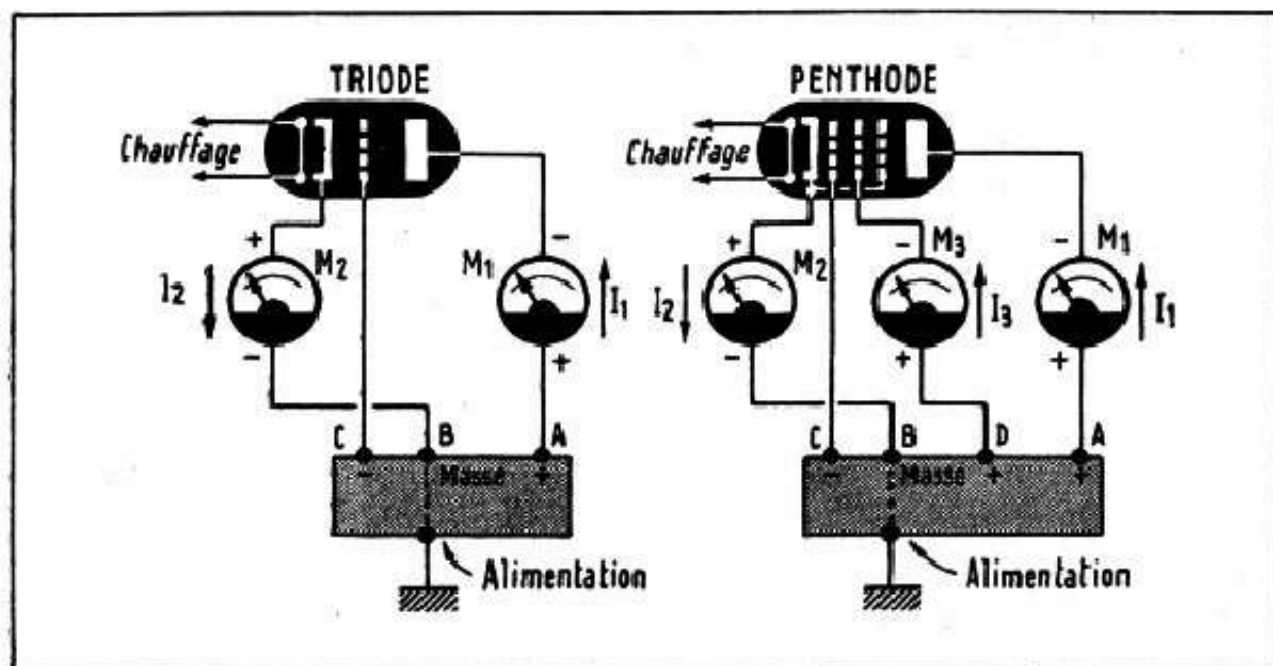


Fig. 20-4. — Montage permettant la mesure du courant anodique et de celui de cathode d'une triode.

Fig. 20-5. — Montage permettant la mesure des courants anodique, d'écran et cathodique d'une pentode.

Viennent ensuite : la tension et le courant anodiques (ou de plaque, ce qui est la même chose) ; la tension et le courant d'écran (pour une pentode seulement) ; la tension de polarisation.

Pour définir ces cinq grandeurs, prenons un tube, alimentons son filament en tension de chauffage convenable et réunissons ses différentes électrodes à une alimentation quelconque (redresseur ou batterie), suivant le schéma de la figure 20-4 s'il s'agit d'une triode, ou celui de la figure 20-5 s'il s'agit d'une pentode.

Autrement dit, la plaque du tube est réunie au côté « plus » de l'alimentation (A), la grille G_1 au côté « moins » (C) et la cathode à un point intermédiaire B, légèrement positif par rapport à C, et que nous appellerons, arbitrairement, *masse*, car dans un montage, ce point serait réuni à la masse, c'est-à-dire au châssis.

Dans le cas d'une pentode (fig. 20-5), il y a une liaison supplémentaire à établir : celle de l'écran, qui est réuni au point D, dont la tension serait la moitié environ de celle en A. Pour une pentode toujours, la grille G_2 , au cas où elle est « sortie » extérieurement, sera réunie à la cathode, c'est-à-dire à la masse.

Cela étant, nous complétons le montage, dans les deux cas, en intercalant des milliampèremètres (M_1 , M_2 et M_3), suivant les indications des figures 20-4 et 20-5 et dans le sens indiqué.

Commençons par une triode et voyons, dans le « Lexique officiel », par exemple, les caractéristiques d'une 6J5, triode bien connue. Nous lisons :

Tension plaque ou haute tension	250 volts ;
Tension grille ou polarisation	— 8 volts ;
Courant anodique (I_1)	9 mA.

Cela veut dire, tout simplement, que si nous nous arrangeons pour avoir + 250 volts en A, et — 8 volts en C (c'est-à-dire — 8 volts par rapport à B), le milliampère mètre M_1 nous indiquera 9 mA.

Si maintenant nous prenons une pentode, une EF41, par exemple, les caractéristiques du fabricant nous indiquent :

Tension plaque	250 volts ;
Tension de polarisation sur G_1	- 2,5 volts ;
Courant anodique (I_1)	6 mA ;
Courant écran (I_3)	1,7 mA.

Par conséquent, si nous faisons la tension en A égale à + 250 volts, que nous réglons la tension en C de façon à avoir 2,5 volts entre C et B (- 2,5 volts par rapport à B) et que nous ajustons la tension en D de telle manière que le courant écran I_3 soit de 1,7 mA, le courant anodique I_1 sera de 6 mA.

Les deux expériences très simples ci-dessus nous donnent la possibilité de déduire toute une série de propriétés des triodes et pentodes, propriétés dont tout dépanneur doit se souvenir constamment, car leur connaissance permet de déceler toute anomalie dans le fonctionnement d'une lampe. Or, qui dit anomalie dit panne existante ou à venir.

Triode et ses particularités.

Nous venons de dire que le courant I_1 (fig. 20-4) est de 9 mA lorsque la polarisation est de - 8 volts et la tension plaque de 250 volts. Cette condition restrictive « lorsque » nous fait prévoir que le courant I_1 dépend, à la fois, de la polarisation et de la tension plaque.

Pour le vérifier, il nous suffit de rendre variables, par un moyen quelconque, les tensions A et C (fig. 20-4). Et nous constaterons alors que :

1 — A TENSION DE POLARISATION FIXE, LE COURANT I_1 AUGMENTE LORSQUE LA TENSION PLAQUE AUGMENTE.

Bien entendu, l'augmentation de la tension plaque ne peut avoir lieu indéfiniment et chaque lampe possède une tension-limite, indiquée par le fabricant et qu'il est malsain de dépasser. Pour la plupart des tubes normaux de réception, cette limite se situe aux environs de 350-400 volts.

En reprenant l'exemple de la 6J5, voici comment varie le courant plaque, la tension de polarisation étant toujours de - 8 volts et la tension plaque variant de 100 à 300 volts.

Tension plaque (volts)	100	150	200	250	300.
Courant plaque (mA)	0	0,7	3	9	15.

Pratiquement, une triode n'est jamais employée dans son montage théorique de la figure 20-4, mais avec, ce qu'on appelle une charge de plaque, constituée soit par une résistance (R, fig. 20-6a), soit par le primaire d'un transformateur (fig. 20-6b). Dans ces conditions, il est évident qu'il se produit une chute de tension le long de R ou de P, et que la tension plaque réelle, celle que nous trouvons en A', est d'autant plus faible que R ou P ont une résistance plus élevée et que le courant anodique est plus important.

Il faut en passant, mettre en garde les techniciens-débutants contre les dangers du raisonnement suivant :

« Ma lampe étant polarisée à - 8 volts, son débit anodique est de 9 mA, la haute-tension étant de 250 volts. Par conséquent, si j'introduis dans la plaque une résistance R de 10 000 ohms, la chute de tension sera de $10\,000 \times 0,009 = 90$ volts et je trouverai en A' une tension telle $250 - 90 = 160$ volts. »

C'est complètement faux, car le phénomène est plus complexe et il suffit de penser que si la présence de R provoque une chute de tension, la tension en A' c'est-à-dire celle de plaque, s'en trouve diminuée, d'où courant anodique moindre, chute de tension moindre dans R, tension plus forte en A', courant anodique plus élevé, etc... etc... jus-

qu'à un état d'équilibre qu'on ne peut prévoir qu'en consultant les courbes de la lampe donnée, ce qu'il ne nous est pas possible de faire ici.

A titre d'indication, disons que pour une 6J5, avec $R = 10\,000$ ohms et la polarisation de -8 volts, le courant anodique serait de 4 mA environ et la tension en A' , par conséquent, de 210 volts à peu près. *Donc, dans une triode, le fait de modifier*

Fig. 20-6 (à gauche). — Une triode peut être « chargée » soit par une résistance R , soit par un transformateur de sortie ou de liaison.

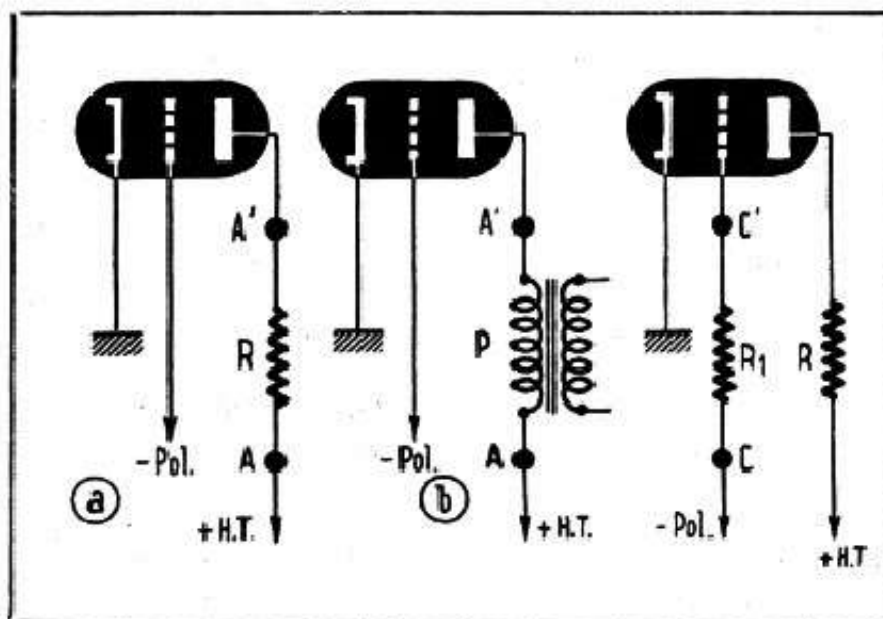


Fig. 20-7 (à droite). — Aucun courant ne circule normalement dans la résistance de fuite de grille R_1 .

sensiblement la résistance de charge d'anode, réagit fortement sur le courant anodique : ce dernier est d'autant plus faible que R est plus élevée.

2. — A TENSION PLAQUE FIXE, LE COURANT I_1 AUGMENTE LORSQUE LA TENSION DE POLARISATION DIMINUE.

La tension de polarisation est celle qui rend la grille négative par rapport à la cathode ou, ce qui revient au même, la cathode positive par rapport à la grille. Nous disons que la polarisation augmente, lorsque la différence de potentiel, entre ces deux électrodes, augmente, sans tenir compte du signe. Et lorsque cette différence de potentiel diminue, nous disons que la polarisation diminue.

Si nous rendons la grille très fortement négative par rapport à la cathode, nous pouvons arriver à annuler le courant plaque : la lampe se trouve « bloquée » et ne débite plus. Si elle est montée sur un récepteur et que, par accident ou erreur, sa polarisation est beaucoup trop élevée, il peut en résulter un silence complet.

Ensuite, si nous diminuons progressivement la polarisation, nous voyons le courant plaque croître et prendre des valeurs qui peuvent être très importantes lorsque la polarisation est nulle, c'est-à-dire lorsque la grille se trouve au même potentiel que la cathode.

Toujours en reprenant l'exemple d'une 6J5, nous pouvons dresser le tableau suivant pour illustrer les variations du courant anodique lorsque dans le schéma de la figure 20-4 nous faisons varier la tension de polarisation (tension en C), la tension en A étant de 250 volts.

Tension de polarisation en C (volts)	16	14	12	10	8	6	4
Courant plaque I_1 (mA)	0	0,4	1,6	4,4	9	14	20

Nous voyons que si la polarisation devient nulle, le courant sera très élevé, dangereux pour la vie de la lampe. Il ne faut donc jamais faire fonctionner une lampe sans polarisation, surtout s'il s'agit d'une lampe de puissance.

Réciproquement, si nous constatons, sur un récepteur ou un amplificateur, que le courant anodique d'une lampe est anormalement élevé, la première des choses à voir est

la polarisation, qui peut être trop faible ou nulle. Cette panne est, comme nous le verrons plus loin, assez courante.

La polarisation normale d'une lampe, d'une triode en particulier, varie suivant les conditions d'emploi et doit être déterminée, pour chaque cas particulier, soit d'après les indications du fabricant, soit d'après les courbes. Nous donnerons, par la suite, quelques renseignements à ce sujet.

Par exemple, dans le cas de la figure 20-6, la polarisation devra être de — 4 à — 5 volts environ.

3. — DANS UNE TRIODE, LE COURANT DU CIRCUIT DE CATHODE EST ÉGAL A CELUI DU CIRCUIT PLAQUE.

Autrement dit, dans le cas de la figure 20-4, le courant indiqué par le milliampèremètre M_1 sera le même que celui indiqué par M_2 ($I_1 = I_2$). Cela nous permet, lorsqu'il s'agit d'une triode, de mesurer le courant anodique en mesurant celui de cathode, ce qui est quelquefois plus facile.

4. — EN FONCTIONNEMENT NORMAL AUCUN COURANT NE CIRCULE DANS LE CIRCUIT DE GRILLE.

Dans un montage réel, la grille d'une lampe est toujours réunie à la source de polarisation (— Pol.) ou, quelquefois, à la masse, par une résistance R_1 de forte valeur (fig. 20-7) : 0,25 à 2 M Ω . Il est évident que si cette résistance R_1 était parcourue par un courant même très faible, il se produirait une chute de tension et le potentiel en C' serait plus élevé ou plus faible que celui en C (polarisation), suivant le sens du courant. La polarisation réelle de la grille, sa tension réelle par rapport à la cathode, serait donc égale au potentiel en C', donc plus ou moins incorrecte.

Il arrive pourtant qu'un courant grille prenne naissance, ce qui provoque toutes sortes de pannes (dont nous verrons les détails plus loin), à moins qu'il ne s'agisse d'un montage où ce courant est utilisé pour obtenir un certain effet.

Deux sortes de courant grille peuvent avoir lieu : un courant tel que C' devient positif par rapport à C ; un courant qui rend C' négatif par rapport à C.

Le premier peut se produire dans une lampe défectueuse, dont la grille devient, en quelque sorte, une cathode secondaire. Il est à remarquer que le défaut n'apparaît souvent que lorsque la lampe est bien chaude, après 10 à 30 minutes de fonctionnement. Défaut assez rare sur des triodes simples, préamplificatrices B. F., telles que 6J5, 6Q7, EBC41, etc., il est plus fréquemment observé sur des tétrodes de puissance genre 25L6.

Le même courant peut se produire, d'ailleurs, sur une lampe parfaitement normale, mais dont la polarisation est beaucoup trop faible, voisine de zéro. Dans les deux cas, le résultat, au point de vue audition, est une déformation plus ou moins prononcée, allant jusqu'à une sorte d'étranglement presque complet de la musique et de la parole.

Ordre de grandeur : un courant de quelques μ A (microampères) suffit pour déterminer une forte distorsion.

Le deuxième genre de courant grille, celui qui tend à rendre C' négatif par rapport à C, peut prendre naissance lorsque la résistance R_1 (fig. 20-7) (que l'on appelle, d'ailleurs, résistance de fuite de grille), est très élevée : plusieurs megohms. Le phénomène est alors utilisé pour obtenir une sorte de polarisation automatique par courant de grille. En effet, si dans le schéma de la figure 20-7, nous relierons le point C à la cathode (masse), C', par l'effet du courant circulant dans R_1 , deviendra négatif par rapport à la masse, donc la cathode, et la grille se trouvera polarisée normalement.

Ordre de grandeur à donner à R_1 pour ce genre de montage : 5 à 20 M Ω .

Signalons enfin qu'une grille devient violemment négative lorsque la lampe oscille, ce qui, bien souvent, permet de déceler des accrochages, blocages, etc., qui se produisent, hélas ! de temps en temps dans les étages B. F.

Pentode ou tétrode et ses particularités.

La présence de la grille-écran dans ce type de lampes fait que son comportement, tout en étant analogue à celui d'une triode par certains côtés, en diffère très nettement par d'autres. Bien que la constitution interne d'une tétrode soit sensiblement différente de celle d'une pentode, nous pouvons confondre ces deux types, leurs

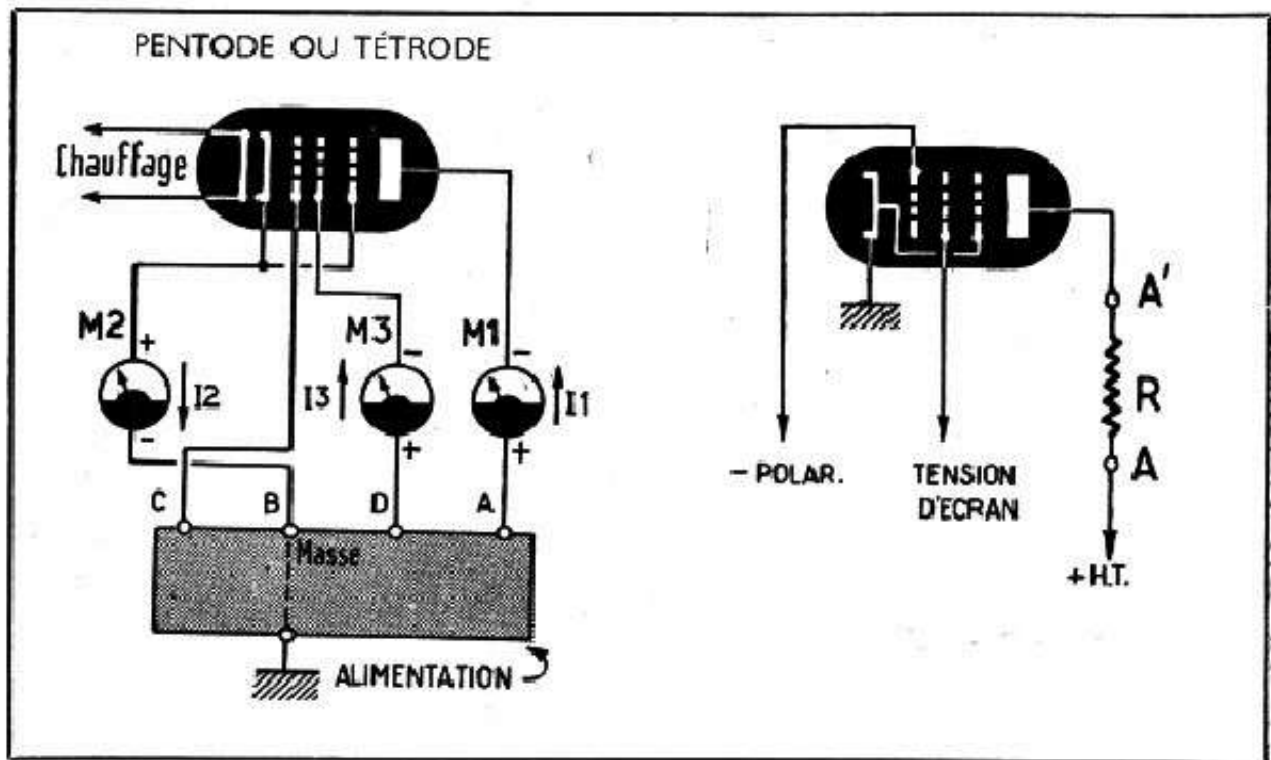


Fig. 20-8. — Montage permettant la mesure des courants anodique, d'écran et cathodique d'une pentode

Fig. 20-9. — Montage d'une pentode en amplificatrice B. F.

réactions aux variations des différentes tensions d'alimentation et de polarisation étant à peu près identiques.

1. — A TENSION DE POLARISATION FIXE, LE COURANT I_1 , RESTE SENSIBLEMENT CONSTANT LORSQUE LA TENSION PLAQUE AUGMENTE, LA TENSION ÉCRAN RESTANT FIXE.

En cela, les pentodes et tétrodes sont très nettement différentes des triodes et si nous prenons l'exemple de la EF40, en réalisant le montage de la figure 20-8 et en faisant varier la tension en A de 300 à 50 volts, la tension de polarisation étant de -2 V et la tension écran de 140 V, nous constaterons que le courant I_1 reste sensiblement constant et égal à 3 mA environ. Il ne commence à diminuer sensiblement que pour des tensions anodiques inférieures à 50 volts.

Dans un montage réel, une pentode préamplificatrice B.F. comporte, comme une triode, une résistance de charge R (fig. 20-9) dont la valeur est généralement comprise entre 50 000 et 500 000 ohms.

En conséquence de ce qui vient d'être dit, et contrairement à ce que nous avons vu pour une triode, le courant anodique sera le même, ou à peu près, quelle que soit la valeur de R , à condition, bien entendu, de ne pas toucher aux tensions de polarisation et d'écran.

2 — A TENSION DE POLARISATION FIXE, LE COURANT I_a , VARIE DANS LE MÊME SENS QUE LA TENSION D'ÉCRAN.

En utilisant cette fois-ci une EF41 et en réalisant le montage de la figure 20-8, nous laisserons fixe la tension en A, mais ferons varier, par un moyen quelconque, celle en D (écran), entre 50 et 200 volts, la tension anodique (en A) étant de 250 volts et la polarisation (en C) de -8 volts. Nous verrons alors que le courant anodique prend, successivement, les valeurs suivantes :

Tens. écran (D) volts	50	75	100	125	150	175	200
Cour. anode (I_a) (mA)	0,05	0,35	1	2,2	4,5	6,5	10

Pour une pentode finale les variations sont encore plus sensibles, le courant anodique étant plus intense. Ainsi, pour une EL41, la polarisation étant de -7 volts et la tension anodique de 250 volts, le courant anodique passe de 30 à 48 mA environ lorsque la tension écran varie de 200 à 250 volts.

D'où la possibilité, souvent intéressante, de réduire de 10 à 15 mA la consommation d'un récepteur en haute tension, en diminuant la tension écran de la lampe finale, ce qui, en général, n'influence que fort peu la puissance de sortie.

3. — A TENSIONS D'ANODE ET DE POLARISATION FIXES, LE COURANT D'ÉCRAN I_s , VARIE DANS LE MÊME SENS QUE LA TENSION D'ÉCRAN.

En réalisant l'expérience ci-dessus nous nous apercevons que le courant d'écran, indiqué par le milliampère-mètre M_2 , croît avec la tension d'écran et nous donne, toujours pour une EF41 et la polarisation étant de -8 volts :

Tension écran (D) (volts)	Courant écran (I_s) (mA)	Tension écran (D) (volts)	Courant écran (I_s) (mA)
50	prof. nul	150	1,2 env.
75	0,05 env.	175	1,8 "
100	0,2 "	200	2,6 "
125	0,65 "		

Autrement dit, dans une pentode, l'écran se comporte un peu comme la plaque d'une triode. Cela est tellement vrai que dans certains montages spéciaux l'écran est utilisé pour la sortie, concurremment avec la plaque.

4. — A TENSIONS D'ANODE ET D'ÉCRAN FIXES,
LES COURANTS I_1 ET I_3 AUGMENTENT
LORSQUE LA POLARISATION DIMINUE.

Nous l'avons déjà vu, en ce qui concerne la plaque, à propos de la triode. Toutes proportions gardées, car le courant d'écran est toujours nettement plus faible que celui d'anode, le même phénomène se reproduit pour l'écran.

Le tableau suivant montre l'influence de la polarisation sur I_1 et I_3 dans une EL41, la tension de plaque et d'écran étant de 250 volts.

Polaris. (C) (volts)	I_1 (mA)	I_3 (mA)	Polaris. (C) (volts)	I_1 (mA)	I_3 (mA)
— 30	0,5 env.	Prot. nul	— 10	35	4,5
— 25	2,5	0,5	— 5	57	8
— 20	8	1,5	0	85	13
— 15	18	2,5			

Donc, si le courant anodique (et celui d'écran) d'une pentode est anormalement élevé, voir avant tout si la polarisation est correcte.

5. — DANS UNE PENTODE OU UNE TÉTRODE LE COURANT
DU CIRCUIT DE CATHODE EST ÉGAL A LA SOMME
DES COURANTS D'ANODE ET D'ÉCRAN.

Ce qui veut dire, simplement, que dans le montage de la figure 20-8 nous avons, toujours $I_2 = I_1 + I_3$.

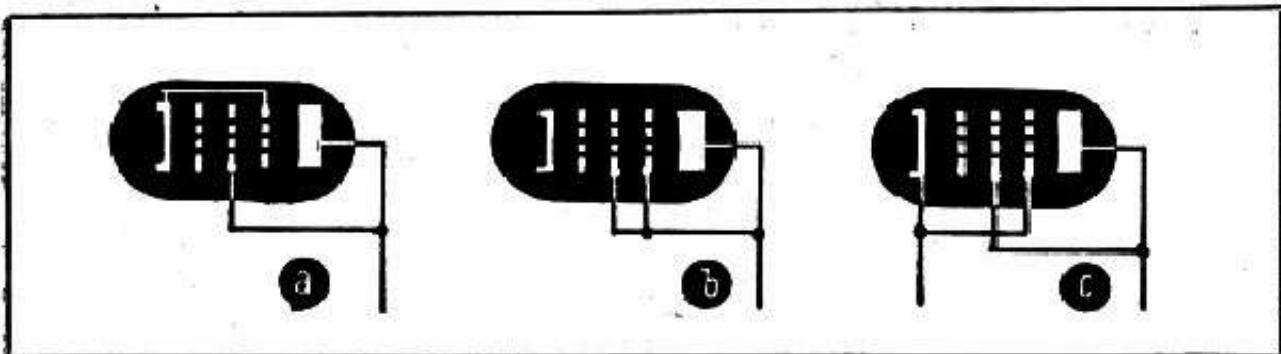


Fig. 20-10. — Trois façons de monter une pentode en triode.

Bien entendu, cela entraîne également :

$$\begin{aligned} I_1 &= I_2 - I_3 \\ I_3 &= I_2 - I_1 \end{aligned}$$

relations qui nous permettent de déduire l'un des trois courants connaissant les deux autres.

Par exemple, si dans certaines conditions, nous avons, pour une EL41, $I_2 = 45$ mA et $I_3 = 5,5$ mA, nous en concluons que le courant anodique est de $45 - 5,5 = 39,5$ mA.

6. — TOUTE PENTODE OU TÉTRODE PEUT ÊTRE TRANSFORMÉE
EN TRIODE EN RÉUNISSANT L'ÉCRAN A LA PLAQUE.

La transformation peut être réalisée, soit suivant la figure 20-10 a, ce qui est le cas d'une pentode dont la grille G_3 n'est pas accessible extérieurement, soit suivant la figure 20-10 b où G_3 se trouve également réunie à la plaque. D'ailleurs, même si la

grille G_3 se trouve accessible, on peut se dispenser de la relier à la plaque : on la laisse connectée à la cathode (ou à la masse), comme l'indique la figure 20-10 *c*.

Théoriquement, les triodes obtenues, à partir d'une même pentode, suivant les montages 20-10 *b* et 20-10 *c* ne sont pas tout à fait équivalentes, mais pratiquement on les confond.

Bien entendu, une pentode transformée en triode perd toutes ses caractéristiques de pentode et acquiert celles d'une triode. Il n'est guère possible, à priori, de déduire les caractéristiques d'une triode ainsi obtenue et il faut consulter la documentation des constructeurs du tube qui indiquent, très souvent, les constantes d'une pentode donnée employée en triode.

Voici, pour fixer les idées, quelques chiffres relatifs à un certain nombre de pentodes ou tétrodes bien connues et qui montrent la modification du courant anodique lorsque le tube est employé en triode. Dans tous les cas, la tension anodique est de 250 volts, sauf pour la 25L6 où elle n'est que de 120 volts.

Tube	EL41	6F6	6J7	6V6	25L6
Pol. (V)	— 7	— 15	— 3	— 15	— 8
Courant anode (mA) :					
En pentode	36	38	2	35	40
En triode	48	43	20 env.	42	50 env.

Ces chiffres étaient, d'ailleurs, à prévoir, et traduisent simplement le fait que dans une pentode le courant total est égal à la somme des courants de plaque et d'écran. Mais pour une pentode montée en triode ce courant varie fortement aussitôt que la tension sur l'anode-écran diminue ou augmente.

TRANSISTORS UTILISÉS EN B. F.

Ce que nous nous proposons de dire au sujet des transistors s'adresse avant tout à un praticien, qui a besoin d'acquérir rapidement ou de préciser certaines notions sur les semiconducteurs, beaucoup moins pour comprendre les mystères des « trous » et des jonctions que pour savoir comment réagit un transistor réel dans un montage concret.

Aspect extérieur.

Les différents croquis de la figure 21-1 montrent l'aspect extérieur et les dimensions de quelques transistors courants. Il est évident que ces quatre images ne donnent qu'une faible idée sur les formes existantes, et nous retiendrons simplement que la caractéristique commune à tous les transistors de faible ou de moyenne puissance est leur faible encombrement, mis en évidence par les croquis *a*, *b* et *c* de la figure 21-1. Le transistor représenté en *d* appartient déjà à une catégorie différente, celle des transistors de puissance.

Ajoutons encore que le poids des transistors de faible et de moyenne puissance est minime, le plus souvent inférieur à 1 g. Par exemple, celui du SFT524 (fig. 21-1 *c*) est de 0,9 g.

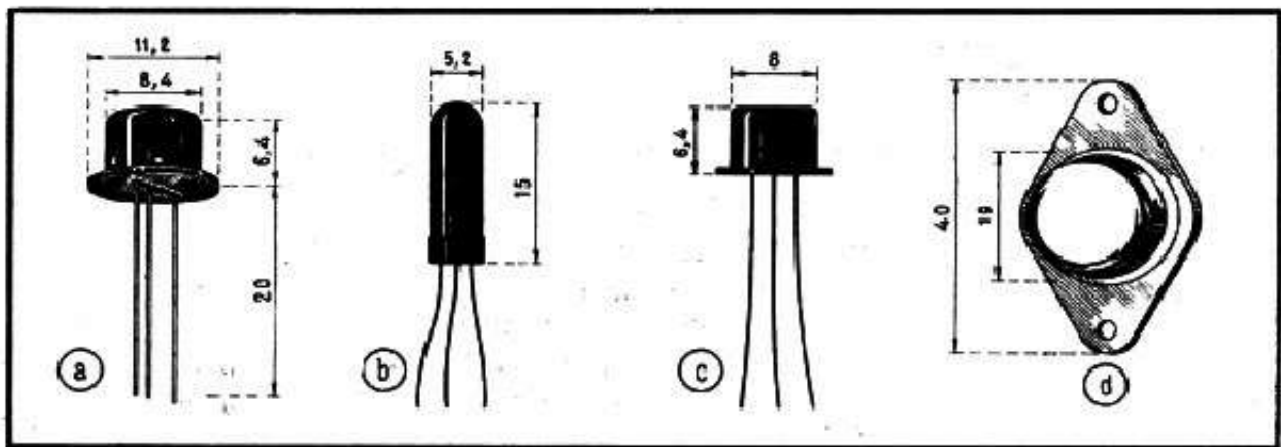


Fig. 21-1. — Aspect extérieur de quelques transistors de faible ou moyenne puissance (en *a*, *b* et *c*). En *d*, à titre de comparaison, dimensions d'un transistor de puissance.

Constitution interne.

Disons tout de même quelques mots sur la constitution interne d'un transistor, ne serait-ce que pour satisfaire la curiosité de ceux qui pourraient se demander ce que cache le petit boîtier noir qu'ils manipulent.

Un transistor fait appel aux propriétés des semiconducteurs, analogues, toutes proportions gardées, à celles que nous connaissons par la pratique des redresseurs dits « secs ». Nous y entrevoyons donc l'existence de couches ou, comme on dit, de jonctions, frontières à sens unique entre deux métaux.

Comme la plupart des transistors couramment utilisés sont actuellement du type « triode », nous pouvons déjà supposer qu'ils comportent trois éléments et, par conséquent, deux jonctions. Et le croquis *a* de la figure 21-2 nous montre, très grossièrement, la structure interne d'un transistor triode du type classique. Nous y voyons une lamelle de germanium A, d'un certain type, deux pastilles d'indium (B) et deux jonctions indium-germanium (C), qui sont en réalité du germanium du type opposé à A.

La lamelle de germanium A porte le nom de *base*, terme que la structure même du transistor justifie suffisamment. La plus grosse pastille d'indium correspond au *collecteur*, tandis qu'en face nous trouvons l'*émetteur*. Pour fixer les idées sur les dimensions des pièces en présence, indiquons quelques ordres de grandeur. C'est ainsi que la surface de la jonction collecteur-base a une surface de 1 mm^2 , tandis que la jonction émetteur-base ne représente que $0,3 \text{ mm}^2$. Quant à l'épaisseur de la lamelle de germanium entre le collecteur et l'émetteur, elle se situe aux environs de $50 \mu\text{m}$ (microns), ce qui fait, en utilisant des unités un peu plus familières, $5/100 \text{ mm}$, c'est-

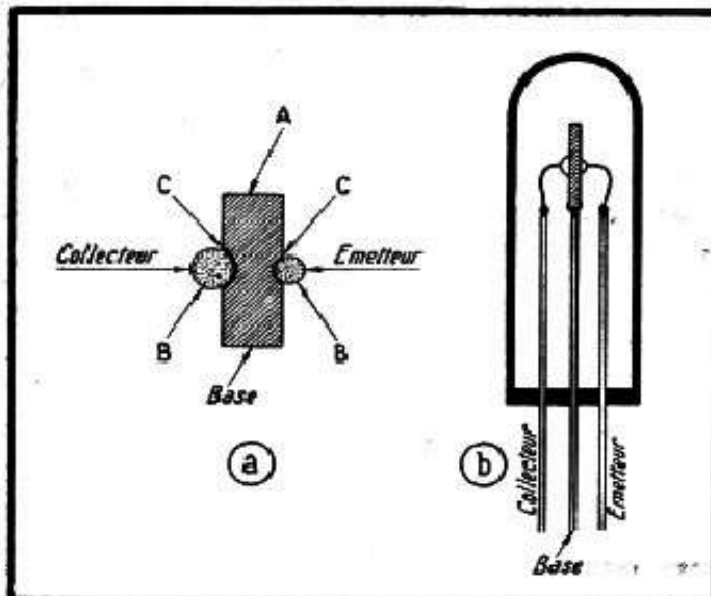


Fig. 21-2. — Croquis montrant, très approximativement, la structure interne d'un transistor (a) et sa position dans son boîtier (b).

à-dire, à peu de chose près, l'épaisseur d'un cheveu. On comprend, dès lors, que la fabrication des transistors est une opération particulièrement délicate, faisant appel, à certains stades, à un micro-outillage complexe et au grossissement optique des déplacements.

Nous avons dit plus haut que dans un transistor se trouvaient en présence deux types opposés de germanium. Cette opposition, basée sur des considérations complexes d'électrons libres, de charges positives ou négatives et de « trous », se traduit par les désignations *n* et *p*. On se trouve donc en présence de parcelles de germanium *n* où *p* qui forment, là où elles sont en contact, des jonctions qui se comportent un peu comme des diodes, en ce sens qu'elles « conduisent » dans la direction *p* — *n* et présentent une résistance élevée dans la direction *n* — *p*.

Il devient clair alors qu'un transistor, tel que celui de la figure 21-2 *a*, peut se concevoir sous la forme de deux variantes, suivant l'ordre dans lequel on y distribue le germanium, *n* ou le germanium *p*.

Si la base A est en germanium n , il est évident que nous devons avoir du germanium p en C, ce qui nous donne un transistor du type $p-n-p$;

Si la base A est en germanium p , nous aurons du germanium n en C et, par conséquent, un transistor du type $n-p-n$.

Puisque nous avons assimilé plus haut les jonctions $p-n$ (ou $n-p$) à des diodes, il est clair que l'alimentation d'un transistor $n-p-n$ ne doit pas avoir la même polarité

Fig. 21-3. — Disposition courante des fils de sortie pour les transistors de faible ou moyenne puissance.

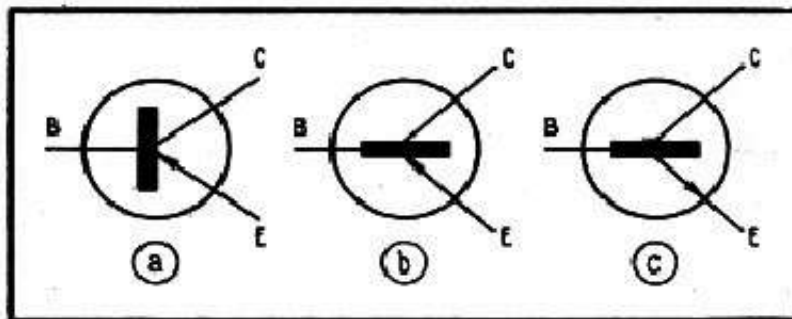
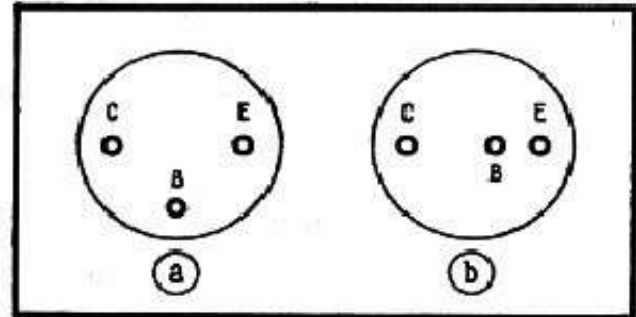


Fig. 21-4. — Représentation schématique des transistors $p-n-p$ (a et b) et des transistors $n-p-n$ (c).

que celle d'un transistor $p-n-p$ C'est tout ce que nous avons besoin de savoir pour l'instant, car les détails d'application et les précisions viendront au fur et à mesure de l'analyse des différents montages. Signalons, toutefois, que les transistors le plus souvent employés dans les récepteurs et les amplificateurs B. F. sont du type $p-n-p$.

Sorties.

La figure 21-1 nous montre qu'un transistor normal est muni de trois fils de sortie correspondant, bien entendu, aux trois « électrodes » : base (B) ; collecteur (C) ; émetteur (E). Actuellement, la distribution de ces fils sur l'embase d'un transistor est à peu près standardisée, et se réduit à deux variantes que nous voyons sur la figure 21-3, du moins lorsqu'il s'agit de transistors de faible et de moyenne puissance. Dans la variante b , un point de couleur (rouge) disposé parfois sur l'enveloppe à côté du fil « collecteur », facilite le repérage de ce dernier. Dans certaines fabrications, dont les sorties se font suivant le croquis 21-3 a , il existe un petit ergot sur le boîtier, placé à côté de E.

A noter également que le fil B (base) est très souvent soudé directement au boîtier métallique.

Représentation schématique.

Les croquis a et b de la figure 21-4 montrent les deux façons le plus souvent adoptées pour représenter un transistor $p-n-p$, le tracé b étant celui que l'on a de plus en plus tendance à employer dans les différents pays. Il correspond, d'ailleurs, beaucoup mieux à la structure interne réelle d'un transistor.

Quant au dessin *c*, il représente un transistor *n-p-n*. On remarque que seule la direction de la flèche différencie les dessins *b* et *c*.

Alimentation d'un transistor.

La caractéristique essentielle d'un transistor est de fonctionner avec des tensions d'alimentation très réduites, de l'ordre de 6 à 9 volts dans les montages courants. Il n'est

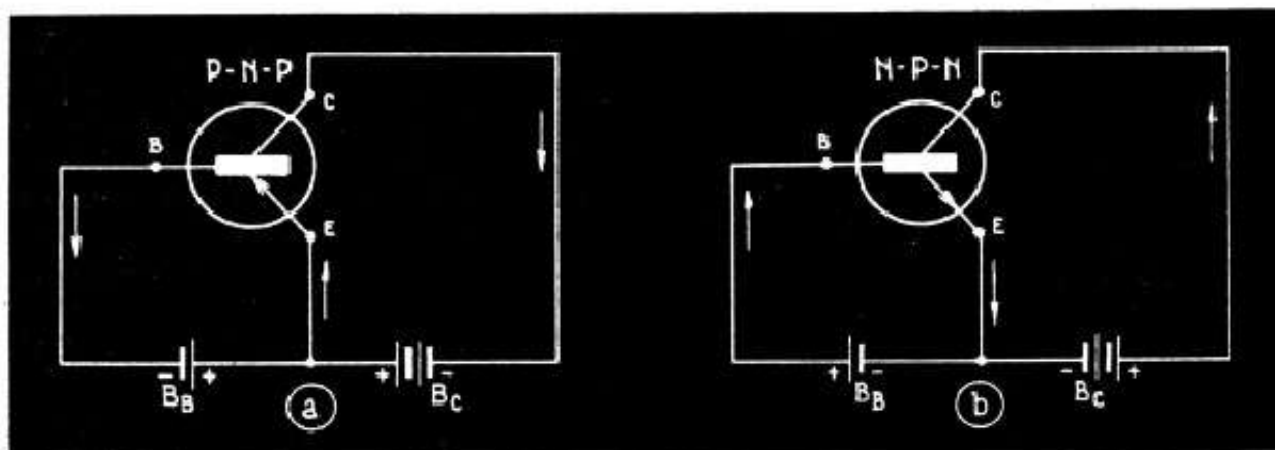


Fig. 21-5. — Principe de l'alimentation des transistors *p-n-p* et *n-p-n*.

donc plus question de « haute tension » lorsqu'il s'agit d'un appareil transistorisé, et cela constitue, évidemment, un avantage considérable à l'actif des semiconducteurs.

Mais toute tension continue d'alimentation étant, par définition, polarisée, il importe de savoir dans quel « sens » un transistor doit être connecté pour pouvoir fonctionner.

La situation s'aggrave encore par le fait que, contrairement à ce qui se passe avec les tubes électroniques, un transistor est rapidement et irrémédiablement mis hors service si la polarité de la source d'alimentation se trouve, accidentellement, inversée. Donc, la plus grande attention s'impose de ce côté.

Contentons-nous, pour le moment, de considérer un montage, d'ailleurs le plus souvent utilisé, où le collecteur d'une part et la base d'autre part sont portés à un certain potentiel par rapport à l'émetteur, considéré, si l'on veut, un peu comme la cathode d'un tube. Par analogie, on pourrait assimiler la base à la grille et le collecteur à l'anode. Cependant, gardons-nous bien de pousser trop loin cette analogie, qui, comme nous le verrons plus tard, n'est qu'assez superficielle.

Puisque nous adoptons l'émetteur comme « électrode » de référence, nous pouvons imaginer, pour commencer, deux sources de tension, alimentant d'une part le collecteur (B_c) et d'autre part la base (B_b). Et nous aboutissons ainsi aux deux schémas fondamentaux de la figure 21-5, où nous voyons qu'un transistor *p-n-p* doit recevoir une tension négative sur son collecteur et sur sa base (fig. 21-5 *a*), tandis qu'un transistor *n-p-n* est alimenté en polarité opposée (fig. 21-5 *b*) : collecteur et base positifs par rapport à l'émetteur.

Les flèches, sur les deux schémas, représentent le sens conventionnel des courants qui est, comme on le sait, opposé au sens « électronique ». Dans tout ce qui va suivre nous considérerons donc que le courant va du « plus » au « moins », ce qui correspond, d'ailleurs, au sens des flèches qui permettent de distinguer un *p-n-p* d'un *n-p-n*.

Il est évident que l'existence de deux sources d'alimentation séparées est une supposition purement théorique, destinée à faciliter la compréhension du fait que le collecteur et la base reçoivent deux tensions différentes. On peut même ajouter que la tension de la source B_b est, normalement, très nettement inférieure à celle de B_c .

Mais alors, on peut se demander si, dans un montage réel, on ne peut pas se contenter d'une seule source, B_c en l'occurrence, et d'obtenir la tension nécessaire à l'alimentation de la base à l'aide d'un diviseur de tension $R_1 - R_2$, tel que celui de la figure 21-6, Disons tout de suite que c'est exactement ce que l'on fait dans la pratique, comme nous le verrons plus loin.

Comportement d'un transistor.

La première question que se pose un débutant est de savoir comment réagit un transistor lorsque ses différentes tensions d'alimentation varient. La connaissance de ces « réactions » est, en effet, à la base de tout travail de mise au point et de dépannage, et il est impensable de vouloir entreprendre une vérification quelconque sur un montage à transistors si l'on n'est pas parfaitement familiarisé avec les particularités de ces éléments semiconducteurs.

Pour dégrossir le problème nous allons imaginer un montage expérimental, celui de la figure 21-7, où nous voyons :

B_c — Une batterie d'alimentation, de tension comprise, par exemple, entre 9 et 15 V (dans notre cas 9 V).

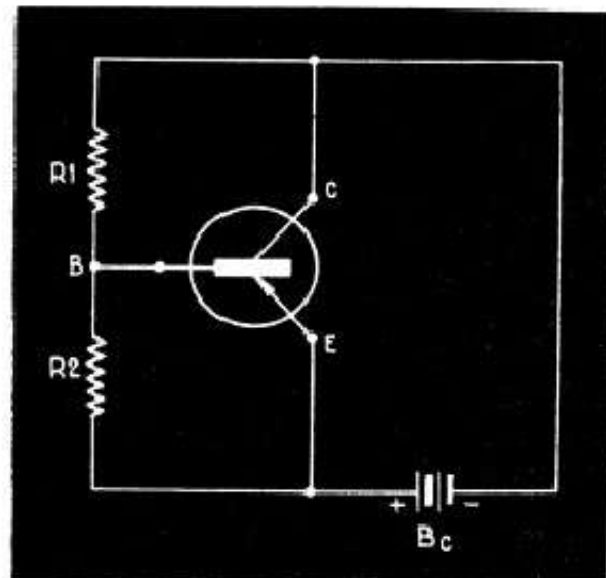


Fig. 21-6. — On peut réaliser l'alimentation d'un transistor à partir d'une batterie unique.

R_1 — Un potentiomètre monté en parallèle sur B_c afin de pouvoir régler à volonté la tension appliquée au collecteur. La résistance de ce potentiomètre sera suffisamment élevée pour ne pas trop charger la batterie : quelque 1500 à 2000 ohms ;

R_2 — Un potentiomètre permettant d'ajuster la tension appliquée à la base ;

R_3 — Une résistance placée en série avec R_2 , afin de limiter la tension qu'il est possible d'appliquer à la base à environ le quart de la tension de B_c . On peut choisir, par exemple, $R_2 = 1000 \Omega$, et $R_3 = 3000 \Omega$;

I_c — Un milliampèremètre destiné à mesurer le courant de collecteur. En supposant qu'il s'agisse d'un transistor de moyenne puissance on choisira pour I_c une sensibilité entre 5 et 10 mA, par exemple ;

I_b — Un microampèremètre destiné à mesurer le courant de base. La sensibilité de cet appareil sera de l'ordre de 100 - 300 μA ;

V_{ce} — Un voltmètre appelé à indiquer, à chaque instant, la tension collecteur-émetteur. Sensibilité : 10 à 15 V ;

V_{be} — Un voltmètre destiné à indiquer, à chaque instant, la tension base-émetteur. Sensibilité : 1,5 V, par exemple.

Il est hautement souhaitable que les appareils à mesurer les tensions soient à résistance propre très élevée. Pratiquement, surtout en tant que V_{be} , il convient d'utiliser un voltmètre électronique. Nous comprendrons pleinement la nécessité de ces précautions, et celle de quelques autres, à la lumière de tout ce que nous verrons plus loin.

MANIPULATIONS PRÉLIMINAIRES.

1. — Plaçons le curseur du R_1 en *a* et faisons en autant avec le R_2 . Cela veut dire qu'aucune tension n'est appliquée ni au collecteur, ni à la base. Il n'est guère nécessaire de dire qu'aucun courant ne circulera, dans ces conditions à travers le milliampèremètre et le microampèremètre correspondants.

Laissons R_2 dans sa position « neutre » et déplaçons le curseur de R_1 progressivement de *a* vers *b*. Nous verrons le voltmètre V_{ce} enregistrer des tensions collecteur-émetteur de plus en plus élevées, mais nous constaterons qu'aucun courant I_c ne traverse le milliampèremètre. Apparemment du moins, car si nous regardons plus attentivement, ou que nous utilisons un milliampèremètre beaucoup plus sensible, nous nous rendrons compte qu'un très faible courant existe bien, pratiquement indépendant de la tension appliquée au collecteur (jusqu'à une certaine limite, bien entendu) et se situant vers quelques microampères pour un transistor dit de moyenne puissance. Par exemple, pour un transistor 988T1, ce courant sera de quelque 5,5 μA pour $V_{ce} = 9 \text{ V}$ et de 4,5 μA pour $V_{ce} = 2 \text{ V}$.

Donc : *lorsque la base est en court-circuit et qu'une certaine tension se trouve appliquée au collecteur, un faible courant résiduel s'établit dans le circuit de collecteur.*

2. — On peut se demander maintenant ce qui va se passer si, dans la même expérience que ci-dessus nous coupons le circuit de base. Il est logique de supposer que les conditions de fonctionnement ne seront pas les mêmes, car avec la base en court-circuit nous avons une tension V_{be} nulle et un courant I_b également nul, tandis qu'avec la base « en l'air » nous aurons bien un courant I_b nul, mais pas nécessairement la tension. En effet, à l'intérieur du semi-conducteur, et en présence d'une tension appliquée au collecteur, il se produit, dans la jonction base-émetteur, un phénomène analogue au potentiel de contact bien connu des diodes. En d'autres termes, il existera ici une très faible tension V_{be} qui modifiera profondément le comportement du transistor.

Donc si dans l'expérience ci-dessus nous coupons le circuit de base, nous observerons un courant résiduel I_c beaucoup plus élevé qu'avec la base en court-circuit. Par exemple, toujours pour un transistor 988T1, nous enregistrerons 27 μA pour $V_{ce} = 2 \text{ V}$, 35 μA pour $V_{ce} = 6 \text{ V}$ et quelque 45 μA pour $V_{ce} = 9 \text{ V}$.

Nous ferons, parallèlement, un certain nombre de constatations fort intéressantes :

a. — Le courant résiduel à circuit de base ouvert est très instable. L'aiguille oscille continuellement, bien qu'assez lentement, entre 40 et 45 μA , par exemple ;

b. — Ce courant résiduel est étroitement lié à la température et croît très rapidement avec cette dernière. Par exemple, en approchant un fer à souder à 4-5 mm du transistor essayé on voit le courant I_c passer très rapidement de 40 à 80 μA et continuer à croître ;

c. — Un simple contact des doigts, le transistor tenu entre le pouce et l'index, fait bondir l'aiguille du milliampèremètre, et l'on voit le courant I_c passer instantanément à plus de 100 μA et continuer au-delà.

Donc : *lorsque le circuit de base est ouvert et qu'une certaine tension se trouve appliquée au collecteur, un courant résiduel s'établit dans le circuit de collecteur, courant instable, très fortement influencé par la température, et de valeur moyenne nettement plus élevée que celle du courant résiduel à base en court-circuit.*

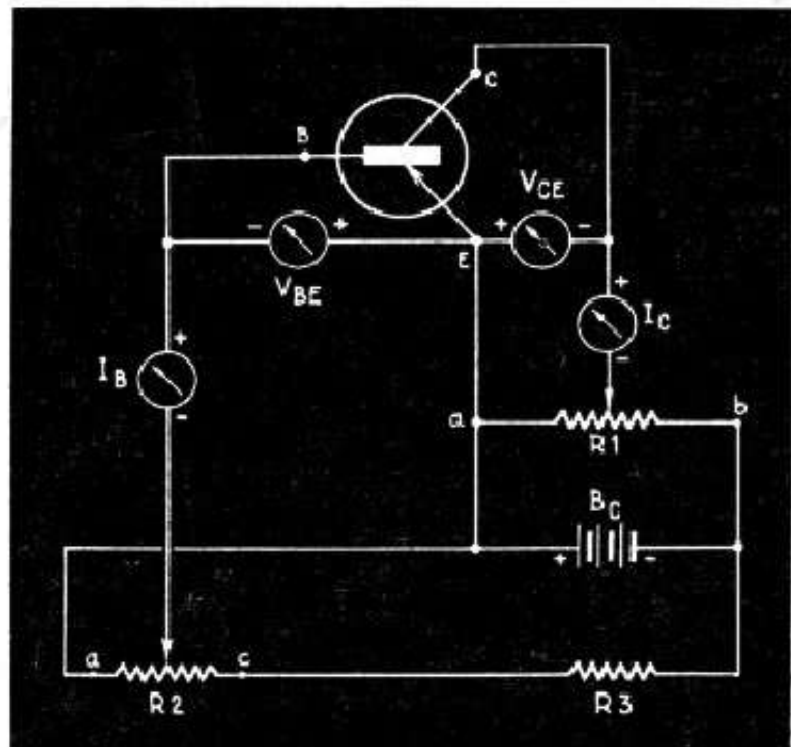
En anticipant un peu, nous pouvons déjà entrevoir, pour les appareils à transistors, des difficultés avec la température et la nécessité de prévoir des systèmes compensateurs. En effet, il est évident que dans un montage réel un transistor ne fonctionne jamais avec sa base en court-circuit.

Dans un ordre d'idées un peu différent, on peut établir une certaine analogie entre le comportement d'un transistor avec la base « en l'air » ou en court-circuit, et celui d'un tube électronique, avec la résistance de fuite de grille en bon état ou coupée.

3. — Réglons les deux potentiomètres, R_1 et R_2 , de façon à avoir, par exemple, 2 volts au collecteur ($V_{ce} = 2$ V) et un courant I_b de $50 \mu\text{A}$. Le courant du collecteur I_c sera, dans ces conditions de 1,45 mA (pour 988T1). Coupons le circuit d'émetteur : les deux courants disparaissent.

Donc : lorsque le circuit d'émetteur d'un transistor, normalement alimenté côté collecteur et base, se trouve coupé, aucun courant ne circule dans les circuits de collecteur et de base.

Fig. 21-7. — Montage à réaliser pour relever les caractéristiques d'un transistor.



4. — Si nous retirons la même expérience, mais en coupant le circuit de collecteur, nous verrons le courant de base I_b passer à $100 \mu\text{A}$ environ.

Donc : lorsque le circuit collecteur d'un transistor, normalement alimenté côté collecteur et base, se trouve coupé, le courant de base I_b augmente très nettement.

5. — Si nous coupons le circuit d'émetteur et réglons le potentiomètre R_2 de façon à avoir sur la base une tension de 1,5 V, par exemple, la tension de collecteur, V_{ce} , étant de quelque 9 V, aucun courant ne circule dans les circuits de collecteur et de base, comme nous l'avons dit plus haut. Si, dans ces conditions, nous diminuons progressivement la tension V_{ce} par R_1 , rien ne se passe jusqu'au moment où cette tension devient égale à V_{be} , soit 1,5 V. Aussitôt que la tension de collecteur descend au-dessous de cette valeur, un courant de collecteur *inverse* apparaît brutalement et atteint, par exemple, 1,9 mA. En même temps, on constate la naissance d'un courant de base qui, évidemment, atteint la même valeur.

Attention ! Cette expérience est de celles que l'on ne doit pas faire, du moins sans quelques précautions. En effet, cela revient tout bonnement à faire travailler, dans le sens de la conduction, la diode formée par le collecteur et la base, ce qui est dangereux pour la

vie d'un transistor au delà de certaines limites rapidement atteintes. Ce qui nous a permis d'écarter le danger, c'est la présence, dans le circuit de base, d'un microampèremètre à résistance propre assez élevée et aussi l'existence de la résistance R_3 en série.

En réalité, comme nous l'avons indiqué plus haut, un transistor peut être assimilé à deux diodes accolées, dont le sens de la conduction est, respectivement, collecteur-base et émetteur-base (fig. 21-8). Nous voyons donc que l'expérience (4), où nous avons constaté une nette augmentation du courant de base I_b lors de la coupure du circuit de collecteur, était également la conséquence de la conduction de la diode base-émetteur.

CARACTERISTIQUES FONDAMENTALES D'UN TRANSISTOR.

En utilisant toujours le montage de la figure 21-7, nous allons esquisser la façon dont on relève les caractéristiques qui permettront, par la suite, de définir les propriétés d'un transistor en tant qu'élément amplificateur.

1. — *Courant de collecteur (I_c) en fonction de la tension appliquée au collecteur (V_{ce}) et pour les différentes valeurs du courant de base (I_b).*

On commence par « afficher » $I_b = 100 \mu A$, par exemple, en ajustant R_2 et on applique alors 1 V au collecteur par la manœuvre de R_1 . Cette opération fait tomber le courant I_b à quelque $40 \mu A$. Nouveau réglage de R_2 pour revenir à $100 \mu A$, et nouvelle retouche de R_1 pour tarer V_{ce} exactement à 1 V. Après cela, on peut opérer, en donnant à V_{ce} plusieurs valeurs successives et en notant l'intensité correspondante de I_c . Le courant I_b ne bougera pratiquement plus. On trouve donc, toujours dans le cas d'un transistor 988T1 :

V_{ce} (V)	I_c (mA)	V_{ce} (V)	I_c (mA)
1	1,95	6	2,4
2	2,05	8	2,6
4	2,25		

On peut résumer cela en disant que le courant de collecteur varie relativement peu lorsque la tension de collecteur varie de 1 à 8 V, le courant de base restant constant. Graphiquement cela se traduit, en portant I_c sur l'axe vertical et V_{ce} sur l'axe horizontal, par une courbe légèrement montante vers la droite.

2. — *Courant de collecteur (I_c) en fonction du courant de base (I_b) et pour les différentes valeurs de la tension de collecteur (V_{ce}).*

On commence par régler R_1 pour avoir, par exemple, 2 V au collecteur. Ensuite, on ajuste R_2 pour lire $50 \mu A$ comme courant de base. Cela fait tomber V_{ce} à quelque 1,2 V et demande un nouveau réglage du R_1 . Après cela on lit :

$$I_b = 50 \mu A \text{ et } I_c = 0,900 \text{ mA.}$$

Nouveau réglage du R_2 pour amener I_b à $100 \mu A$ et encore une retouche du R_1 pour maintenir V_{ce} à 2 V. On lit alors :

$$I_b = 100 \mu A \text{ et } I_c = 1,95 \text{ mA.}$$

De nouveau réglages du R_2 puis du R_1 et :

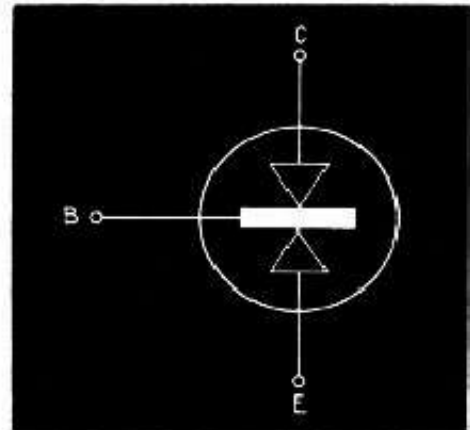
$$I_b = 150 \mu A \text{ et } I_c = 3,25 \text{ mA.}$$

On voit que l'allure de la courbe est très sensiblement linéaire (une droite). En effet, la variation de I_b et celle de I_c suivent à peu près la même loi. Mais ce qu'il faut retenir, c'est que le courant de base agit très fortement sur celui de collecteur, et dans le même sens.

3. — *Courant de base (I_b) en fonction de la tension de base (V_{be}) et pour les différentes valeurs de la tension de collecteur (V_{ce}).*

Si l'on choisit, par exemple, $V_{ce} = 2$ V, on commence par régler R_1 de façon à avoir cette tension au collecteur. Ensuite, on ajuste V_{be} à 0,1 V pour commencer et on constate que le courant I_b est très faible, voisin de 10 μ A. On pousse alors V_{be} à 0,2 V, ce qui provoque un écroulement de V_{ce} et oblige à retoucher R_1 . On s'aperçoit que le courant I_b a augmenté considérablement et qu'il atteint maintenant 190 μ A.

Fig. 21-8. — Un transistor p-n-p peut être assimilé à deux diodes disposées suivant le croquis.



Nous en concluons que le courant I_b augmente très vite même pour de faibles accroissements de V_{be} et à partir d'une certaine limite de cette tension.

4. — *Tension de base (V_{be}) en fonction de la tension de collecteur (V_{ce}) et pour les différentes valeurs du courant de base (I_b).*

On se fixe une certaine valeur de I_b , par exemple 50 μ A, et on l'ajuste à l'aide du R_2 , ce qui correspond à une tension V_{be} de 0,1 V. On règle ensuite V_{ce} à 1 V, pour commencer, par le potentiomètre R_1 . Le courant I_b s'en trouve ramené à quelque 20 μ A et il faut retoucher R_2 pour retrouver les 50 μ A. Mais la tension de collecteur diminue alors et nous n'y trouvons plus que 0,67 V. Il faut régler encore une fois R_1 pour remonter à 1 V. Après cela, l'équilibre est atteint et nous pouvons opérer. Nous constatons alors que la tension V_{be} demeure pratiquement constante et égale à 0,16 V pour n'importe quelle valeur de V_{ce} (jusqu'à 9 V, tension de la pile).

Nous résumons cela en disant que pour une certaine valeur constante de I_b la tension de base est indépendante de la tension de collecteur V_{ce} , du moins à partir d'une certaine valeur de cette dernière, située vers 0,5 V (pour le transistor 988T1).

CARACTÉRISTIQUES DES LAMPES EN AMPLIFICATRICES

Les caractéristiques que nous avons vues plus haut ne nous donnent pratiquement aucune idée sur les propriétés de la lampe en tant qu'amplificatrice, ce qui, au fond, nous intéresse le plus.

C'est pourquoi nous croyons nécessaire de dire quelques mots sur les trois constantes fondamentales d'un tube, constantes qui « situent » un tube donné au point de vue de l'amplification et nous permettent de comparer, dans le même domaine, deux lampes différentes, ce qui est précieux lorsqu'il s'agit d'un remplacement ou d'un dépannage.

Encore une fois, nous laissons de côté toutes les considérations théoriques qui nous obligeraient à des développements que le lecteur trouvera sans peine dans tout traité de radioélectricité.

Donc, les trois constantes en question sont : *la pente ; la résistance interne et le coefficient d'amplification.*

Pente.

Désignée dans les notices des constructeurs et ouvrages techniques par *p*, *s* ou *S*, elle définit la façon dont le courant anodique d'un tube réagit à la modification de potentiel de la grille de commande G_1 , c'est-à-dire de la polarisation.

Elle représente, si l'on veut, le rapport

Variation du courant anodique (en mA)

Variation corresp. de la pol. (en V)

ou, ce qui revient au même, *la variation du courant anodique (en mA) pour une variation de polarisation de 1 volt.*

Il est dès lors logique que la pente s'exprime en *milliampères par volt* (mA/V), notation généralement adoptée en France et dans la plupart des pays européens. Par contre, les catalogues, revues et ouvrages de provenance U.S.A. parlent de *trans-conductance* ou *mutual conductance* et l'expriment en *micromhos*, notation qui dérouté souvent les débutants, bien qu'il s'agisse exactement de la même chose.

En effet, nous savons tous, d'après la loi d'Ohm, que le rapport volts-ampères définit les ohms et que, de même, le rapport volts-milliampères (V/mA) donne les kilo-ohms.

Or, la pente est définie par le rapport mA/V, ce qui est l'inverse de V/mA. Pour bien marquer cette inversion, on a convenu de remplacer le terme « ohm » par son

inverse « mho ». Mais dans cette inversion le « kilo » devient « milli », puisque l'inverse de 1000 est 1/1000.

Nous voyons donc que le rapport mA/V définit les millimhos. Rien ne nous empêche de prendre le microampère au lieu de milliampère, et cela nous amène à la notation américaine, c'est-à-dire le rapport $\mu\text{A/V}$ donnant les micromhos.

Quelques exemples simples feront mieux comprendre le passage d'une notation à l'autre.

Lampe	Pente en mA/V	Pente en micromhos
6F5	1,5	1 500
EL41	10	10 000
EF41	2,2	2 200

En d'autres termes, pour avoir la pente en mA/V à partir de son expression en micromhos, il faut diviser les micromhos par 1000. Inversement, pour passer des mA/V aux micromhos, il suffit de multiplier par 1000.

La pente d'une lampe n'est pas une grandeur fixe et peut varier dans de larges limites, suivant les conditions d'utilisation. Pour s'en convaincre, il suffit de reprendre les exemples de quelques lampes que nous avons passées en revue plus haut.

Ainsi, pour une 6J5, le courant anodique passe d'une part de 0,4 à 1,6 mA lorsque la polarisation varie de - 14 à - 12 volts, et, d'autre part, passe de 14 à 20 mA pour une variation de la polarisation de - 6 à - 4 volts.

Dans le premier cas la pente serait de :

$$\frac{1,6 - 0,4}{14 - 12} = \frac{1,2}{2} = 0,6 \text{ mA/V,}$$

tandis que dans le second, nous aurons

$$\frac{20 - 14}{2} = \frac{6}{2} = 3 \text{ mA/V.}$$

Un phénomène analogue se produit avec une pentode telle que EL41 ou EF41.

D'autre part, s'il est vrai que le montage tel que celui de la figure 20-8 peut servir pour déterminer la pente d'une lampe, puisqu'il suffirait de faire varier la polarisation d'un nombre de volts connu, d'observer la variation correspondante de I_1 et de faire le rapport, il ne faut pas oublier que pour effectuer une mesure valable, il faut se contenter d'une variation aussi faible que possible de la polarisation (0,25 à 0,5 volt), et cela d'autant plus que la pente de la lampe est présumée plus élevée.

Signification et ordre de grandeur de la pente.

Un raisonnement simple nous montrera le rôle de la pente dans les propriétés amplificatrices d'une lampe.

Supposons qu'une lampe quelconque reçoive une certaine tension alternative B. F. sur sa grille (fig. 22-1). Le potentiel de cette grille étant fixé à une certaine valeur par la polarisation, le fait d'y appliquer une tension alternative équivaut à faire varier

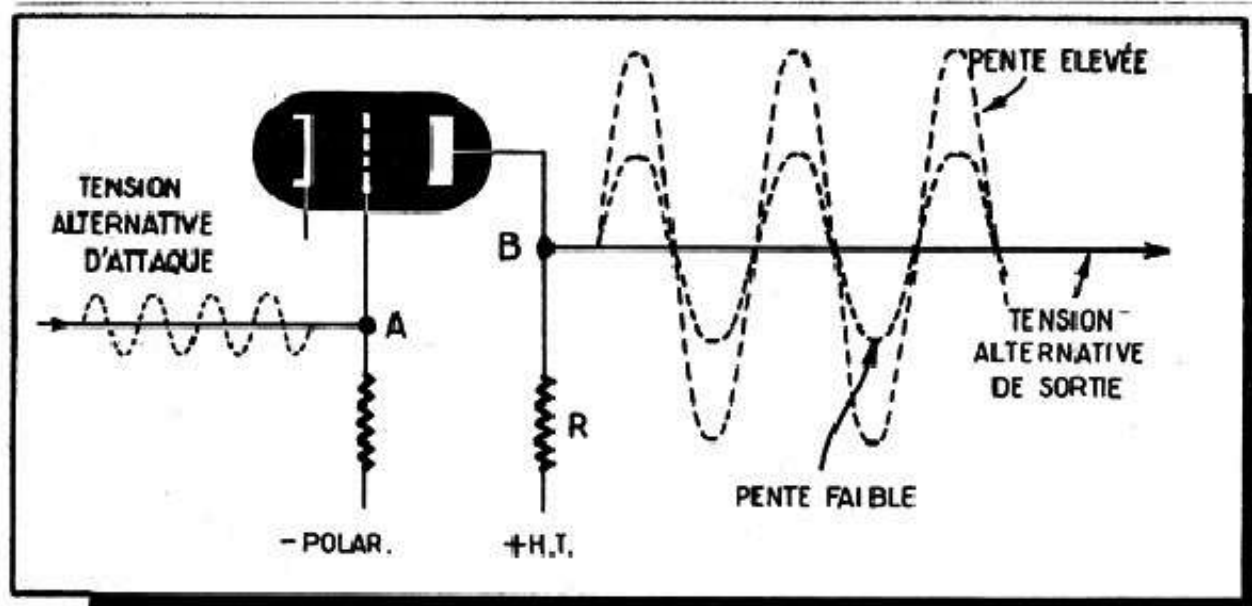


Fig. 22-1. — Suivant la pente de la lampe, l'amplitude des oscillations recueillies dans le circuit anodique est plus ou moins importante.

cette polarisation autour de la valeur fixée et ce à la fréquence du signal d'attaque.

La polarisation variant périodiquement, le courant anodique variera à la même fréquence et si, comme c'est le cas dans la pratique, une résistance de charge R se trouve insérée dans le circuit anodique, la chute de tension le long de cette résistance variera également, c'est-à-dire, en fin de compte, la tension en B .

Les variations de la tension en B , reproduisant fidèlement (en principe !) celles appliquées à la grille, sont utilisées, suivant le cas, soit pour attaquer la grille de la lampe suivante, soit pour actionner un H. P., un casque, etc.

Si la pente de la lampe est relativement faible, une certaine variation de la tension d'attaque, en A , provoquera une variation peu importante du courant anodique et une certaine variation de la tension en B , dépendant de la valeur de R , et que nous représentons, arbitrairement, par la courbe : « Faible pente ».

Si nous utilisons une lampe à pente élevée, en conservant la même tension d'attaque et la même résistance de charge R , nous obtiendrons des variations beaucoup plus importantes du courant anodique, donc des variations plus fortes de la tension en B , que nous traduirons par la courbe : « Pente élevée ».

Cela nous permet de tirer un certain nombre de conclusions :

1. — Avec une lampe à forte pente, nous pouvons obtenir une tension de sortie importante avec une tension d'attaque faible ;

2. — Une lampe à forte pente nous permet l'utilisation de résistances de charge R relativement faibles.

Cependant, il ne convient pas de trop s'illusionner sur la pente indiquée dans les notices des constructeurs, car elle représente ce qu'on appelle la *pente statique*, par opposition à la *pente dynamique*, autrement dit la pente réelle de la lampe en fonctionnement, qui est toujours plus faible que la pente statique.

La pente dynamique varie suivant les conditions d'utilisation, comme nous l'avons déjà signalé plus haut, et de multiples facteurs interviennent dans la fixation de sa grandeur dans tel cas particulier. Notamment, la pente réelle, dynamique, est d'autant plus faible que la résistance de charge R est plus élevée.

S'il s'agit d'une pentode, la pente dépend de la tension écran. Ainsi, pour une EF41, polarisée à -4 volts, et la tension d'anode étant de 250 volts, la pente (statique) passe de 0,3 mA/V à 3 mA/V lorsque la tension écran varie de 50 à 125 volts.

Enfin, d'une façon générale, la pente dynamique des triodes est comparativement beaucoup plus faible que la pente statique, tandis que dans le cas d'une pentode, et pour des raisons qu'il est inutile d'exposer ici, la pente dynamique peut, dans certains cas, se rapprocher très sensiblement de la pente statique.

La pente statique de la plupart des lampes courantes, dans les conditions normales d'utilisation en B.F. se situe entre une fraction de mA/V (quelques centaines de micromhos) pour les lampes batteries, et une dizaine de mA/V pour certaines lampes finales poussées, telles que EL 41. Voici d'ailleurs quelques chiffres pour fixer les idées

1S5	625 micromhos	ECC83	1 600 micromhos
3S4	1 500 —	ECL80 (triode)	1 400 —
6AQ5, 6V6	4 100 —	ECL80 (pentode)	2 600 —
6AT6	1 200 —	ECL82 (triode)	2 500 —
6F6	2 500 —	ECL82 (pentode)	6 400 —
25L6	9 000 —	ECL86 (triode)	1 600 —
EBC41	1 200 —	ECL86 (pentode)	10 000 —
EBC81	1 200 —	EF6	1 800 —
EBL1	9 500 —	EF41	2 200 —
ECC40	2 700 —	EF86	1 850 —
ECC81	5 500 —	EL41 ou EL84	10 000 —
ECC82	2 200 —	UL41	8 600 —

Résistance interne.

Désignée souvent par ρ (lettre grecque rhô) ou par R_i , elle définit la façon dont le courant anodique d'un tube réagit à la modification de la tension d'anode.

Elle représente en somme le rapport :

Variation de la tension anodique (en volts)

Variation correspondante du courant anodique (en ampères)

Comme il s'agit d'un rapport volts/ampères, il est logique de l'exprimer en ohms (ou en mégohms lorsqu'il s'agit de valeurs très élevées) et parler de la résistance in-

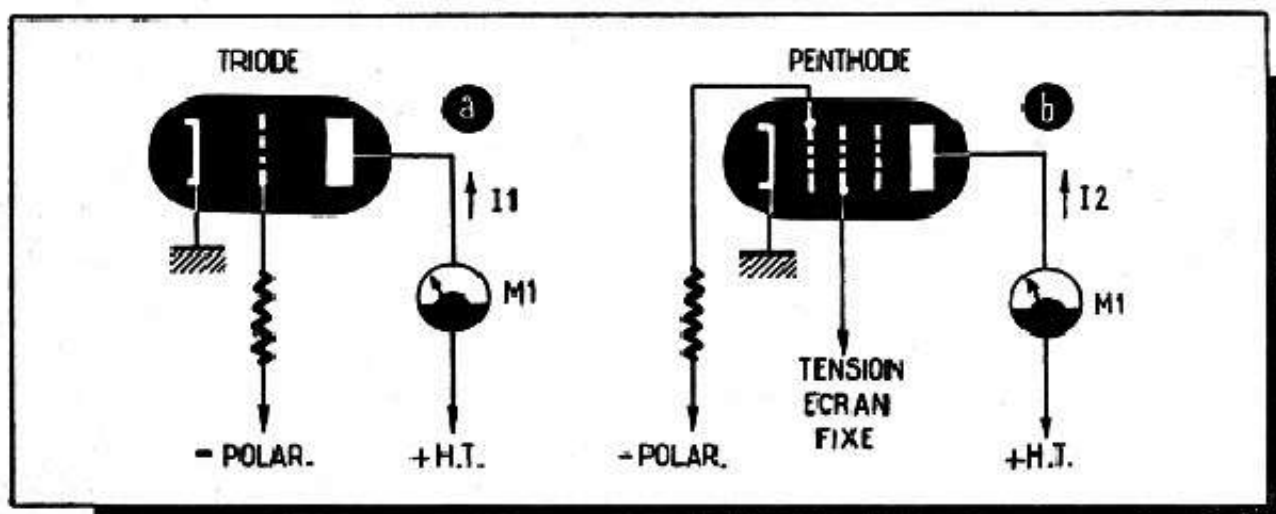


Fig. 22-2. — Montages mettant en évidence la différence de résistance interne d'une triode et d'une pentode.

terne d'une lampe, bien que, et cela va de soi, cette résistance n'existe pas « à froid », c'est-à-dire lorsqu'on la mesure à l'ohmmètre, la lampe n'étant pas « alimentée ».

Si nous réalisons les deux montages, *a* et *b*, de la figure 22-2, nous nous rendrons compte immédiatement de la différence essentielle qui existe, au point de vue de la résistance interne, entre une triode et une pentode.

En effet, si nous faisons croître la haute tension dans une triode, la polarisation restant fixe, nous verrons le courant anodique augmenter régulièrement, comme nous l'avons vu plus haut, et prendre des valeurs de plus en plus élevées. En reprenant l'exemple de la 6J5, nous verrons ainsi le courant I_1 passer de 3 à 9 mA lorsque la tension plaque variera de 200 à 250 volts, ce qui nous donnera, pour exprimer la résistance interne, le rapport

$$\frac{250 - 200}{0,009 - 0,003} = \frac{50}{0,006} = 8300 \text{ ohms environ.}$$

Si nous répétons la même expérience avec une pentode (fig. 22-2 *b*), nous verrons, au contraire, le courant anodique I_2 varier à peine, phénomène propre à une pentode d'après ce que nous avons vu plus haut. Donc, pour une variation importante de la tension anodique, variation infime du courant, entraînant dans le rapport V/Δ , un dénominateur très petit, donc valeur très élevée de ce rapport. Ainsi, pour une EL41, le courant anodique ne varie que de 34,5 à 36 mA environ lorsque la tension anodique passe de 200 à 250 volts, ce qui donne, comme résistance interne.

$$\frac{250 - 200}{0,036 - 0,0345} = \frac{50}{0,0015} = 33\,000 \text{ ohms.}$$

Avec une pentode du type « préamplificatrice B. F. », 6J7 ou EF40, par exemple, nous arriverons à des valeurs encore plus considérables, montrant une résistance interne de l'ordre du megohm et plus.

Donc, résistance interne plus faible pour une triode que pour une pentode, en général, et, dans chaque classe, résistance plus élevée pour un tube préamplificateur et plus faible pour un tube de puissance.

Tout comme la pente, la résistance interne d'une lampe est loin d'être une grandeur fixe, et peut varier dans de larges limites, suivant les conditions d'utilisation. Sans entrer dans les détails, notons simplement que ces variations se produisent dans le sens contraire de celles de la pente et que, par conséquent :

1. — La résistance interne est d'autant plus élevée que le courant anodique est plus faible, ce qui peut avoir lieu, pour une triode, si la résistance de charge est très élevée, et, pour une pentode, lorsque la tension écran est faible ;

2. — Conséquence du précédent : la résistance interne augmente lorsque la polarisation augmente (courant anodique plus faible) et cela est vrai aussi bien pour les triodes que pour les pentodes.

Signification et ordre de grandeur de la résistance interne.

Nous avons vu, à propos de la pente, comment une tension alternative B. F., appliquée à la grille d'une lampe provoquait l'apparition, à l'anode de la lampe, d'une tension alternative de même fréquence.

Nous pouvons maintenant préciser en disant que tout se passe comme si la tension de sortie se développait non seulement aux bornes de la résistance de charge R , mais aux bornes de l'ensemble formé par la résistance interne R_i de la lampe et la résistance de charge R (tension U , fig. 22-3).

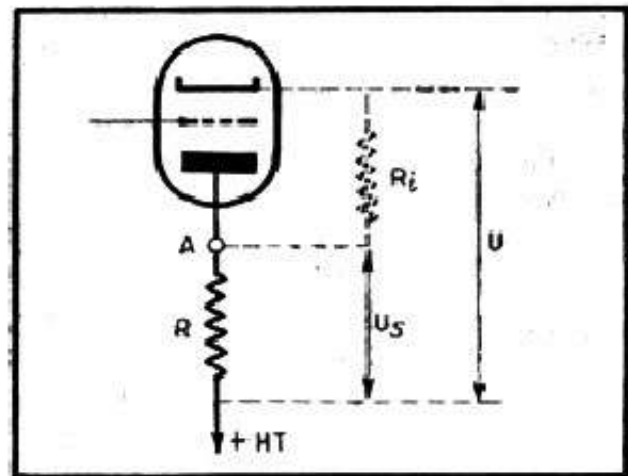
Cependant, seule la tension U_s , que nous trouvons aux bornes de R , reste utilisable à la sortie, pour l'attaque du dispositif suivant.

Il est donc de notre intérêt d'avoir U_s aussi élevée que possible, ou plus exactement, d'avoir U_s aussi voisine que possible de U , ce qui suppose le rapport U_s/U voisin de 1, et, par conséquent, R très grand vis-à-vis de R_i .

Malheureusement, cette condition n'est pas très facile à satisfaire et nous allons voir pourquoi.

En effet, s'il s'agit d'une triode préamplificatrice où R_i est relativement faible,

Fig. 22-3. — La tension de sortie U_s ne constitue qu'une fraction de la tension totale U se développant dans la totalité du circuit, comprenant la résistance interne R_i et la résistance de charge R . On se rend compte que U_s est d'autant plus élevée que R est plus grande par rapport à R_i .



disons 10 000 à 50 000 ohms le plus souvent, il semblerait logique, pour arriver à ce que nous voulons, de prendre R très grande, par exemple 500 000 ohms à 1 mégohm. Mais en augmentant R on augmente la chute de tension qui s'y produit et on diminue automatiquement la tension à l'anode de la lampe (point A, fig. 22-3). Comme il s'agit d'une triode, la diminution de la tension anodique entraîne celle du courant correspondant et, d'après ce que nous avons vu plus haut, une augmentation de la résistance R_i . Une course s'engage donc entre la résistance de charge R et la résistance interne R_i , cette dernière augmentant de plus en plus vite, de sorte qu'en continuant dans cette voie nous arrivons rapidement dans les régions où les qualités amplificatrices de la lampe laissent fortement à désirer, sauf lorsqu'il s'agit de montages spéciaux, dits sous-alimentés, mais cela est une autre histoire.

Pour fixer les idées, disons qu'une 6J5, dont la résistance interne normale est de l'ordre de 10 000 ohms, la voit croître jusqu'à 40 000 ohms et plus lorsque R est de 300 000 ohms environ.

Pratiquement, on admet que, pour une triode, la résistance de charge R doit représenter de 2 à 5 fois la valeur de R_i indiquée dans les catalogues, avec un maximum de dix fois la valeur de R_i , qu'il est inutile de dépasser.

Quant aux pentodes préamplificatrices, genre EF41, EF40, etc, il est évidemment vain de vouloir donner à R une valeur supérieure à R_i qui est de 1 à 2 M Ω en général.

Le problème est différent pour une lampe de puissance, triode, pentode ou tétrode, travaillant sur une charge complexe, représentée par le primaire d'un transformateur le plus souvent, et où l'on demande non plus des volts à la sortie, mais des ampères.

Pour ces lampes nous nous en tiendrons aux indications des fabricants en ce qui concerne l'impédance optimale.

En ce qui concerne l'ordre de grandeur de la résistance interne, voici quelques chiffres relatifs à un certain nombre de tubes courants, chiffres que l'on trouve d'ailleurs dans tous les catalogues.

1S5	0,6 M Ω	ECC83	62 000 Ω
354	0,1 M Ω	ECL80 (triode)	12 000 Ω
6AQ5, 6V6	52 000 Ω	ECL80 (pentode)	0,2 M Ω
6AT6	58 000 Ω	ECL82 (triode)	28 000 Ω
6F6	80 000 Ω	ECL82 (pentode)	20 000 Ω
25L6	10 000 Ω	ECL86 (triode)	62 000 Ω
EBC41	58 000 Ω	ECL86 (pentode)	48 000 Ω
EBC81	58 000 Ω	EF6	2 M Ω
EBL1	50 000 Ω	EF41	1 M Ω
ECC40	11 000 Ω	EF86	2,5 M Ω
ECC81	11 000 Ω	EL41 ou EL84	40 000 Ω
ECC82	7 700 Ω	UL41	18 000 Ω

Certaines triodes de puissance telles que la 2A3, ont une résistance propre encore plus basse et qui se chiffre par quelques centaines d'ohms (800 ohms pour la 2A3).

Coefficient d'amplification.

Comme son nom l'indique, le coefficient d'amplification d'une lampe montre, en principe, de combien de fois une tension alternative appliquée à la grille peut être amplifiée. Autrement dit, de combien de fois la tension de sortie peut être supérieure à la tension d'attaque.

Le coefficient d'amplification est donc un nombre et ne représente, par conséquent, aucune unité.

La notion, purement théorique, du coefficient d'amplification est intimement liée à celle de la pente et de la résistance interne. En effet, si nous prenons une lampe quelconque, une triode pour plus de simplicité, et lui appliquons une certaine tension alternative u_1 sur la grille (c'est-à-dire entre la grille et la cathode), nous provoquerons des variations du courant anodique (fig. 22-4). En l'absence de toute charge dans le circuit anodique (résistance de charge $R = 0$), ces variations se répercuteront sous forme d'une tension alternative le long de la résistance interne de la lampe R_i , tension que nous appellerons u_2 . Le rapport u_2/u_1 sera justement le coefficient d'amplification de la lampe, désigné suivant les auteurs par μ ou k .

Il n'est pas difficile de voir que, premièrement, ce coefficient est en quelque sorte une abstraction théorique, puisque la tension u_2 n'existe qu'à l'intérieur de la lampe et ne nous est absolument d'aucune utilité, et que, d'autre part, il dépend étroitement de la pente et de la résistance interne.

En effet, nous pouvons toujours supposer que u_1 représente une variation du potentiel moyen de grille égal à 1 volt. Dans ces conditions, la variation correspondante du courant anodique le long de R_i sera exprimée par la pente de la lampe. Par conséquent, u_2 qui est tout simplement la chute de tension le long de R_i , ne sera autre chose que le produit de R_i par la pente (courant \times résistance = tension).

Puisque nous avons exprimé u_1 en volts, il est nécessaire que u_2 le soit aussi, pour que le rapport u_2/u_1 puisse avoir une signification.

Donc, en fin de compte, le coefficient d'amplification d'une lampe s'obtient en multipliant la pente (en ampère par volt) par la résistance interne (en ohms).

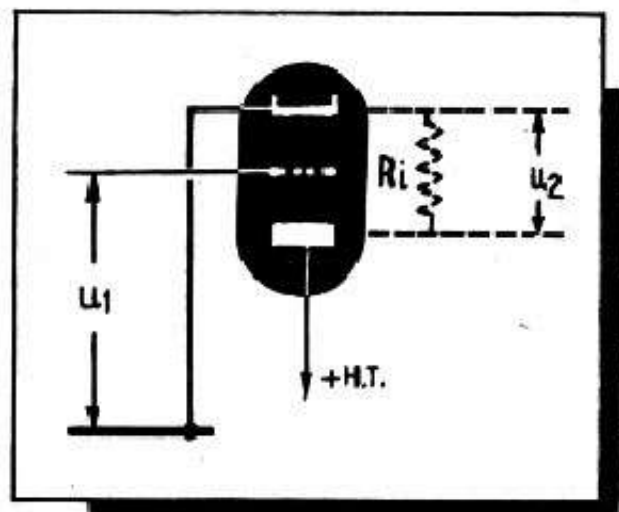
Par exemple, si la pente d'une 6J5 est de 2,6 mA/V (0,0026 A/V) et sa résistance interne de 7700 ohms, son coefficient d'amplification sera

$$\mu = 0,0026 \times 7700 = 20,$$

chiffre conforme aux indications des catalogues.

On voit aisément que le coefficient d'amplification des lampes à très forte résistance interne peut être très élevé. C'est le cas des pentodes préamplificatrices B.F. telles que 6J7, EF6 ou EF41, pour lesquelles μ prend des valeurs énormes, de

Fig. 22-4. — Lorsqu'il n'y a aucune charge dans le circuit anodique, la totalité de la tension « de sortie » reste à l'intérieur de la lampe.



l'ordre de 1000 ou 3000, mais disons immédiatement que ces chiffres astronomiques n'ont rien à voir avec les propriétés amplificatrices réelles d'une telle pentode, pour des raisons que nous verrons plus loin.

Enfin, puisque

$$\text{Coefficient d'amplification} = \text{Pente} \times \text{Résistance interne},$$

nous en déduisons que

$$\text{Pente} = \frac{\text{Coefficient d'amplification}}{\text{Résistance interne}}$$

et que

$$\text{Résistance interne} = \frac{\text{Coefficient d'amplification}}{\text{Pente}},$$

relations où la pente est en ampère par volt, la résistance interne en ohms, et que tout radiotechnicien digne de ce nom doit connaître.

Portée pratique et ordre de grandeur du coefficient d'amplification.

Puisque le coefficient d'amplification ne représente, tel qu'il a été défini plus haut, qu'une abstraction purement théorique, il serait intéressant de voir s'il existe une relation entre ce coefficient et l'amplification réelle d'une lampe, et de traduire cette relation par une formule simple.

Tout d'abord, remarquons que parmi les trois « constantes », le coefficient d'amplification est le seul à être, pour une lampe donnée, à peu près constant, car la pente diminuant, la résistance interne augmente et inversement, de sorte que leur produit,

par un heureux hasard, reste à peu près stable, sauf dans les régions incertaines de courant anodique très faible, où le coefficient d'amplification, tout comme la pente, s'écroule lamentablement.

Prenons donc le schéma de la figure 22-4 et adjoignons-lui une résistance de charge anodique R (fig. 22-5). Tout se passe comme si la résistance interne de la lampe augmentait et devenait $R_i + R$. De ce fait, et en raisonnant comme précédemment, le coefficient d'amplification du nouvel ensemble sera U/u_1 , que nous admettons égal à u_2/u_1 , puisque, d'après ce que nous venons de dire, ce rapport reste sensiblement constant.

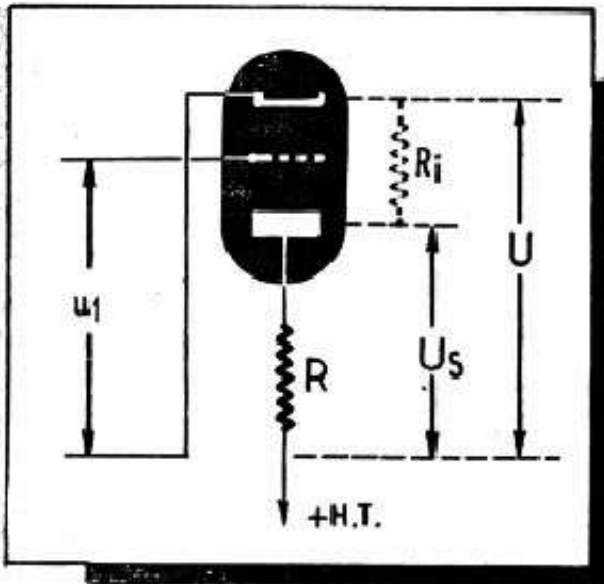


Fig. 22-5. — Lorsqu'une tension alternative u_1 est appliquée entre la grille et la cathode d'un tube, la tension de sortie disponible U_s ne constitue qu'une fraction de la tension U qui se développe aux bornes de l'ensemble $R_i + R$. On se rend compte que U_s sera d'autant plus élevée que R est plus grande par rapport à R_i .

Or, ce qui nous intéresse, c'est la tension U_s , seule utilisable, et le rapport U_s/u_1 qui donne l'amplification réelle, ou comme on dit le gain, de la lampe. Une simple application de la loi d'Ohm nous permet de dire alors que

$$\frac{U}{U_s} = \frac{R_i + R}{R},$$

et d'en déduire que

$$U_s = \frac{UR}{R_i + R}.$$

En divisant les deux membres par u_1 nous obtenons

$$\frac{U_s}{u_1} = \frac{U}{u_1} \times \frac{R}{R_i + R}$$

ce que nous traduisons (puisque $U_s/u_1 =$ gain de la lampe et U/u_1 son coefficient d'amplification) en disant que :

Le gain que l'on peut obtenir avec une lampe est égal à son coefficient d'amplification multiplié par le rapport $R/(R_i + R)$.

Cette relation nous permet de tirer quelques conclusions pratiques simples :

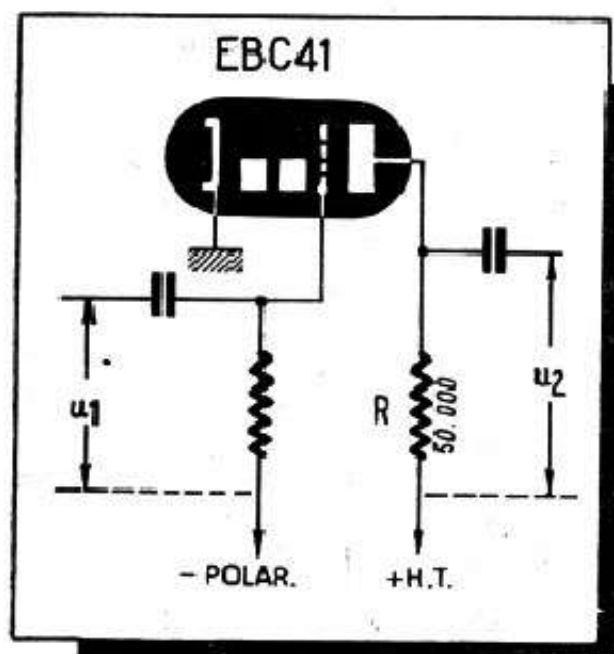
1. — Le gain est toujours inférieur au coefficient d'amplification, puisque le rapport multiplicateur est toujours inférieur à 1 ;

2. — Le gain est d'autant plus élevé que R est grande vis-à-vis de R_i , ce qui est particulièrement bien mis en évidence lorsqu'on présente la relation ci-dessus sous la forme

$$\text{gain} = \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R}}$$

ce qui est la même chose. On voit, en particulier, que le gain est de $\mu/2$ lorsque

Fig. 22-6. — Une EBC41 en amplificatrice R-C.



$R_i = R$. Rappelons-nous, cependant, d'après ce qui a été indiqué plus haut, qu'il n'y a aucun intérêt à pousser R au delà d'une certaine limite ;

3. — Lorsque nous avons affaire à une pentode (R_i beaucoup plus élevée que R), nous pouvons dire, puisque $\mu = \text{Pente} \times R_i$,

$$\text{Gain} = \frac{\text{Pente} \times R_i \times R}{R_i + R} = \frac{\text{Pente}}{\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R}}$$

Or, lorsque R_i est très grande, $1/R_i$ est pratiquement négligeable, et il nous reste

$$\text{Gain} = \frac{\text{Pente}}{\frac{1}{R}} = \text{Pente} \times R,$$

la pente étant, bien entendu, exprimée en ampère par volt.

Voici quelques exemples pratiques :

1. — Soit une EBC41, montée suivant la figure 22-6, c'est-à-dire avec $R = 50\,000$ ohms. Nous avons, d'autre part, $R_i = 58\,000$ ohms. Donc, le gain sera, le μ de la lampe étant 70,

$$\text{Gain} = 70 \times \frac{50\,000}{108\,000} = 70 \times 0,46 = 32.$$

2. — Si nous remplaçons cette lampe par un élément d'une ECC81, dont $R_i = 11\,000$ ohms et $\mu = 60$, sans changer R , le gain serait

$$\text{Gain} = 60 \times \frac{50\,000}{61\,000} = 60 \times 0,82 = 49 \text{ env.}$$

3. — Si maintenant nous remplaçons la EBC41 par une EF41, pentode, sans changer la valeur de R , le gain serait, la pente étant de 2,2 mA/V, soit 0,0022 A/V.

$$\text{Gain} = 0,0022 \times 50\,000 = 110 \text{ environ.}$$

Comme on le voit, cela paraît très beau, mais, car il y a un mais, la réalité est moins rose et les chiffres de gain ci-dessus sont beaucoup trop optimistes.

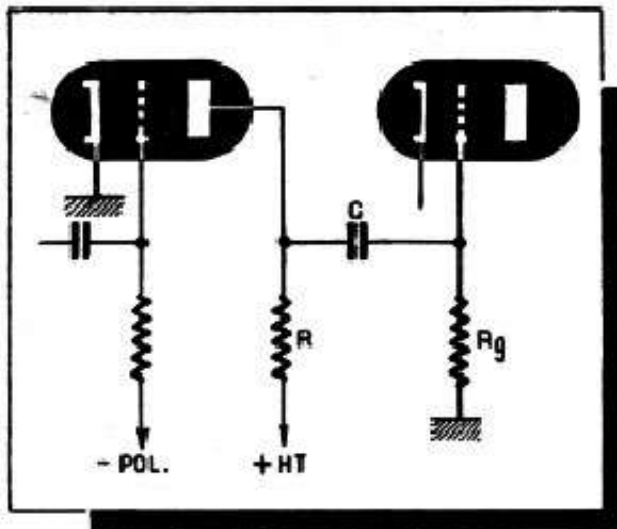


Fig. 22-7. — Il faut tenir compte de C et R_g .

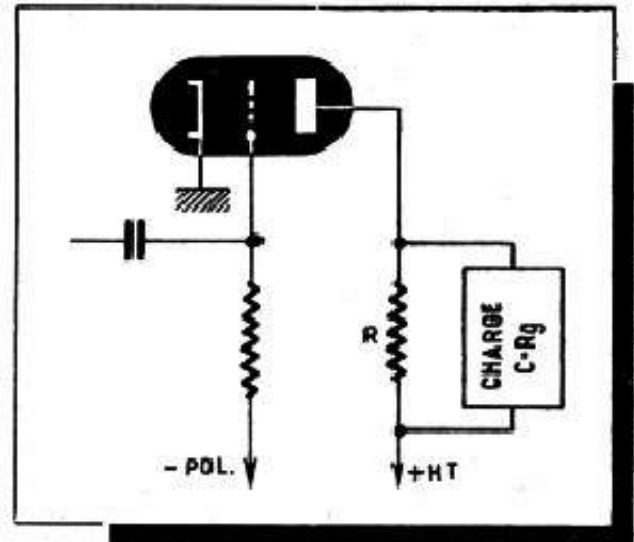


Fig. 22-8. — L'ensemble $C-R_g$ constitue un shunt sur R et diminue le gain.

Quelques mots sur le gain réel d'un étage.

Nous avons vu que le gain théorique d'un amplificateur à résistances-capacité nous était donné par la relation

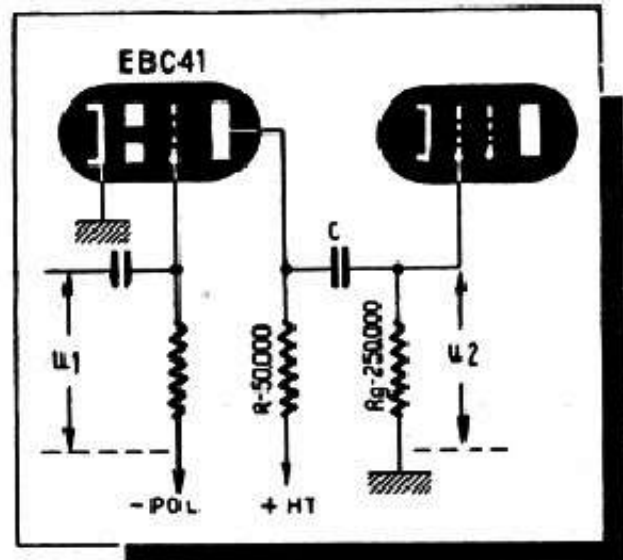
$$\text{gain} = \frac{\mu R}{R_i + R}$$

dans laquelle μ est le coefficient d'amplification de la lampe R_i sa résistance interne et R la résistance de charge d'anode. Nous allons voir que le gain réel que peut nous procurer une lampe est nettement inférieur à celui que cette relation permet de calculer. Pourquoi ? Pour la raison bien simple que l'on néglige de tenir compte, dans la formule ci-dessus, de deux facteurs importants :

1. — Qu'il s'agisse d'une pentode ou d'une triode, la résistance interne R_i , dans les conditions réelles de fonctionnement, est toujours plus élevée que la valeur indiquée dans les notices (R_i statique). Pour fixer les idées, il n'est pas rare de voir la résistance interne d'une lampe passer du simple au double.

2. — La charge R d'une lampe amplificatrice (fig. 22-7) se trouve en liaison, par le condensateur C avec le circuit grille de la lampe suivante, comportant une résistance R_g , dite de fuite, à la masse. Au point de vue des tensions alternatives B.F., les seules qui nous intéressent ici, la résistance R se trouve shuntée par l'ensemble $C-R_g$ et sa valeur, son impédance, puisqu'il s'agit de l'alternatif, diminue de ce fait (fig. 22-8). Or, la formule ci-dessus ne tient aucun compte de R_g .

Fig. 22-9. — Un cas concret : gain d'un étage préamplificateur équipé d'une EBC41.



Nous indiquons donc, ci-dessous, sans la justifier, une autre formule, qui donne des résultats beaucoup plus conformes à la réalité, et dont nous avons pu, à plusieurs reprises vérifier expérimentalement la justesse. Cette relation s'écrit :

$$\text{gain} = \frac{\mu}{1 + \frac{1,5 R_i}{R} + \frac{1,5 R_i}{R_g}}$$

Pour mieux faire comprendre sa portée, voici quelques exemples, que l'on comparera aux chiffres théoriques indiqués dans le paragraphe précédent.

1. — Une EBC41 est montée en amplificatrice à résistances-capacité suivant le schéma de la figure 22-9. D'autre part, les notices nous indiquent :

$$R_i = 58\,000 \text{ ohms et } \mu = 70.$$

Nous avons donc

$$\text{gain} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{70}{1 + \frac{87\,000}{50\,000} + \frac{87\,000}{250\,000}} = \frac{70}{3,1} = 23 \text{ environ.}$$

2. — Remplaçons, sans rien changer, la EBC41 par un élément d'une double triode ECC81 ($R_i = 11\,000$ et $\mu = 60$). Nous avons

$$\text{gain} = \frac{60}{1 + \frac{16\,500}{50\,000} + \frac{16\,500}{250\,000}} = \frac{60}{1,4} = 43 \text{ environ.}$$

3. — Essayons maintenant, toujours dans les mêmes conditions, une pentode EF41 (en prévoyant, bien entendu, une tension d'écran correcte). Les caractéristiques statistiques de la EF41 étant $R_i = 1 \text{ M}\Omega$ et $\mu = 2200$, nous obtenons, en refaisant le même calcul que ci-dessus,

$$\text{gain} = \frac{2200}{37} = 60 \text{ environ.}$$

Répetons encore une fois : ce sont des chiffres à peu près conformes aux mesures que l'on peut faire sur un récepteur ou un amplificateur.

Transposition des caractéristiques de lampes.

Lorsqu'on consulte les recueils des caractéristiques de lampes on trouve, généralement, les conditions d'utilisation sous 250 volts. Or, il est souvent utile de connaître, surtout pour les lampes finales, la modification des différentes caractéristiques lorsque la tension d'alimentation est nettement différente de la valeur indiquée.

L'abaque 22-10 permet de résoudre instantanément ce problème, et quelques exemples vont nous montrer la façon de nous en servir.

Prenons un cas très simple : la pentode d'une ECL 86 que nous voulons utiliser sous 200 volts à la plaque et à l'écran. Or, ce que nous trouvons dans la documentation du constructeur, ce sont les caractéristiques pour 250 volts. Le rapport de tension est, puisqu'il s'agit d'une diminution,

$$\frac{200}{250} = 0,8.$$

Nous menons alors une verticale par le point 0,8 de l'échelle horizontale (rapport de tensions) et obtenons, aux points où cette verticale coupe les droites, R, S, I, et P, les facteurs par lesquels nous devons multiplier toutes les autres caractéristiques. C'est ainsi que nous trouvons :

Droite R : 1,1 environ. La *résistance interne* et la *résistance de charge* (impédance) sont à multiplier par ce facteur ;

Droite P : 0,58. La *puissance de sortie* est à multiplier par ce facteur ;

Droite I : 0,72. Le *courant anodique* et le *courant d'écran* sont à multiplier par ce facteur ;

Droite S : 0,89. La *pente* est à multiplier par ce facteur.

Nous pouvons alors noter les caractéristiques modifiées de la pentode ELC86 pour 200 volts :

Courant d'anode : $37 \times 0,72 = 26,6 \text{ mA}$;

Courant d'écran : $10,2 \times 0,72 = 7,4 \text{ mA}$;

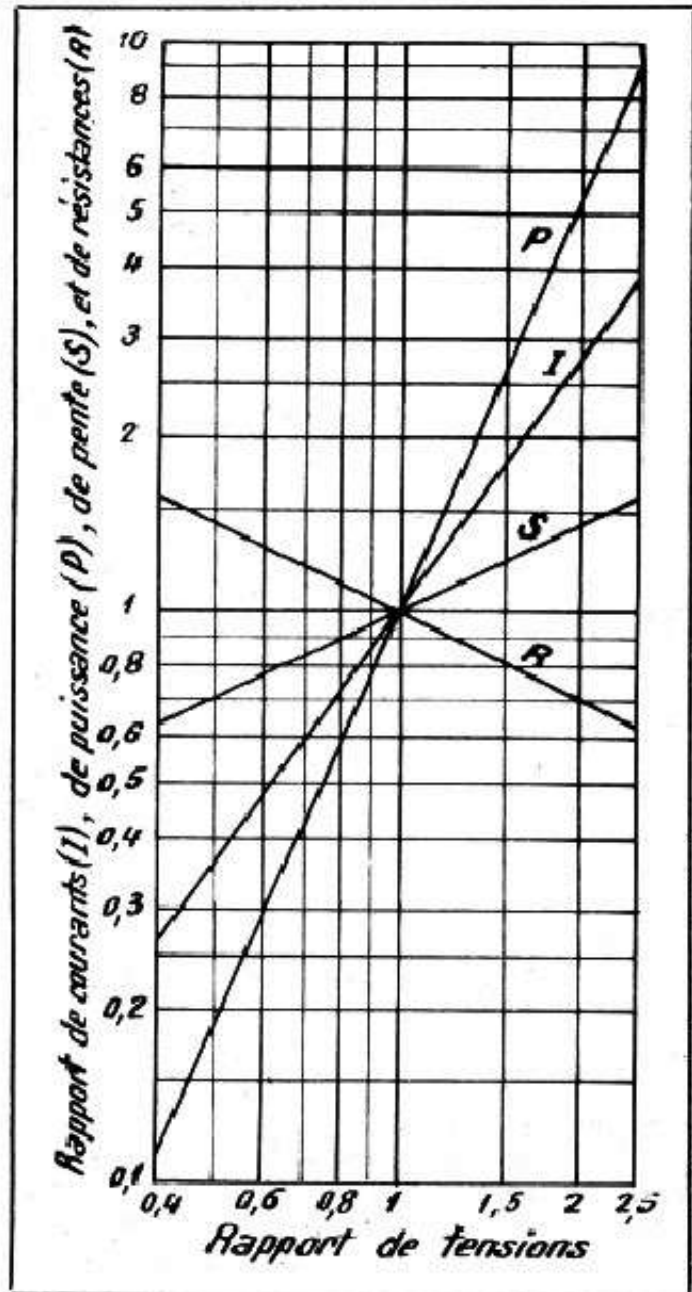
Puissance de sortie : $4 \times 0,58 = 2,32 \text{ W}$;

Pente : $10 \times 0,89 = 8,9 \text{ mA/V}$;

Résistance interne : $48\,000 \times 1,1 = 53\,000 \Omega$;

Impédance de charge : $7000 \times 1,1 = 7700 \Omega$.

Fig. 22-10. — Graphique permettant de déterminer rapidement toutes les caractéristiques d'un tube pour une valeur quelconque de la haute tension.



Quant à la polarisation, elle « suit » le rapport de tensions et devient donc $-7 \times 0,8 = -5,6$ volts, ce qui entraîne une résistance de cathode de

$$\frac{5,6}{0,034} = 165 \text{ ohms.}$$

On a souvent constaté qu'une 6AQ5 (ou une 6V6) fonctionnait très correctement avec une tension d'alimentation réduite, de l'ordre de 125 volts. Il n'est pas difficile de voir que ses caractéristiques deviennent alors (rapport de tensions : $125/250 = 0,5$) :

Impédance de charge : $5000 \times 1,4 = 7000 \Omega$;

Courant d'anode : $45 \times 0,36 = 16,2 \text{ mA}$;

Puissance de sortie : $4,5 \times 0,185 = 0,83 \text{ W}$;

Polarisation : $12,5 \times 0,5 = 6,25 \text{ V}$;

La plus grande prudence s'impose lorsqu'on veut faire fonctionner une lampe sous des tensions supérieures à celles prévues par le constructeur, et il faut voir, avant tout si la limite de la puissance dissipée d'anode n'est pas dépassée.

CARACTÉRISTIQUES DES TRANSISTORS UTILISÉS DANS LES MONTAGES AMPLIFICATEURS B.F.

Sources de signal et leurs caractéristiques.

Lorsque nous analysons le comportement d'un amplificateur, il est souvent commode, et parfois indispensable, d'introduire la notion de la source de signal qui concrétise, en somme, l'appareil (pick-up ou micro) ou l'étage qui fournit le signal à l'entrée de l'amplificateur considéré. En d'autres termes, nous ne considérons plus une espèce de tension d'entrée abstraite qui apparaît on ne sait trop comment, mais bien un véritable générateur possédant une résistance interne r , une certaine tension à vide U et, bien entendu, fournissant un certain courant I lorsqu'une charge se trouve connectée à ses bornes a et b (fig. 23-1).

Jusqu'à présent nous n'avons raisonné qu'en fonction de la tension d'attaque, et avons fini par oublier que l'existence d'une tension aux bornes d'un circuit signifie automatiquement la présence d'une intensité traversant ce circuit, et aussi celle d'une certaine puissance dissipée, notion qui devient particulièrement « signifiante » dans quelques cas particuliers.

Tant que nous avons affaire uniquement aux tubes électroniques, l'intensité alternative du circuit de grille ne nous intéressait en rien, pour deux raisons : cette intensité est toujours ridiculement faible, pratiquement négligeable (fraction de micro-ampère à quelques microampères) ; les tubes électroniques, dans les montages qui nous sont familiers, sont attaqués en tension, sauf des cas spéciaux d'amplificateurs classe B, par exemple. Autrement dit, dans le cas général, le circuit de grille d'une lampe amplificatrice ne consomme aucune énergie : la puissance qui s'y développe, c'est-à-dire le produit volts \times ampère, est négligeable, inférieure au microwatt le plus souvent.

Cela peut s'exprimer encore, en disant que la résistance d'entrée d'un tube électronique est presque toujours très élevée, ce qui enlève toute importance à la résistance interne r de la source qui, tout au plus, est du même ordre de grandeur que cette résistance d'entrée. Or, comme nous le verrons plus loin, cela correspond justement aux conditions optimales de fonctionnement.

Il en est tout autrement lorsque nous utilisons les transistors qui, comme nous allons le voir, présentent le plus souvent une résistance d'entrée faible et, de plus, fonctionnent normalement avec un courant de base. Il nous faut donc déterminer la relation qui doit exister entre les caractéristiques de la source et la résistance d'utilisation pour que le rendement soit optimal.

Pour fixer les idées, indiquons l'ordre de grandeur de la résistance interne de quelques sources :

Microphones dynamiques : de 50 à 250 Ω , mais il existe des modèles avec $r = 10 \Omega$ seulement.

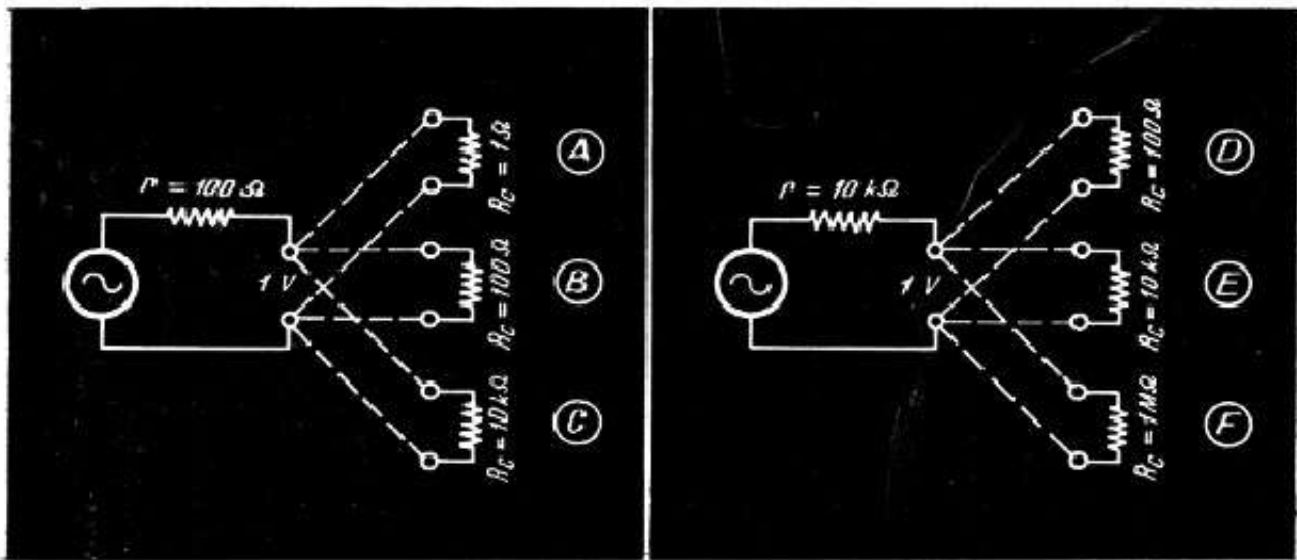


Fig. 23-2. — Quelques cas de rapport entre la résistance de la source r et la résistance de charge R_c .

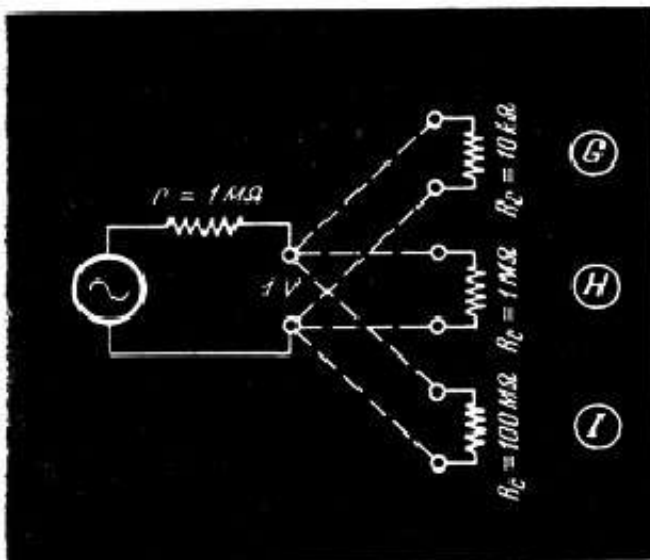
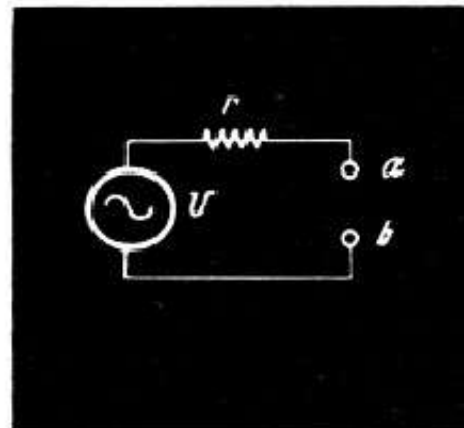


Fig. 23-1 (à droite). — Tout générateur de signal possède obligatoirement une résistance propre symbolisée par r .



Microphones piézo : impédance interne assimilable à une capacité, donc variable avec la fréquence. Ordre de grandeur : 100 à 500 kΩ à 1000 Hz.

Microphones à ruban : 10 à 25 kΩ.

Pick-ups piézo : comme les microphones du même type.

Le générateur de signal peut être constitué, également, par un détecteur, précédé le plus souvent par un amplificateur H.F. ou F.I. Dans ce cas, la résistance propre r de la source est généralement assez élevée, de l'ordre d'une dizaine de milliers d'ohms s'il s'agit d'un amplificateur F.I. à transistors, et pouvant atteindre 300 à 500 kΩ dans le

cas d'un amplificateur à tubes électroniques. Un montage d'adaptation est souvent nécessaire dans ce cas, afin d'attaquer dans les conditions optimales le transistor qui suit.

Il y a également le cas d'un magnétophone, où la source de signal est constituée par la tête de lecture, dont l'impédance est essentiellement variable suivant la marque.

Adaptation des résistances.

Nous avons, d'une part, une source de tension alternative, de résistance interne r et disposant d'une tension à vide U , et d'autre part un circuit d'utilisation, l'entrée d'un amplificateur dans notre cas, que nous assimilerons à une résistance R_c . Nous voulons connaître le rapport qui doit exister entre r et R_c de façon que la transmission d'énergie se fasse le mieux possible.

Pour résoudre ce problème nous allons procéder, en quelque sorte, expérimentalement et imaginer trois sources de signal différentes, présentant une résistance interne de 100Ω , de $10 \text{ k}\Omega$ et de $1 \text{ M}\Omega$ respectivement (fig. 23-2). Chacune de ces sources délivre, à vide, une tension alternative de 1 V et peut être associée, successivement, à trois résistances de charge différentes : $R_c = r/100$; $R_c = r$; $R_c = 100 r$. Cela nous donne neuf combinaisons à analyser, c'est-à-dire à déterminer, dans chaque cas, la tension apparaissant aux bornes de R_c , l'intensité traversant cette résistance et la puissance s'y développant.

Il est clair, en effet, que dans la combinaison A la tension aux bornes de R_c sera très faible, égale pratiquement à $0,01$ de la tension à vide, soit $0,01 \text{ V}$ ou 10 mV . En revanche, l'intensité sera sensiblement celle du court-circuit, soit $1/100$ ampère, c'est-à-dire 10 mA . Quant à la puissance développée sur R_c , elle sera évidemment égale au produit de la tension par l'intensité, ou encore au quotient du carré de la tension par la résistance (R_c), ou, enfin, au produit du carré de l'intensité par la résistance (R_c), c'est-à-dire à $100 \mu\text{W}$.

En procédant exactement de la même façon pour toutes les autres combinaisons de B à I, nous pouvons dresser le tableau 23-1, qui nous permettra de tirer un certain nombre de conclusions intéressantes.

Tableau 23-1

Combinaison	Tension U_c aux bornes de R_c	Courant I_c à travers R_c	Puissance P_c développée sur R_c $P_c = U_c \cdot I_c = U_c^2/R_c = I_c^2 \cdot R_c$
A	10 mV	10 mA	100 μW
B	0,5 V	5 mA	2,5 mW
C	1 V	100 μA	100 μW
D	10 mV	100 μA	1 μW
E	0,5 V	50 μA	25 μW
F	1 V	1 μA	1 μW
G	10 mV	1 μA	0,01 μW
H	0,5 V	0,5 μA	0,25 μW
I	1 V	0,01 μA	0,01 μW

1. — Lorsque la résistance d'utilisation R_c est très faible par rapport à la résistance propre r de la source, le courant que cette dernière débite est maximal.

Cela correspond aux combinaisons A, D et G du tableau et si nous regardons les choses d'un peu plus près, nous pourrions découvrir que ce courant reste à peu près constant même si la résistance d'utilisation varie en fonction de la tension appliquée à ses bornes, ce qui est justement le cas d'un transistor et traduit simplement le fait que

le rapport V_{be}/I_b , c'est-à-dire la résistance d'entrée, ne garde pas une valeur constante. Or, il est évident que même si la résistance d'utilisation varie dans de larges limites, par exemple de $\pm 100\%$, sa valeur restera infiniment plus faible que la résistance propre de la source, de sorte que le courant débité variera d'une façon négligeable.

Par ailleurs, on comprend facilement que le fait d'avoir le rapport V_{be}/I_b , variable en fonction de l'amplitude du signal veut dire, puisque I_b reste sensiblement constant, que la tension d'entrée varie et que nous travaillons dans une région non linéaire, source de distorsions. On résume tout cela en disant que dans le cas où la résistance d'utilisation R_c est très faible par rapport, à la résistance propre r de la source, on doit considérer l'intensité et non la tension du signal d'attaque. On dit alors que le transistor est commandé, attaqué, en intensité.

2. — Lorsque la résistance d'utilisation R_c est très élevée par rapport à la résistance r de la source, la tension que cette dernière délivre est maximale.

Cela correspond aux combinaisons C, F et I du tableau et nous voyons, de plus, que cette tension reste à peu près constante même si la résistance d'utilisation varie dans d'assez larges limites. En effet, si nous envisageons, par exemple, le cas F, il est évident que la tension aux bornes de R_c restera très voisine du 1 V même si R_c varie de 500 k Ω à 2 M Ω .

En somme, lorsque, la résistance de la source est très faible par rapport à celle d'utilisation, on doit considérer la tension et non l'intensité du signal d'attaque. On dit alors que le transistor est attaqué en tension. Ajoutons qu'en dépit de ce qui a été dit plus haut sur la résistance d'entrée faible d'un transistor, on peut avoir affaire à des montages où cette résistance, comme nous le verrons plus loin, atteint et dépasse 200 k Ω .

3. — Lorsque la résistance d'utilisation R_c est égale à la résistance r de la source, la puissance que cette dernière fournit est maximale.

C'est évidemment le cas le plus favorable, celui où le rendement est optimal. On parvient à réaliser ces conditions particulières en faisant appel, généralement, à des adaptateurs d'impédance tels que des transformateurs, ou encore en ayant recours à des montages spéciaux que nous analyserons plus tard. Mais de toute façon, si l'on ne peut pas toujours se placer dans les conditions d'égalité rigoureuse $R_c = r$, il est indiqué de rechercher au moins le même ordre de grandeur.

On considère alors la puissance du signal d'attaque et on dit que le transistor est attaqué en puissance.

Montages fondamentaux des transistors.

Jusqu'à présent, lorsqu'il a été question de tubes électroniques utilisés en tant qu'éléments amplificateurs, nous avons envisagé uniquement le montage où le signal d'entrée est appliqué entre la grille et la cathode, et le signal de sortie recueilli entre l'anode et la cathode. Comme, pour les fréquences d'utilisation, la cathode est toujours mise à la masse, ce montage est généralement appelé *cathode à la masse*, bien que le terme *cathode commune* soit, à notre avis, préférable.

Mais puisque le signal d'entrée doit être, obligatoirement, appliqué entre la grille et la cathode, rien ne nous empêche de mettre à la masse la grille et d'attaquer la cathode, en prélevant le signal de sortie toujours à l'anode. Nous aboutissons ainsi au montage dit *grille à la masse* ou encore *grille commune*.

Enfin, en considérant que le circuit de cathode fait partie du circuit anodique, puisque le même courant circule dans les deux, nous pouvons prélever le signal de sortie à la cathode, en mettant à la masse (en alternatif, bien entendu) l'anode. Nous obtenons alors le montage connu surtout sous le nom de *cathode follower* ou *cathodyne*,

mais qu'il est plus correct, par analogie avec les deux premiers, d'appeler *anode* à la *masse* ou *anode commune*.

Les schémas *a*, *b* et *c* de la figure 23-3 montrent la structure des trois montages ci-dessus.

Or, nous avons dit plus haut qu'il existait une analogie limitée entre un transistor et une triode, tube électronique. Il se fait que pour les montages fondamentaux, cette analogie joue pleinement et que nous pouvons tracer les schémas *d*, *e* et *f* de la figure 23-3 en assimilant la base à la grille, l'émetteur à la cathode et le collecteur à l'anode. Nous obtenons ainsi les équivalences suivantes :

Cathode commune = Emetteur commun ;
 Anode commune = Collecteur commun ;
 Grille commune = Base commune.

Le tableau 23-2, résumant les caractéristiques essentielles de chaque montage, nous montre, d'ailleurs, que l'analogie est assez poussée.

Tableau 23-2
COMPARAISON DE MONTAGES A TUBE ET A TRANSISTOR

Paramètre	Tube électronique			Transistor		
	Cathode commune	Anode commune	Grille commune	Emetteur commun	Collecteur commun	Base commune
Résistance d'entrée (R.)	$R_i = R_p$	Très élevée ($R_i > R_p$)	$R_i = 1/S$	Moyenne (400 à 2 000 Ω)	Élevée (5 à 500 k Ω)	Faible (30 à 100 Ω)
Résistance de sortie (R.)	$R_o = R_i$	$R_o = 1/S$	$R_o \geq R_i$	Moyenne (25 à 100 k Ω)	Faible (30 à 10 000 Ω)	Élevée (0,2 à 1 M Ω)
Gain en puissance				Élevé (quelque 40 dB)	Faible (quelque 15 dB)	Moyen (quelque 30 dB)
Gain en tension	$G = \frac{\mu R_o}{R_i + R_o}$	Toujours inférieur à 1	$G = \frac{(1 + \mu) R_o}{R_i + R_o}$	500 à 1 000	Voisin de 1	500 à 1 000
Gain en intensité				10 à 100	10 à 100	Voisin de 1
Déphasage entrée/sortie	180°	Nul	Nul	180°	Nul	Nul

A noter que, dans ce tableau, R_i désigne la résistance interne du tube, S sa pente statique (en A/V, bien entendu), et μ son coefficient d'amplification. Par ailleurs, on voit que certains montages se comportent en véritables transformateurs d'impédance et permettent des adaptations aux applications pratiques souvent intéressantes.

En ce qui concerne les transistors, les limites de variation indiquées pour certains paramètres correspondent aux variations du courant ou de la tension de collecteur et à la dispersion des caractéristiques.

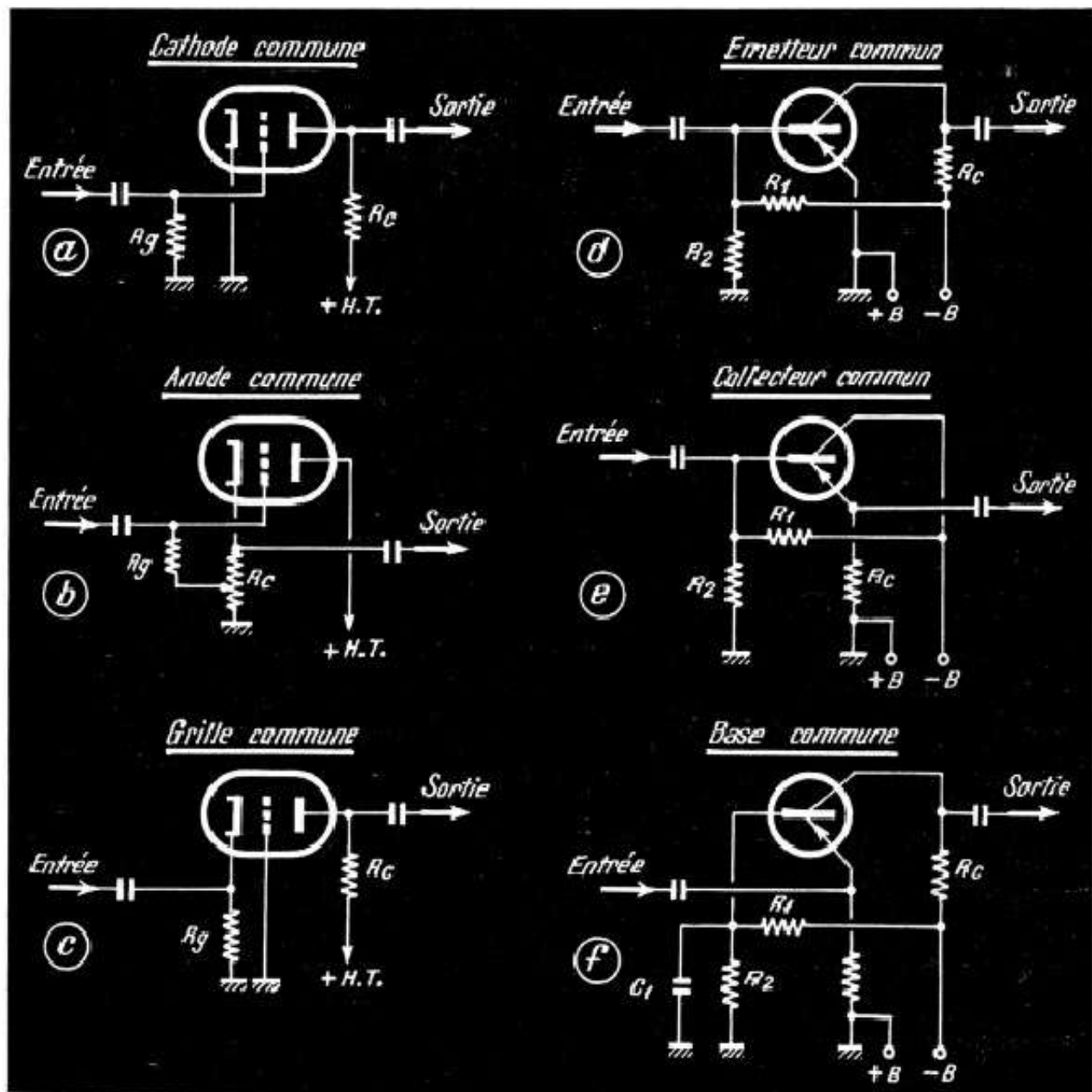


Fig. 23-3. — Les trois montages fondamentaux d'un tube électronique et les montages correspondants d'un transistor.

Caractéristiques des transistors en tant qu'éléments amplificateurs.

Les principales caractéristiques des transistors peuvent être déduites des valeurs de tensions et de courants que nous avons obtenues à l'aide du montage de la figure 21-7. Nous parlerons surtout des caractéristiques en émetteur commun, ce montage étant, de loin, le plus utilisé.

RÉSISTANCE D'ENTRÉE.

On comprend facilement que cette caractéristique est définie par le rapport de la tension de commande (alternative) à l'intensité qui en résulte dans le circuit d'entrée. Dans le montage à émetteur commun (fig. 23-3d), il s'agit donc du rapport V_{be}/I_b , et les quelques valeurs que nous avons mesurées précédemment nous montrent l'ordre de grandeur de la résistance R_e correspondante, en dépit du fait que les mesures ont été effectuées en continu.

C'est ainsi que nous avons trouvé que pour $V_{be} = 0,2$ V nous avons $I_b = 190$ μ A, la tension de collecteur, V_{ce} , étant de 2 V. Nous obtenons donc, comme ordre de grandeur,

$$R_e = 0,2/1,9 \cdot 10^{-4} = 1050 \Omega.$$

La résistance d'entrée varie en fonction de la tension de collecteur V_{ce} et du courant de collecteur I_c , c'est-à-dire en fonction de la charge R_c , mais cette variation, où R_e diminue lorsque R_c augmente, n'est pas très prononcée et atteint assez rapidement un palier à partir duquel on peut considérer que R_e reste constante.

La variation de la résistance d'entrée en fonction de la charge R_c est beaucoup plus marquée lorsqu'il s'agit de montages à collecteur commun ou à base commune, mais elle se fait en sens contraire : R_e augmente lorsque R_c augmente.

RÉSISTANCE DE SORTIE.

Par analogie avec la résistance d'entrée, la résistance de sortie est définie par le rapport V_{ce}/I_c , en alternatif, bien entendu. Et, encore une fois, les valeurs mesurées précédemment pour V_{ce} et I_c nous permettront de nous faire une idée sur l'ordre de grandeur de R_s . En effet, nous avons vu qu'une variation de V_{ce} de 2 à 4 V, par exemple, soit 2 V, provoquait une variation de I_c de 0,2 mA. D'où la résistance de sortie.

$$R_s = \frac{2}{2 \cdot 10^{-4}} = 10\,000 \Omega.$$

La résistance de sortie R_s varie en fonction de la résistance interne r de la source de signal et, pour un transistor monté à émetteur commun, cette variation se fait en sens contraire : R_s diminue lorsque r augmente. L'importance de la variation reste relativement réduite.

Les montages à collecteur commun et à base commune voient également leur résistance de sortie varier en fonction de r , mais dans le même sens : R_s augmente avec r . De plus, l'importance de la variation est généralement nettement plus grande.

PENTE.

Par analogie avec les tubes électroniques, nous pouvons définir la pente statique S d'un transistor par le rapport

$$\frac{\text{Variation du courant collecteur } I_c}{\text{Variation correspondante de la tension } V_{be}}$$

où l'on exprimera I_c en milliampères pour avoir S en mA/V, ou en microampères si l'on préfère avoir S en μ A/V (ou micromhos).

La pente (statique) d'un tube électronique varie suivant la position du point de fonctionnement sur la courbe V_g/I_p , c'est-à-dire suivant la polarisation appliquée à la grille

de commande. De même, la pente d'un transistor ne peut avoir une signification que si l'on précise le courant de collecteur correspondant. On dira, par exemple, que la pente d'un transistor donné est de 25 mA/V pour $I_c = 1$ mA.

Il est à remarquer, que la pente n'est pour ainsi dire jamais indiquée dans les recueils de caractéristiques de transistors et que, de plus, on ne peut guère la déterminer directement d'après les courbes publiées, comme on peut le faire pour la résistance d'entrée et la résistance de sortie. Son ordre de grandeur, pour la plupart des transistors de faible et de moyenne puissance, se situe entre 10 et 100 mA/V, suivant le courant de collecteur, mais il est remarquable que la pente de tous les transistors *p-n-p* est pratiquement la même pour un courant de collecteur de 1 mA.

Bien que la pente intervienne fréquemment dans les différents calculs relatifs aux amplificateurs à transistors, elle présente relativement peu d'intérêt dans le domaine de la mise au point et du dépannage.

GAIN EN COURANT.

Le gain en courant, lorsque la résistance propre de la source est très grande par rapport à la résistance d'entrée, est représenté, comme on le comprend aisément, par le rapport I_c/I_b (en alternatif, évidemment) ou, ce qui revient au même, par le rapport

Variation du courant collecteur I_c

Faible variation correspondante du courant de base I_b

La restriction « faible variation » veut dire simplement que la relation permettant de déterminer le gain en courant n'est juste qu'en régime de signaux de faible amplitude, pour lesquels la portion de caractéristique utilisée peut être considérée comme rectiligne. Bien entendu, la relation ci-dessus n'est applicable qu'au montage à émetteur commun et doit être interprétée, d'une façon générale, comme le rapport de la variation du courant de sortie et de la variation correspondante du courant d'entrée.

Les mesures que nous avons effectuées précédemment vont nous permettre de nous faire une idée sur le gain en courant d'un transistor 988T1. En effet, nous avons abouti aux chiffres suivants pour les courants I_c et I_b , la tension V_{ce} étant ajustée à 2 V :

I_c (mA)	I_b (μ A)
0,9	50
1,95	100
3,25	150

On peut donc dire, que pour une variation du courant de base de 50 μ A, nous avons une variation du courant de collecteur de $1,95 - 0,9 = 1,05$ mA d'une part, et de $3,25 - 1,95 = 1,3$ mA d'autre part. Cela nous donne un gain de

$$\frac{1050}{50} = 21$$

pour le premier « intervalle », et de

$$\frac{1300}{50} = 26$$

pour le second, chiffres qui, malgré une très large approximation admise, sont du même ordre de grandeur.

Enfin, sans entrer dans les détails, nous noterons, à propos du gain en courant, que :

1. — Ce gain varie généralement peu en fonction du courant de collecteur, du moins pour des valeurs suffisamment faibles de ce dernier ;

2. — Ce gain augmente lorsque la tension V_{ce} augmente, mais cette augmentation reste peu importante. Par exemple, dans le cas ci-dessus, si nous portons la tension de collecteur à 9 V, les valeurs de gain trouvées devront être multipliées par 1,2 environ.

Ajoutons encore que le gain en courant d'un transistor monté à émetteur commun se situe généralement entre 40 et 100 dans les conditions normales d'utilisation, c'est-à-dire avec une résistance de charge faible (1000 à 2000 Ω).

Lorsqu'il s'agit d'un montage à émetteur commun, le gain en courant est généralement désigné par la lettre grecque β (béta), mais on trouve, dans certains ouvrages, le symbole α' (alpha prime).

Lorsque nous avons affaire à un montage à base commune, le gain en courant est évidemment défini par le rapport I_c/I_e , ce qui nous montre, encore une fois, que ce gain est toujours inférieur à 1 puisque le courant de collecteur est toujours plus faible que le courant d'émetteur. De plus, ce gain est d'autant plus faible que la résistance de charge R_c (fig. 23-3 f) est plus élevée. Par exemple, si nous avons un gain de 0,95 avec $R_c = 1000 \Omega$, nous n'aurons plus qu'un gain de 0,8 avec $R_c = 100 \text{ k}\Omega$.

Le gain d'un montage à base commune est presque toujours désigné par la lettre grecque α (alpha).

Reste à voir le gain d'un montage à collecteur commun, désigné souvent par la lettre grecque γ (gamma) et défini par le rapport I_c/I_b , ce qui nous permet d'entrevoir que ce gain doit être, théoriquement, un plus élevé que β . Tout comme α et β , le gain γ diminue rapidement lorsque la résistance de charge R_c augmente. Par exemple, si ce gain est 41 pour $R_c = 1000 \Omega$, il ne sera plus que 26 pour $R_c = 10 \text{ k}\Omega$ et 5,4 pour $R_c = 100 \text{ k}\Omega$.

Il existe des relations très simples, qui permettent de calculer n'importe lequel des trois coefficients α , β ou γ , lorsqu'on en connaît un seul. Le tableau 23-3 nous indique ces différentes relations.

Tableau 23-3

On connaît :	On veut calculer :		
	α	β	γ
α		$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$	$\gamma = \frac{1}{1 - \alpha}$
β	$\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta}$		$\gamma = \beta + 1$
γ	$\alpha = \frac{\gamma - 1}{\gamma}$	$\beta = \gamma - 1$	

Ces formules ne sont évidemment valables que dans le cas d'une résistance de charge R_c très faible. Théoriquement, on précise même que le coefficient d'amplification en courant, α , β ou γ , est défini pour la sortie en court-circuit, c'est-à-dire avec R_c nulle. C'est donc, en quelque sorte, l'équivalent du coefficient d'amplification statique d'un tube. Cependant, si la valeur de R_c est suffisamment faible, on peut se baser sur la valeur des coefficients α , β et γ en tant qu'ordres de grandeur.

GAIN EN TENSION.

Dans le cas où la résistance propre de la source est très faible par rapport à la résistance d'entrée de l'amplificateur, on peut parler d'une attaque en tension et, par conséquent, d'un gain en tension.

Lorsqu'il s'agit d'un montage à émetteur commun, le gain en tension G_t peut être déterminé par la relation approximative suivante, valable seulement pour les résistances de charge R_c faibles :

$$G_t = \beta \frac{R_c}{R_e}$$

En d'autres termes, le gain en tension est égal au gain en courant multiplié par le rapport R_c/R_e . Comme la résistance d'entrée R_e peut être évaluée, en moyenne, à quelque 1000 Ω , on voit qu'avec des résistances de charge de 2000 à 3000 Ω le gain en tension représente deux à trois fois celui en courant.

Il est cependant possible d'obtenir, avec un transistor, des gains en tensions considérables, atteignant et dépassant 1000, à condition d'utiliser des résistances de charge suffisamment élevées, car le gain croît rapidement avec la valeur de R_c , jusqu'à une certaine limite, atteinte avec des résistances de charge que l'on peut considérer pratiquement comme infinies : 1 M Ω ou plus.

Voici, à titre d'exemple, la façon dont varie théoriquement le gain d'un transistor OC71, lorsque sa résistance de charge passe de 1k Ω à 1 M Ω .

R_c (en k Ω)	Gain en tension	R_c (en k Ω)	Gain en tension
1	50	10	400
2	100	100	1 000
5	220	1 M Ω	1 200

Il faut noter, cependant, qu'un tel tableau, indiqué dans certains ouvrages, est une vue de l'esprit et ne peut correspondre à aucune réalité, du moins dans ses prolongements vers les valeurs de R_c très élevées, car il n'est valable que dans certaines conditions bien déterminées : $V_{ce} = 2$ V ; $I_c = 2$ mA. Cela veut dire (pour $R_c = 1$ M Ω) qu'après la chute de tension dans R_c on doit retrouver 2 V sur le collecteur, ce qui suppose une batterie d'alimentation de quelque 2000 V et une résistance R_c de 4 watts au moins !

Si nous avons affaire à un montage à base commune (fig. 23-3 f), l'expression du gain en tension G_t a encore la même forme, c'est-à-dire

$$G_t = \alpha \frac{R_c}{R_e}$$

avec les mêmes restrictions que plus haut : R_c de faible valeur.

Nous avons vu que le gain en courant α était toujours inférieur à 1, mais nous savons également que dans le montage à base commune la résistance d'entrée R_e est toujours très faible, de l'ordre de 25-40 Ω pour des résistances de charge inférieures à 5 k Ω . Il en résulte que si nous avons, pour fixer les idées, $\alpha = 0,95$, $R_c = 2000$ Ω et $R_e = 25$ Ω , le gain en tension sera $G_t = 76$. Théoriquement, nous allons retrouver à peu près les mêmes valeurs de gain qu'avec le montage à émetteur commun, mais pratiquement il nous sera difficile d'en tirer parti, car pour attaquer en tension un am-

plificateur dont la résistance d'entrée est de quelque 25 à 30 Ω , il nous faut envisager une source dont la résistance propre soit de l'ordre de 2-3 Ω tout au plus, ce qui est plutôt exceptionnel.

Le gain en tension d'un montage à collecteur commun est toujours très voisin de 1, et cela d'autant plus que la résistance de charge R_c (fig. 23-3e) est plus élevée. Mais même pour des valeurs de R_c relativement faibles (1 à 2 k Ω), ce gain est voisin de 0,98.

GAIN EN PUISSANCE.

Lorsque la résistance propre de la source est du même ordre de grandeur que la résistance d'entrée de l'amplificateur (ou du transistor), l'attaque de ce dernier se fait en puissance et on a intérêt à pouvoir apprécier le gain correspondant.

D'une façon très générale, le gain en puissance est égal au produit du gain en courant par le gain en tension. Nous pouvons ainsi dégager l'ordre de grandeur de ce gain pour les trois montages fondamentaux.

En émetteur commun, où les coefficients β et G_t sont toujours relativement élevés, le gain en puissance peut atteindre un niveau considérable. Par exemple, pour un transistor bien connu tel que OC70, nous avons $\beta = 30$. En admettant le rapport $R_c/R_e = 3$, nous disposons d'un gain en tension $G_t = 3 \times 30 = 90$. Le gain en puissance peut donc atteindre $30 \times 90 = 2700$, soit 34,5 dB environ. Et nous avons volontairement pris un exemple « modeste », car le coefficient β est presque toujours largement supérieur à 30, tandis que le rapport R_c/R_e dépasse fréquemment 3.

En base commune, le coefficient α est égal à 1 environ, tandis que le gain en tension a très sensiblement la même valeur qu'en émetteur commun. Il en résulte que le gain en puissance est pratiquement le même que le gain en tension, c'est-à-dire, en reprenant l'exemple précédent, de l'ordre de 90-100, ce qui représente quelque 20 dB. Pour les mêmes raisons que précédemment, ce gain est souvent plus élevé, atteignant et dépassant 25 dB.

En collecteur commun, où le coefficient γ est pratiquement égal à β , mais où le gain en tension ne dépasse jamais 1, nous nous trouvons dans les conditions le plus défavorables en ce qui concerne le gain en puissance, avec un niveau compris le plus souvent entre 15 et 20 dB.



POLARISATION DES LAMPES

Nous avons dit plus haut qu'une lampe, préamplificatrice ou finale, devait être polarisée correctement, et avons montré l'influence de cette polarisation sur le courant anodique et sur celui d'écran.

Reste à voir comment, pratiquement, on peut réaliser cette polarisation, en pensant constamment que, pour y parvenir, il faut rendre la grille négative par rapport à la cathode ou, ce qui revient au même, la cathode positive par rapport à la grille. D'où les trois modes de polarisation que nous allons examiner successivement.

Polarisation automatique dite « polarisation par la cathode ».

Dans ce système, la lampe est montée suivant le schéma de la figure 24-1, c'est-à-dire que sa grille est reliée à la masse (le plus souvent constituée par le châssis) par la résistance de fuite R_1 de 500 000 ohms à 1 M Ω le plus souvent, tandis que sa

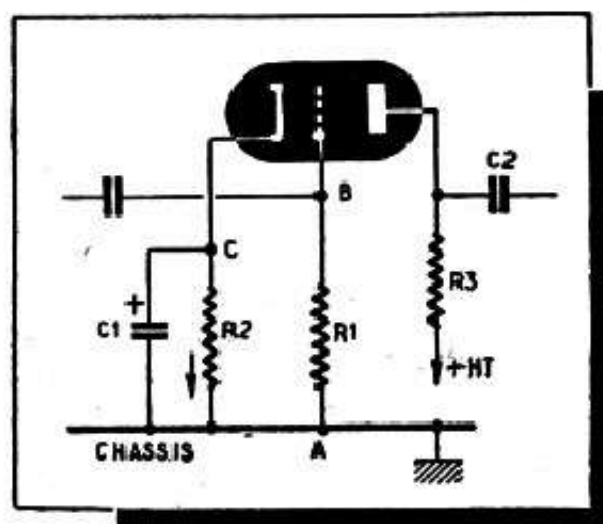


Fig. 24-1. — Principe de la polarisation dite « automatique ».

cathode, de son côté, est réunie à la masse par une résistance R_2 , dont la valeur dépend du type de la lampe et de la polarisation à obtenir (ordre de grandeur : quelques centaines à 2000 ou 3000 ohms).

Le courant total, le courant cathodique, circulant dans R_2 dans le sens de la flèche, le point C, c'est-à-dire la cathode, se trouvera à un potentiel plus élevé, c'est-à-dire positif par rapport au point A (masse).

D'autre part, le point B (grille) se trouve au même potentiel que A, puisqu'aucun courant, du moins en fonctionnement correct, ne circule dans la résistance R_1 .

Par conséquent, C (cathode) sera positif par rapport à B (grille), ce qui revient à dire que la grille sera négative par rapport à la cathode, but recherché.

Sur le schéma de la figure 24-1, nous voyons que la résistance de polarisation R_2 est shuntée par un condensateur électrochimique C_1 , dont le rôle est de court-circuiter pratiquement R_2 au point de vue des courants B. F. Parfois, lorsqu'on recherche un effet déterminé (contre-réaction) ce condensateur est supprimé, ce qui se traduit par une perte d'amplification, comme nous le verrons plus loin.

Mais d'une façon générale, lorsqu'on cherche à obtenir un gain aussi élevé que possible, surtout aux fréquences basses (au-dessous de 200 hertz), la présence de C_1 est indispensable et il faut, de plus, que son impédance, sa résistance en alternatif, à la fréquence la plus basse, par exemple 100 hertz, soit de 10 à 20 fois inférieure à la résistance R_2 .

Voici un petit tableau donnant, pour quelques valeurs courantes de la résistance R_2 la valeur minimale de C_1 , en microfarads. Il est évident qu'il n'y a aucun inconvénient à adopter une valeur supérieure de C_1 , au contraire.

R_2 (en ohms)	C_1 (en μF)	R_2 (en ohms)	C_1 (en μF)
150	100	2 000	8
250	65	3 000	5
500	32	4 000	4
1 000	16	5 000	3

Les condensateurs électrochimiques employés sont du type « polarisation » prévus pour une tension de service de 12 à 30 volts, suivant le modèle. On trouve actuellement dans le commerce des condensateurs de ce type jusqu'à 1000 μF .

Si vous comparez ces chiffres aux valeurs que l'on trouve en réalité, dans les postes du commerce et dans la plupart des montages courants, vous verrez que, pratiquement, et le plus souvent pour des raisons d'économie, on se contente de capacités beaucoup plus modestes, ce qui ne veut pas dire que les chiffres ci-dessus sont exagérés. Il est vrai que dans les montages modernes il existe mille et une façons de favoriser les fréquences basses, même si la valeur du condensateur C_1 n'est pas suffisante.

Comment déterminer la valeur correcte de la résistance de polarisation.

Si nous connaissons le courant cathodique de la lampe dans les conditions normales d'utilisation, rien n'est plus facile, et il suffit d'appliquer l'éternelle loi d'Ohm :

$$R_2 = \frac{\text{Tension de polarisation (en volts)}}{\text{Courant total de la lampe (en ampères)}}$$

C'est le cas général des lampes finales pour lesquelles les notices des constructeurs nous indiquent toujours le courant anodique et celui d'écran, dans les conditions d'utilisation données.

Prenons, par exemple, le cas d'une 6V6 utilisée avec une haute tension de 180 volts (fig. 24-2). La documentation correspondante nous dit que le courant anodique est de 29 à 30 mA et celui d'écran de 3 à 4 mA pour une polarisation normale, de — 8,5 volts. En adoptant les chiffres moyens, soit un courant anodique de 29,5 mA et celui d'écran de 3,5 mA, nous obtenons un courant total de 33 mA (0,033 ampère).

La valeur de R_2 sera donc

$$R_2 = \frac{8,5}{0,033} = 257 \text{ ohms,}$$

soit 250 ohms en chiffre rond.

Il est important, avons-nous dit, que la lampe soit polarisée correctement, mais, par contre, la valeur d'une résistance de polarisation de cathode peut varier dans d'assez larges limites sans que le rendement de la lampe en souffre. En un mot, il est inutile de s'hypnotiser sur la valeur de R_2 et rechercher pour cette résistance, une précision de 1 à 2 % : une résistance classique, juste à ± 10 % ou 15 % fera parfaitement notre affaire.

En effet, reprenons la figure 24-2 et voyons ce qui va se passer si R_2 est nettement plus faible que la valeur théoriquement nécessaire, par exemple 200 ohms. La chute de tension le long de R_2 sera moindre, donc la polarisation diminuera et le courant cathodique augmentera. Cette augmentation provoquera un accroissement de la chute de tension dans R_2 , donc celui de la polarisation, d'où diminution du courant cathodique, etc., etc. Il s'établit finalement un état d'équilibre où la polarisation est très légèrement inférieure à la normale et le courant cathodique un peu trop élevé, mais dans une proportion qui est bien moindre que la variation de la résistance R_2 .

Le même phénomène, mais en sens inverse, se produit lorsqu'on augmente la valeur de R_2 .

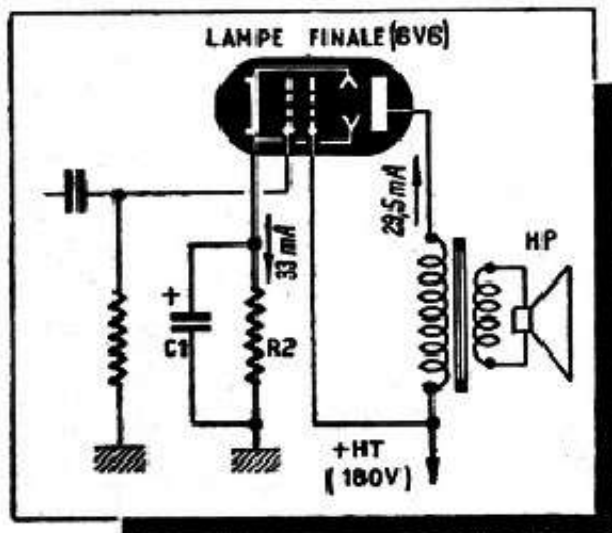


Fig. 24-2. — Exemple d'une lampe finale polarisée par la cathode

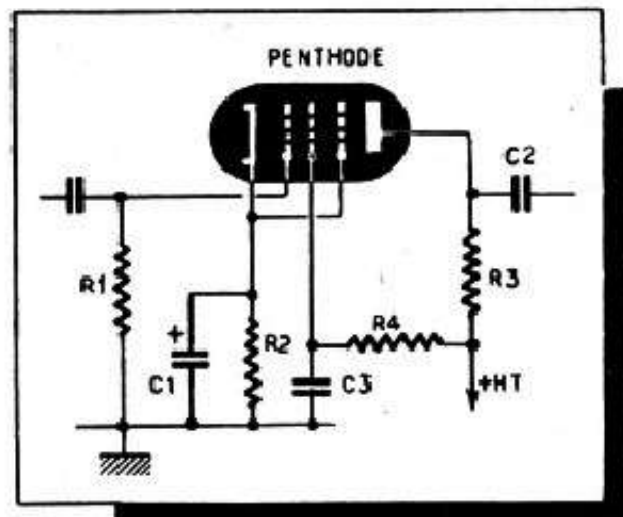


Fig. 24-3. — Schéma complet d'un étage préamplificateur B. F. utilisant une pentode.

On comprend mieux maintenant pourquoi ce mode de polarisation s'appelle « automatique » : la polarisation se règle d'elle-même à la valeur correcte, indépendamment de la valeur de R_2 , dans une certaine mesure, bien entendu, car si R_2 est vraiment trop faible ou trop élevée, cette « régulation automatique » n'arrivera plus à compenser la variation de R_2 .

Il nous est arrivé de voir un jour une 6V6 polarisée avec une résistance de 400 ohms (probablement une 6F6 remplacée par une 6V6 sans autre complication). Dire que c'était de la haute musicalité serait exagéré, mais enfin cela fonctionnait assez correctement, du moins à l'oreille.

Un deuxième cas se présente lorsque nous voulons polariser une lampe amplificatrice à résistances-capacité, triode ou pentode, comportant dans son circuit anodique une résistance de charge (R_3 , fig. 24-1) plus ou moins élevée. Ici, nous ne connaissons presque jamais les conditions exactes de fonctionnement et sommes obligés de nous reporter aux renseignements publiés par les constructeurs, sous forme de tableaux

Tableau 24-1

	H. T. = 100 V				H. T. = 250 V			
	R ₃	R ₄	R ₂	V _c	R ₃	R ₄	R ₂	V _c
EBC3	50 000		6 000	2,5	50 000		2 000	3,6
	100 000		8 000	2,5	100 000		2 500	3,2
	200 000		12 000	2,5	200 000		4 000	3,5
EF6	100 000	200 000	3 000	2,4	100 000	250 000	1 600	3
	200 000	400 000	5 000	2,1	200 000	400 000	3 000	3,7
	300 000	600 000	6 400	1,9	300 000	800 000	4 000	3,2
EF9 - EAF41 - EF41 (en pentode)					100 000	400 000	1 000	2
EF9 - EAF41 - EF41 (en triode)					200 000	800 000	1 700	1,9
EAF42 (en pentode) ...					50 000		500	1,9
EAF42 (en triode)					100 000		1 000	2
					100 000	400 000	700	1,5
EBC41					200 000	800 000	1 500	1,6
					50 000		400	1,5
ECC40					100 000		700	1,4
					200 000		1 200	1,4
ECC40					100 000		1 800	1,3
					200 000		2 000	3
EF40 (en pentode)					200 000		2 000	2
					200 000	1 MΩ	1 500	1,6
EF40 (en triode)					300 000	1,2 MΩ	2 200	1,6
					300 000	1,5 MΩ	1 200	1,8
EBC81					100 000		1 800	1,5
					200 000		1 800	1,5
EBF80 (en pentode) ...					100 000	390 000	1 000	1,5
					220 000	820 000	1 800	1,5
EBF80 (en triode)					47 000		560	2,5
					100 000		820	1,7
ECC81 - 12AT7					100 000		1 200	1,6
					220 000		2 600	1,6
ECC82 - 12AU7					47 000		1 200	3,6
					100 000		2 200	3,6
ECC83 - 12AX7					220 000		3 900	3,2
					47 000		1 200	1,45
ECL82 (triode)					100 000		1 500	1,3
					220 000		2 700	1,3
EF86 (en pentode)					220 000		1 800	1,2
					100 000	390 000	1 000	2
EF86 (en triode)					220 000	1 MΩ	2 200	2
					47 000		1 200	2,8
					100 000		2 200	2,8
					220 000		3 900	2,5
	H. T. = 100 V				H. T. = 170 V			
UAF41/42 (en pentode) ..	100 000	300 000	1 500	1,2	100 000	300 000	1 500	2,1
	200 000	800 000	2 700	1	200 000	800 000	2 700	1,8
UAF41/42 (en triode) ..					50 000		1 200	2,5
					100 000		1 800	2,2
UBC41					100 000		3 900	1,7
					200 000		5 600	1,6
UF41 (en pentode)					200 000	700 000	2 500	2
					50 000		500	1,3
UF41 (en triode)					100 000		1 000	1,35

	H. T. = 90 V				H. T. = 250 V			
	R ₃	R ₄	R ₂	V _c	R ₃	R ₄	R ₂	V _c
6SQ7 - 75	100 000		6 700	1	100 000		2 500	1,5
	250 000		11 000	1	250 000		4 000	1,5
6B8	100 000	600 000	2 000	1,2	100 000	500 000	1 000	1,7
	250 000	1 MΩ	3 500	1	250 000	1,2 MΩ	1 700	1,2
6N7	100 000		2 500	1,3	100 000		1 600	2,4
	250 000		4 500	1,2	250 000		3 000	2,2
6AT6 - 6Q7 - 6SL7 ...	100 000		4 600	1,1	100 000		2 200	1,9
	200 000		7 500	1,1	200 000		3 200	1,8
6AU6	100 000	100 000	2 100	1,3	100 000	200 000	800	1,6
	200 000	250 000	3 200	1,2	200 000	400 000	1 200	1,3
6C5 - 6J7 (en triode) ..	50 000		3 800	2,4	50 000		1 500	4
	100 000		7 000	2,3	100 000		2 500	4
6C8	100 000		4 000	1,4	100 000		3 100	2,9
	250 000		7 000	1,3	250 000		5 700	2,7
6F8 - 6J5 - 6SN7	50 000		2 200	2	50 000		1 600	4
	100 000		4 000	2	100 000		3 000	4
6J7 (en pentode)	100 000		1 200	1	100 000	500 000	600	1,3
	250 000	450 000	2 500	1	250 000	1,2 MΩ	1 300	1,2
6SC7	100 000	1,1 MΩ	2 000	1	100 000		1 100	1,2
	250 000		3 500	1	250 000		1 700	1,1
6F5 - 6SF5	100 000		3 000	0,7	100 000		1 700	1,3
	250 000		7 000	0,7	250 000		3 400	1,2
6SJ7	100 000	300 000	1 000	0,8	100 000	400 000	700	1,2
	250 000	800 000	1 700	0,8	250 000	1 MΩ	900	1

le plus souvent, où, pour une certaine valeur de la haute tension et de la résistance de charge R_3 , on nous indique la résistance de polarisation R_2 nécessaire et, éventuellement, lorsqu'il s'agit d'une pentode, la valeur de la résistance R_4 dans le circuit d'écran (fig. 24-3).

Pour éviter les recherches et les tâtonnements, nous donnons ci-dessus un tableau (24-1) résumant, pour un certain nombre de triodes et de pentodes courantes, les valeurs de R_2 , R_3 et R_4 pour une haute tension de 100 volts (appareils « tous-courants ») et de 250 volts (appareils « alternatifs »).

Quelques remarques au sujet de ce tableau :

1. — La colonne « V_c » indique la tension réelle en volts que l'on doit trouver entre la cathode et la masse dans les conditions spécifiées. Si l'on utilise, pour la mesure, un contrôleur universel de résistance propre assez basse, 1000 ou 1333 ohms par volt, on risque d'avoir une erreur de mesure d'autant plus appréciable que la résistance R_2 est plus élevée. D'autre part, les tensions indiquées constituent des valeurs moyennes, et des écarts assez sensibles peuvent apparaître du fait des résistances employées (R_3 , R_4 et R_2), dont la valeur réelle ne correspond pas à celle indiquée, et à cause aussi de l'irrégularité dans les caractéristiques des lampes.

Tout cela nous amène à considérer encore comme normale toute tension V_c s'écartant de la valeur indiquée de $\pm 25\%$ environ.

2. — Il est évident que l'on arrondira allègrement certaines valeurs de R_2 ; aucun inconvénient à mettre 2000 ohms au lieu de 2100; 4000 au lieu de 3800, etc., etc.

3. — Il ne faut pas perdre de vue que la haute tension indiquée (90, 100, 170 ou 250 volts) correspond à celle qui se trouve à la base de la résistance R_3 (point A, fig. 24-4). Par conséquent, si nous sommes en présence d'une cellule telle que C_4-R_5 , que l'on appelle « cellule de découplage », nous trouverons en A une tension nettement plus basse que la haute tension du récepteur: par exemple, 150 à 180 volts au lieu

de 250 volts. On tourne la difficulté en assimilant la somme des résistances R_3 et R_5 à une résistance de charge unique et l'on s'arrange de façon que cette somme corresponde à l'une des valeurs du tableau.

Par exemple, si la lampe L de la figure 24-4 est une EBC41, nous pouvons faire :

$$R_3 + R_5 = 200\ 000\ \text{ohms}$$

avec $R_5 = 50\ 000$ ohms, donc $R_3 = 150\ 000$ ohms. Nous voyons que R_3 sera alors, d'après le tableau, 1800 ohms.

D'autres considérations doivent aussi nous guider dans le choix des valeurs R_5 et C_4 , mais c'est une question que nous verrons plus loin.

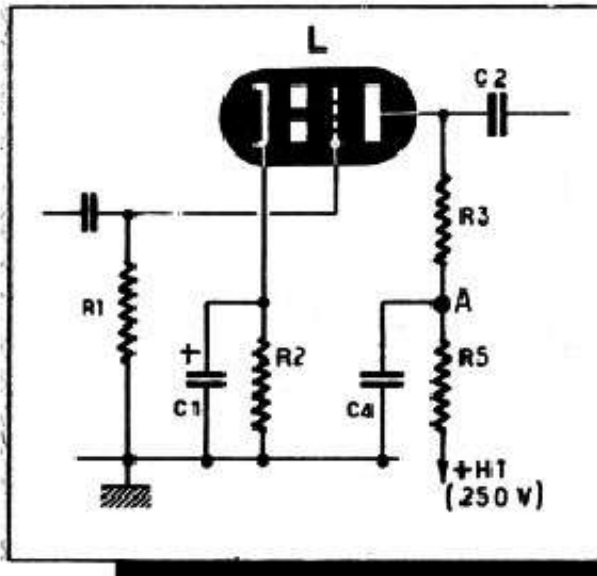


Fig. 24-4. — Lorsqu'il existe une cellule de découplage telle que R_5 - C_4 , on tient compte du potentiel au point A pour le calcul des différents éléments de l'étage.

4. — Ne pas oublier que dans le cas de la figure 24-4, seule la résistance R_3 compte pour le calcul du gain, et non pas la somme $R_3 + R_5$.

5. — Dans les lampes de la série américaine nous n'avons pas mentionné, pour ne pas surcharger le tableau, les tubes des séries 12 volts, qui ont exactement les mêmes caractéristiques que les tubes correspondants en 6 volts. Exemple :

$$\begin{aligned} 6\text{SQ7} &= 12\text{SQ7} \\ 6\text{AT6} &= 12\text{AT6}, \text{ etc.} \end{aligned}$$

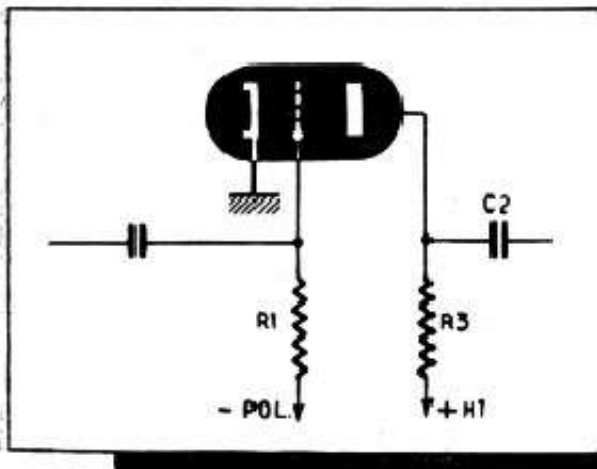


Fig. 24-5. — La tension de polarisation négative peut être appliquée directement à la grille à travers la résistance de fuite R_1 .

6. — Bien que les fabricants de lampes ne le mentionnent pas, nous estimons que les tubes EF41, EAF42, EBC41 et autres de la même série ont, sous 100 volts, des caractéristiques sensiblement identiques à celles des tubes de la série « U » correspondants.

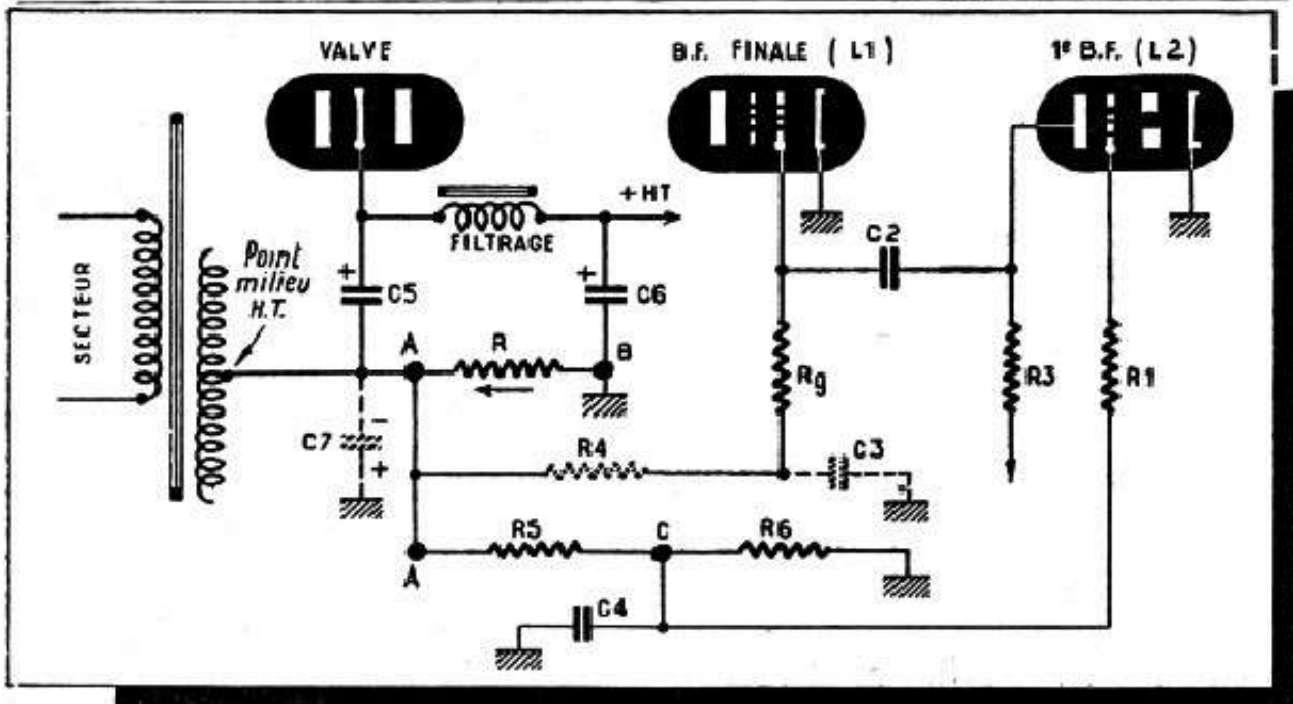


Fig. 24-6. — Schéma complet d'un système de polarisation « par le moins », sur alternatif.

Maintenant, lorsque vous n'avez aucune indication sur les conditions de fonctionnement d'une *triode*, vous pouvez vous en tirer en utilisant la formule empirique donnée par certaines documentations américaines

$$R_2 = \frac{R_3}{\mu}$$

où μ est le coefficient d'amplification statique de la lampe.

C'est ainsi que pour une 6J5, avec $R_3 = 25\,000$ ohms, nous aurons, puisque, pour cette lampe, $\mu = 20$:

$$R_2 = \frac{25\,000}{20} = 1250 \text{ ohms.}$$

Polarisation semi-automatique ou « par la grille ».

Dans ce système, la lampe est montée suivant le schéma de la figure 24-5, c'est-à-dire que sa cathode est réunie directement à la masse, tandis que sa résistance de fuite R_1 aboutit à un point négatif par rapport à la masse, le potentiel négatif en question étant égal, bien entendu, à la polarisation normale de la lampe.

Quant à la façon dont on obtient la tension négative nécessaire, nous en avons déjà parlé à propos de certains ronflements dans le chapitre XIV : elle consiste tout simplement à prévoir une résistance R de valeur convenable entre le point milieu de l'enroulement haute tension et la masse (fig. 24-6). Le courant haute tension *total* du récepteur circulant dans cette résistance dans le sens de la flèche, le point A se trouve négatif par rapport à la masse (B).

Il suffit alors de ramener la résistance de fuite R_2 de la lampe finale sur A pour rendre la grille négative par rapport à la masse.

Nous laissons délibérément de côté ici toutes les considérations sur la position des différents condensateurs de filtrage, tels C_5 , C_6 et C_7 , cette question ayant été traitée en détail dans le chapitre XIV également. Disons simplement que, parfois, pour éviter le ronflement, une cellule de découplage (ou de filtrage si l'on préfère) apparaît nécessaire dans le circuit de grille : R_4 - C_3 , que nous avons représenté en pointillé.

S'il s'agit, en même temps, de polariser la préamplificatrice B. F. (L_2) dont la polarisation est toujours beaucoup moins élevée que celle de L_1 , on peut avoir recours à un pont diviseur (R_5 - R_6), placé en parallèle sur R , et dont les résistances sont calculées de façon à donner en C la tension négative normale pour L_2 . Un condensateur de découplage tel que C_4 est presque toujours nécessaire

La figure 24-7 représente exactement le même schéma que 24-6, mais en version

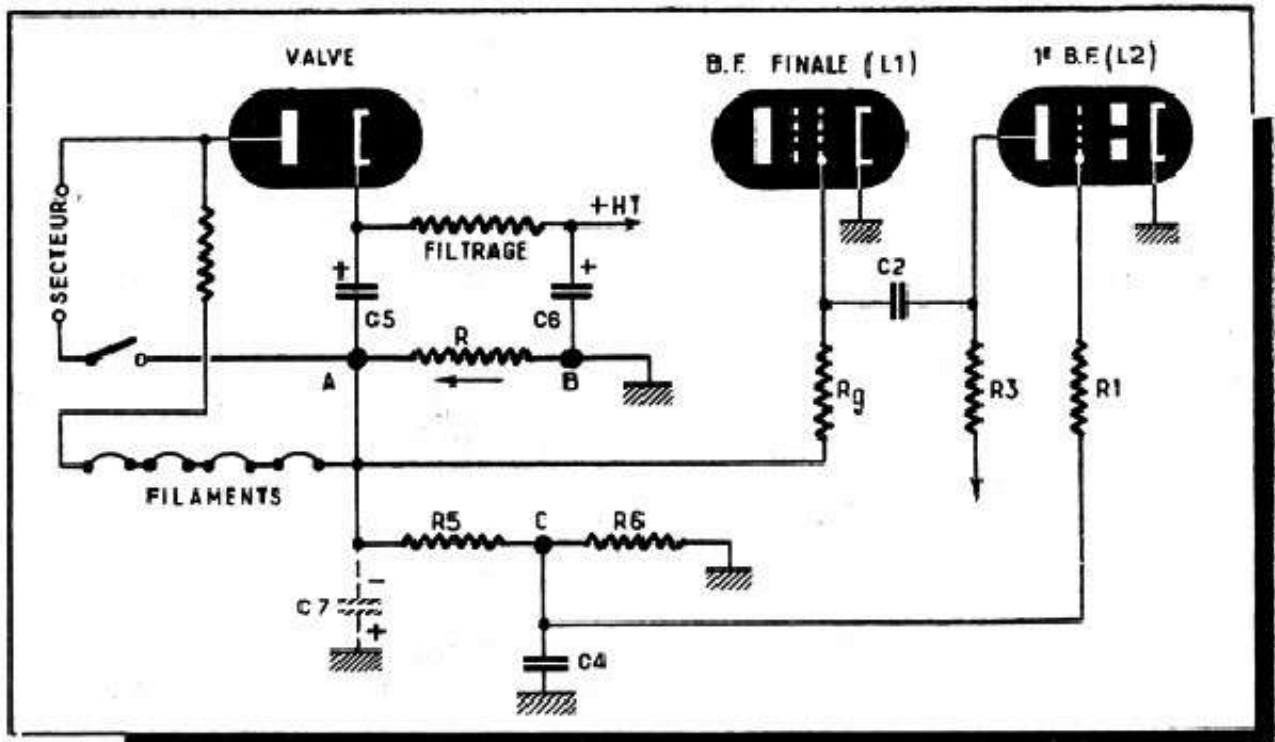


Fig. 24-7. — Schéma complet d'un système de polarisation « par le moins », en tous-courants.

« tous-courants ». Nous n'y avons pas fait figurer le découplage R_4 - C_3 , mais à part cela les mêmes éléments sont désignés par les mêmes symboles. À noter que dans un tel schéma le circuit des filaments (en série) doit être ramené au point A et non pas à la masse, erreur fréquemment commise par les débutants.

QUELLES SONT LES VALEURS À DONNER AUX DIFFÉRENTS ÉLÉMENTS DE CE SYSTÈME, RÉSISTANCES, ET ÉVENTUELLEMENT, CONDENSATEURS ?

Résistances R. — Étant donné que cette résistance est traversée par la totalité du courant H.T. du récepteur (ou de l'amplificateur) elle doit être, si l'on veut obtenir la polarisation d'une lampe finale, un peu plus faible que la résistance qui serait prévue dans la cathode. On peut dire, en gros, que la consommation de la lampe finale représente 80 % de la consommation totale du récepteur et que, par conséquent, R doit représenter 80 % environ de la résistance normale de polarisation par la cathode, telle que R_2 de la figure 24-2.

Le tableau 24-2 résume la valeur de la résistance à prévoir, dans les deux cas, pour un certain nombre de lampes finales courantes, aussi bien en alternatif qu'en « tous-courants ».

Tableau 24-2. — RESISTANCES ET TENSIONS DE POLARISATION NORMALES DE QUELQUES LAMPES FINALES

Lampe	Polarisation « Cathode » R_2	Polarisation « Grille » R	Polarisation volts
EBL1 - EBL21	150	120	— 6
ECL80	390	300	— 8
ECL82	390	300	— 16
ECL86	165	130	— 7
EL2	500	400	— 18
EL3 - EL11	150	120	— 6
EL5	175	140	— 14
EL6 - EL12	90	75	— 7
EL41	170	135	— 7
EL42	360	270	— 11
EL34	110	90	— 13,5
EL84	135	110	— 7,3
EL84	210	170	— 8,4
CBL6	150	120	— 7,3
UBL21 - UL41	140	110	— 5,3
6AQ5-6Y6-7C5	250	200	— 12,5
6F6	410	330	— 16,5
6L6	170	135	— 14
25A6	625	500	— 15
25L6 - 50L6	130	100	— 7,5
50B5	135	110	— 7,5

Condensateur C_7 . — Ce condensateur, comme celui shuntant R_2 de la figure 24-2, est du type « polarisation », de 25 à 100 μF , isolé à 20-30 volts. Son branchement se fait suivant l'indication des figures 24-6 et 24-7 : le « plus » vers la masse et le « moins » au point A.

En dehors de son utilité, dans certains cas pour éliminer un ronflement, ce condensateur, il ne faut pas l'oublier, shunte la résistance R , mais son action ne s'exerce pas de la même façon et n'a pas la même importance sur la reproduction des fréquences basses, surtout si la plaque de la lampe finale est alimentée après le filtrage. Dans ce cas, c'est surtout la valeur du second condensateur le filtrage (C_6), aussi élevée que possible, qui favorise la reproduction des fréquences très basses (au-dessous de 200 hertz).

Par contre, si la plaque de la lampe finale est alimentée avant le filtrage, il est utile de prévoir le condensateur C_7 et, de plus, donner à C_5 une valeur élevée : 32 à 50 μF , au moins.

Mais la question est ici assez complexe, du fait que des considérations de filtrage s'y trouvent mêlées, surtout lorsque nous avons affaire à des schémas du type « compensé », où des ronflements opposés en phase arrivent à s'annuler, grâce à une conception astucieuse des circuits.

Nous ne pouvons donc qu'esquisser le problème de façon à guider nos lecteurs dans l'établissement d'un schéma particulier ou dans un dépannage éventuel.

Résistances R_g et R_4 . — Si la cellule R_4-C_3 n'existe pas, on donnera à R_g la valeur classique pour une résistance de fuite d'une lampe finale : 250 000 à 500 000 ohms. Si la cellule R_4-C_3 existe, la résistance R_4 est généralement de 100 000 à 250 000 ohms. On s'arrangera alors de façon que la somme $R_g + R_4$ ne dépasse pas 600 000 - 800 000 ohms.

Condensateur C_3 . — Lorsque ce condensateur existe, il est du type au papier et sa valeur est généralement comprise entre 0,1 et 0,5 μF . Sa valeur est, d'ailleurs, d'autant plus élevée que R_4 est plus faible. On admet que pour avoir une certaine efficacité une telle cellule doit être établie de façon que le produit R_4 (en ohms) par C_3 (en microfarads), ne soit pas inférieur à 10 000. C'est ainsi qu'avec

$$\begin{aligned} R_4 &= 250\,000 \text{ ohms} \\ C_3 &= 0,1 \mu\text{F} \end{aligned}$$

nous avons

$$R_4 \times C_3 = 250\,000 \times 0,1 = 25\,000$$

valeur convenable.

Résistances R_5 et R_6 . — Ces résistances, constituant un pont qui shunte R , doivent être de valeur suffisamment élevée de façon que leur présence ne modifie pratiquement pas la valeur de R .

De plus, l'ensemble R_5 - C_4 forme une cellule de filtrage (ou « découplage ») du circuit grille de la lampe L_2 , presque toujours nécessaire, et dont l'efficacité, déterminée comme plus haut par le produit $R_5 \times C_4$, doit être encore plus élevée que dans le cas de la lampe finale; le produit ci-dessus doit être de l'ordre de 50 000, ce qui suppose, avec $C_4 = 0,1 \mu\text{F}$, $R_5 = 500\,000$ environ.

Une troisième considération, limitant cette fois la valeur de R_6 , est que la somme $R_1 + R_6$ ne doit pas dépasser, pour la plupart des lampes courantes, 1,5 à 2 $\text{M}\Omega$.

Voyons maintenant comment calculer le rapport des résistances R_5 et R_6 de façon à polariser convenablement la lampe L_2 .

Nous avons, d'après la figure 24-5,

$$\begin{aligned} \text{Tension AB} &= \text{Polarisation } L_1 \\ \text{Tension BC} &= \text{Polarisation } L_2 \end{aligned}$$

Comme les tensions sont dans le même rapport que les résistances des circuits correspondants, nous pouvons écrire

$$\frac{\text{Polarisation } L_1}{\text{Polarisation } L_2} = \frac{R_5 + R_6}{R_6}$$

Il suffit alors de se fixer, arbitrairement, mais en s'inspirant des considérations ci-dessus, la valeur de R_5 et on calcule sans peine R_6 .

Soit, par exemple, à polariser de cette façon et suivant le schéma de la figure 24-6, les lampes EL41 et EBC41, pour lesquelles nous avons

$$\begin{aligned} \text{EL41} &\dots\dots\dots - 7 \text{ volts;} \\ \text{EBC41} &\dots\dots\dots - 1,4 \text{ volt.} \end{aligned}$$

Nous admettons aussi $R_5 = 500\,000$ ohms, ce qui nous donne

$$\frac{7}{1,4} = \frac{500\,000 + R_6}{R_6},$$

ce qui entraîne

$$7 R_6 = 700\,000 + 1,4 R_6,$$

d'où

$$5,6 R_6 = 700\,000$$

et

$$R_6 = \frac{700\,000}{5,6} = 125\,000 \text{ ohms.}$$

Lorsque la lampe L_2 est une *triode* et que nous ignorons la polarisation qui lui est nécessaire, nous pouvons nous en tirer en appliquant une formule empirique

$$\text{Polarisation } L_2 = \frac{\text{Polarisation } L_1}{G} + 1,$$

où G est le *gain* de l'étage L_2 , déterminé comme indiqué plus haut. Par exemple, en reprenant le schéma de la figure 24-6 et les lampes EL41 et EBC41, nous trouvons, en admettant le gain de l'étage L_2 égal à 20.

$$\text{Polarisation } L_2 = \frac{7}{20} + 1 = 1,35 \text{ volt},$$

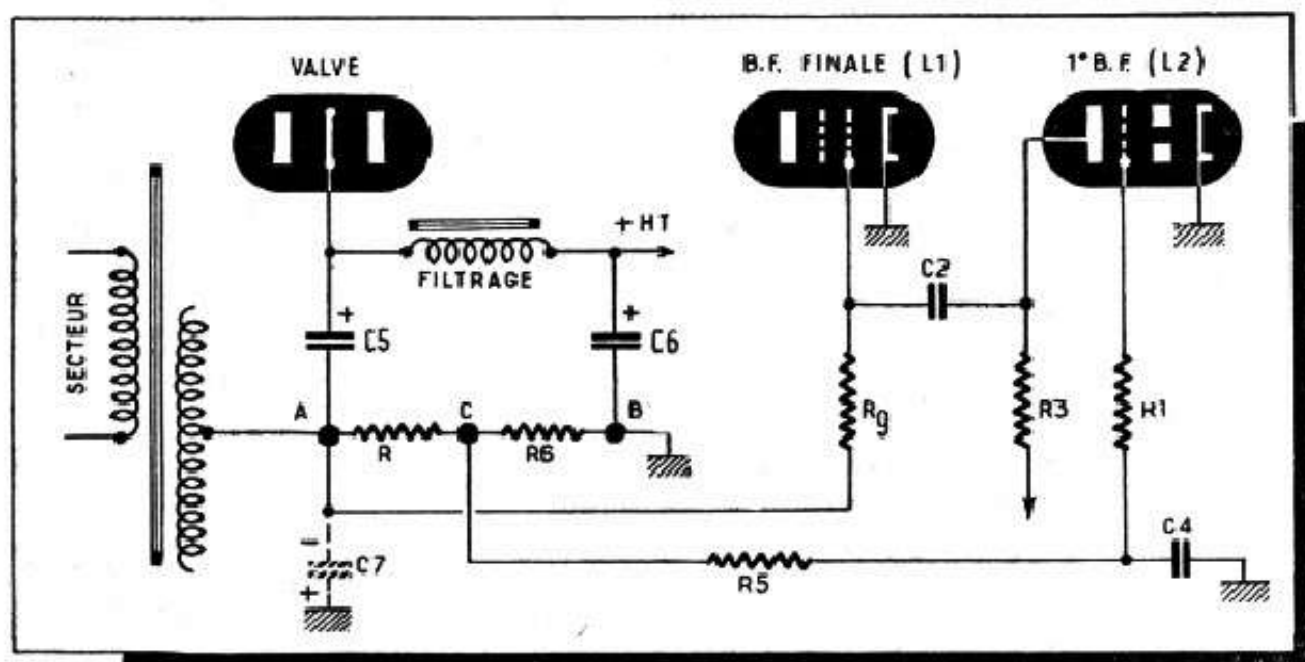


Fig. 24-8. — Variante du schéma de la figure 24-6. Le condensateur C_1 peut ne pas être nécessaire.

valeur, comme on voit, très proche de celle indiquée par le tableau.

Au lieu d'utiliser le dispositif de la figure 24-6, où la résistance R est shuntée par $R_5 - R_6$, nous pouvons concevoir un système tel que celui de la figure 24-8. Entre le point milieu du secondaire H. T. et la masse sont disposées deux résistances en série, R et R_6 , calculées de telle façon qu'en A nous ayons la polarisation convenant à L_1 et en C celle nécessaire à L_2 . Dans ce cas, la cellule de découplage $R_5 - C_4$ est indispensable.

Pour calculer R et R_6 rien n'est plus facile, car nous connaissons déjà $R + R_6$ d'après le tableau (24-2) et d'après le type de la lampe L_1 . Nous avons donc

$$\frac{\text{Polarisation } L_1}{\text{Polarisation } L_2} = \frac{R + R_6}{R_6}.$$

Par exemple, si nous avons les lampes 6AQ5 (L_1) et 6AT6 (L_2), nous obtenons

$$\frac{12,5}{1,8} = \frac{200}{R_6},$$

d'où

$$R_g = \frac{360}{12,5} = 30 \text{ ohms environ.}$$

Dans ces conditions, la valeur de R sera évidemment

$$R = 200 - R_g = 170 \text{ ohms.}$$

Polarisation par une source séparée ou polarisation fixe.

Les deux systèmes de polarisation ci-dessus présentent un inconvénient qui les rend peu indiqués pour polariser l'étage final des amplificateurs de grande puissance.

En effet, dans ces derniers le courant cathodique des lampes finales varie assez fortement en fonction de la puissance. C'est ainsi que dans un étage push-pull équipé de deux 6L6, ce courant peut passer, dans certaines conditions, de 80 mA à 150 mA. Il est évident que si la polarisation dépendait de ce courant, comme c'est le cas des deux systèmes décrits plus haut, il en résulterait un fonctionnement tout à fait incorrect.

Pour tourner la difficulté on a recours alors tout simplement à un petit redresseur séparé alimenté soit par un transformateur séparé, soit par le transformateur même de l'amplificateur (fig. 24-9).

Comme il s'agit d'obtenir une tension négative par rapport à la masse, nous montons la valve (qui peut être une simple triode montée en valve, comme c'est le cas de la figure 24-9) « à l'envers » : la tension à redresser (secondaire S_1) est appliquée à la cathode et c'est sur la plaque que nous prélevons la tension redressée.

Cette dernière sera filtrée d'une façon impeccable, par un filtre à deux cellules, par exemple ($C_1 - R_3 - C_2 - R_2 - C_3$), la résistance R_1 servant uniquement à créer un certain débit (quelques mA) et à stabiliser la tension de polarisation.

La tension du secondaire S_1 sera en rapport avec la polarisation à obtenir et la chute de tension admise dans les résistances R_2 et R_3 .

Nous ne faisons que mentionner ce système, car il est à peu près inconnu dans les récepteurs et les amplificateurs moyens et ne trouve sa justification que dans des installations de plus de 20 watts, par exemple.

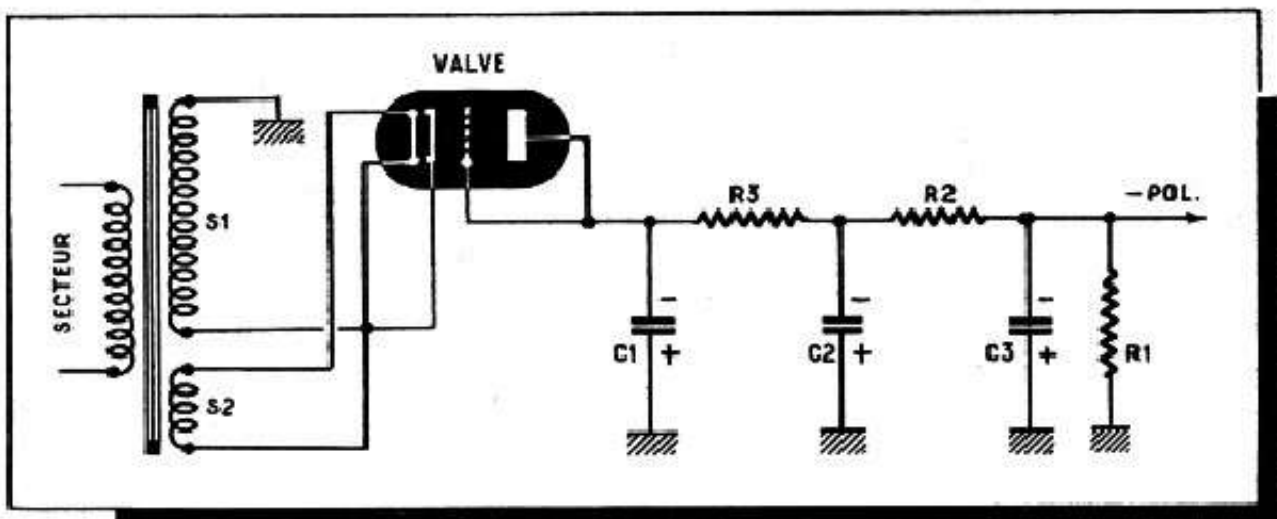
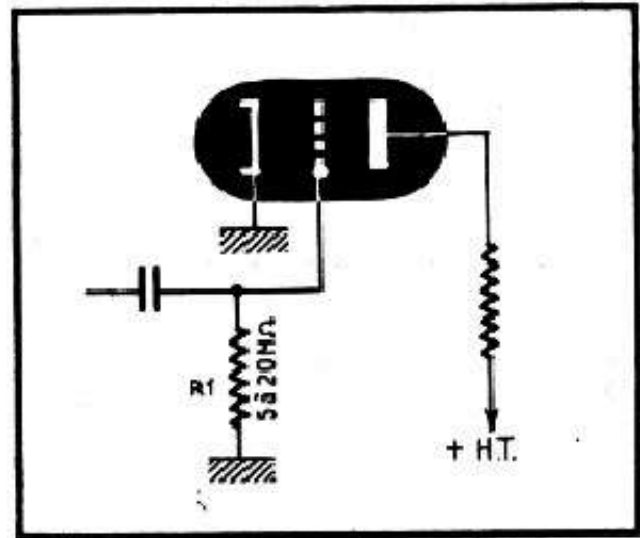


Fig. 24-9. — Schéma possible d'une source de polarisation fixe.

Polarisation dite par courant inverse de grille.

Il est indispensable de signaler un mode de polarisation que l'on rencontre très souvent dans les récepteurs, surtout ceux du type économique, et qui consiste à intercaler une résistance de valeur très élevée (5 à 20 M Ω) entre la grille et la masse, la cathode de la lampe étant, bien entendu, réunie à la masse (fig. 24-10).

Fig. 24-10. — La polarisation par courant inverse de grille consiste à utiliser, comme résistance de fuite (R_1), une résistance de valeur élevée : 5 à 20 M Ω . La valeur optimale de cette résistance peut varier d'un tube à l'autre.



Dans ces conditions, il se produit un courant grille, dans un sens tel que la grille devient légèrement négative par rapport à la masse, de 1 à 1,5 volt, tension de polarisation normale pour la plupart des lampes préamplificatrices B. F.

D'ailleurs, ce mode de polarisation n'est applicable qu'à ces dernières, et encore pas toujours. On voit, le plus souvent, des tubes 6Q7, 6SQ7, EBC41, EBC81 ou EABC80 montés de cette façon.

L'inconvénient de ce système est que le courant de grille est une chose assez irrégulière et susceptible de varier d'une lampe à l'autre, de sorte que si une résistance de 10 M Ω convient à une certaine 6Q7, par exemple, il n'est pas dit, *a priori*, que cette même résistance fera l'affaire d'une autre 6Q7.

Mais le procédé reste simple, très facile à réaliser et donne satisfaction presque toujours, si l'on prend la précaution d'adapter, par tâtonnement, la valeur de R_1 .

De plus, dans beaucoup de montages modernes, utilisant certains tubes multiples, il n'est guère possible de faire autrement que de réunir la cathode à la masse, ce qui entraîne, obligatoirement, la polarisation de la triode préamplificatrice par le procédé ci-dessus. C'est le cas, notamment, de la plupart des montages utilisant des ECL80, EABC80, etc.

POLARISATION ET STABILISATION THERMIQUE DES TRANSISTORS

Polarisation.

Pour qu'un transistor fonctionne correctement, il est nécessaire de le placer dans certaines conditions au repos, c'est-à-dire en l'absence de tout signal. Nous retrouvons là des notions familières de la technique des tubes électroniques et emploierons, par conséquent, une terminologie identique : polarisation, point de fonctionnement, courant de repos.

Le courant de collecteur I_c d'un transistor étant lié au courant I_b ou à la tension V_{bc} base-émetteur, nous ajustons l'un de ces deux paramètres de façon à amener le courant I_c à une certaine valeur de repos I_{co} , variable suivant le type du transistor utilisé et suivant le régime de fonctionnement envisagé.

En d'autres termes, nous devons nous arranger, en rendant la base suffisamment négative par rapport à l'émetteur à l'aide d'une tension $-V_b$ obtenue de telle ou telle façon (fig. 25-1), pour que le courant de collecteur I_c prenne une certaine valeur I_{co} .

Le choix de cette dernière dépend de la valeur de la résistance de charge R adoptée. En effet, les variations de la tension qui se produisent, en fonctionnement, aux bornes de cette résistance sont limitées par la tension de la source d'alimentation V_c : la tension instantanée de collecteur ne peut pas devenir, en valeur absolue, plus grande que V_c ni plus petite que zéro. Par ailleurs, on comprend facilement que la tension alternative se développant sans distorsion sur R sera maximale lorsque les deux alternances seront symétriques, c'est-à-dire lorsque le point de fonctionnement sera choisi de façon que la tension V_{ce} de repos soit approximativement égale à la moitié de la tension d'alimentation V_c .

Nous avons donc choisi une certaine valeur pour R et connaissons la chute de tension maximale que nous pouvons y tolérer. Cela fixe le courant collecteur de repos I_{co} , à partir duquel nous pouvons déterminer le courant de base correspondant I_{bo} . En effet, nous avons

$$I_{bo} = \frac{I_{co}}{\beta},$$

où β est le coefficient de gain en courant, en montage à émetteur commun, coefficient indiqué dans tous les recueils de caractéristiques.

Et c'est ainsi que nous disposons de la valeur que doit avoir le courant de repos de base, facteur suffisant pour ajuster la polarisation, quelle que soit la solution choisie pour obtenir cette dernière.

Voici maintenant, pour fixer les idées, quelques chiffres et ordres de grandeur.

CHOIX DE LA RÉSISTANCE DE CHARGE

Il ne nous est pas possible d'analyser ici la marche à suivre pour déterminer la résistance de charge optimale d'un transistor, et nous nous contenterons d'indiquer quelques valeurs adoptées par certains constructeurs. Elles se situent, presque sans exception, entre 3,3 et 6,8 k Ω , du moins lorsqu'il s'agit d'un étage préamplificateur équipé d'un transistor tel que OC71, 991T1, SFT151 ou analogue.

COURANT COLLECTEUR DE REPOS

En choisissant, par exemple, une résistance de charge de 4,7 k Ω pour un transistor OC71 alimenté à l'aide d'une batterie de 9 V, nous devons retrouver, sur le collecteur, une tension de quelque 4,5 V, ce qui correspond à un courant

$$I_{co} = \frac{4,5}{4,7} = 0,96 \text{ mA,}$$

soit très sensiblement 1 mA. (En exprimant la résistance en *kiloohms*, on obtient l'intensité directement en *milliampères*). Un tel courant de repos correspond, en tant qu'ordre de grandeur, à ce que l'on trouve sur la plupart des récepteurs normaux : 0,6 à 1 mA.

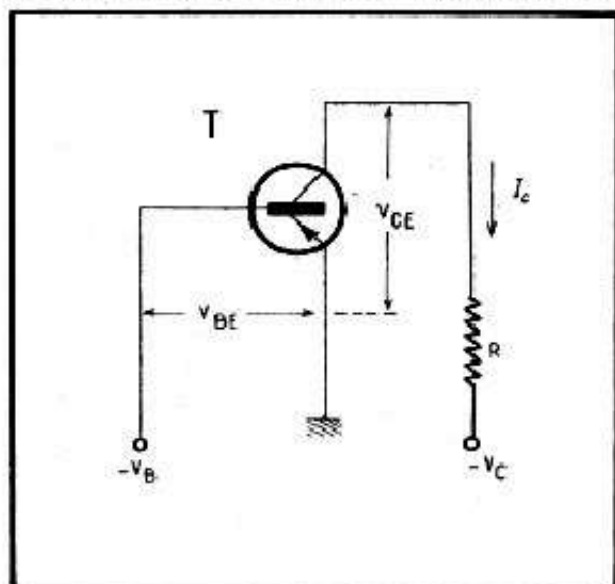


Fig. 25-1. — Une certaine tension négative (par rapport à l'émetteur) doit être appliquée à la base.

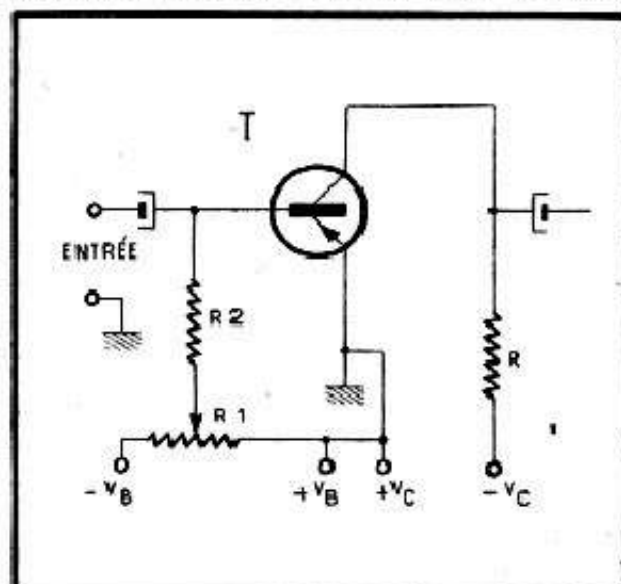


Fig. 25-2. — On peut concevoir la polarisation à l'aide d'une source séparée, ajustable à l'aide d'un potentiomètre tel que R₁.

COURANT BASE DE REPOS

Le gain en courant β étant de 47, pour un OC71, le courant base de repos, I_{bo} , devrait être

$$I_{bo} = \frac{0,96}{47} = 0,02 \text{ mA,}$$

soit 20 μA . Ce chiffre doit nous permettre de calculer le dispositif de polarisation du transistor. Théoriquement, car pratiquement les choses sont beaucoup plus compliquées, comme nous le verrons plus loin.

Systèmes de polarisation.

Le courant de base I_{bo} nous permet de passer à la tension de base correspondante, mais il faut bien se garder de procéder par simple multiplication du courant I_{bo} par la résistance d'entrée du transistor, dont l'ordre de grandeur, rappelons-le, est de 1000 à 1500 Ω . La vraie définition de la résistance d'entrée étant le rapport

$$\frac{\text{Variation de la tension } V_{be}}{\text{Variation correspondante du courant } I_b},$$

nous ne pouvons guère déterminer V_{be} , lorsque nous connaissons I_b , qu'en utilisant les courbes, ce qui n'est pas bien compliqué, mais dépasse le cadre de ce que nous nous proposons de faire. Toujours est-il que la tension V_{be} correspondant au courant I_{bo} de 20 μA est très sensiblement de 130 mV pour un OC71, et qu'elle est de cet ordre de grandeur pour d'autres transistors B. F. de faible puissance.

Nous avons donc affaire à des tensions de polarisation comprises, *grosso modo*, entre 0,1 et 0,2 V, et les différents montages que nous allons analyser devront en tenir compte.

POLARISATION PAR SOURCE SÉPARÉE

C'est la solution qui vient naturellement à l'esprit bien que, pratiquement, elle ne soit pour ainsi dire jamais utilisée, du moins dans les récepteurs et amplificateurs ordinaires. Son schéma peut être celui de la figure 25-2, où, nous voyons deux batteries d'alimentation : celle du circuit collecteur (V_c) et celle du circuit de base (V_b). Nous venons de voir que la tension, négative par rapport à l'émetteur, que l'on doit appliquer à la base, se situe entre 0,1 et 0,2V, ce qui nous oblige de prévoir un diviseur de tension en shunt sur la batterie V_b , dont la tension ne peut être inférieure, dans la pratique, à 1,5 V (un seul élément de pile). Le diviseur de tension R_1 sera variable, ajustable ou fixe (deux résistances en série), peu importe, mais sa résistance totale sera aussi faible que possible, par exemple de quelque 200 - 300 Ω . Quant à la résistance R_2 , sa valeur sera deux ou trois fois plus grande que la résistance d'entrée du transistor, c'est-à-dire 4,5 à 6 $k\Omega$.

POLARISATION PAR COURANT CONSTANT

OU PAR RÉSISTANCE SÉRIE

Pour créer un courant base de repos I_{bo} à travers la région base-émetteur d'un transistor, nous pouvons réunir la base au pôle négatif de la batterie d'alimentation V_c à travers une résistance R_1 de valeur convenable (fig. 25-3). Etant donné que le courant traversant cette résistance est très faible, comme nous l'avons vu, la valeur de R_1 sera relativement élevée, suffisamment pour que la résistance d'entrée R_e du transistor puisse être considérée comme négligeable par rapport à R_1 . Il en résulte que le courant de base sera, dans ces conditions, pratiquement indépendant de toute variation éventuelle de R_e , ce qui justifie le terme « polarisation par courant constant ».

Quant à la valeur de R_1 , son calcul est très simple, puisqu'il s'agit d'absorber la différence entre la tension d'alimentation V_c et celle de base au repos (polarisation), que nous désignerons par V_{bo} . En reprenant les chiffres de l'exemple précédent nous avons :

$$\begin{aligned} V_c &= 9 \text{ V}; \\ V_{bo} &= 0,13 \text{ V}; \\ I_{bo} &= 20 \mu\text{A}. \end{aligned}$$

$$\text{Par conséquent} \quad R_1 = \frac{9 - 0,13}{20} = 0,443 \text{ M}\Omega.$$

On remarquera qu'en faisant figuret, dans le calcul, le courant directement en *microampères*, on obtient la résistance en *mégohms*.

En réalité, ce calcul très simple est encore trop compliqué, car la tension V_{bo} peut être parfaitement négligée ici par rapport à V_c , ce qui nous conduit à

$$R_1 = \frac{9}{20} = 0,45 \text{ M}\Omega.$$

N'oublions pas que tous les calculs relatifs aux transistors ne peuvent servir qu'à dégrossir le problème et nous fournir des ordres de grandeur très larges, en raison surtout de l'incertitude où nous nous trouvons quant aux caractéristiques du transistor lui-même. Songeons simplement que d'après les indications du constructeur, le coefficient β d'un OC71, par exemple, peut varier entre 30 et 75.

On comprend dès lors qu'une résistance telle que R_1 n'a nul besoin d'être calculée à quelque 1 % près, et qu'une valeur standard de 470 $k\Omega$ conviendra certainement très bien.

Il est à remarquer que le principe reste le même lorsqu'il s'agit d'un montage à base commune (fig. 25-4), où la résistance R_1 assure un courant de base I_{bo} voulu, tandis que le condensateur C_1 met la base à la masse pour les fréquences du signal.

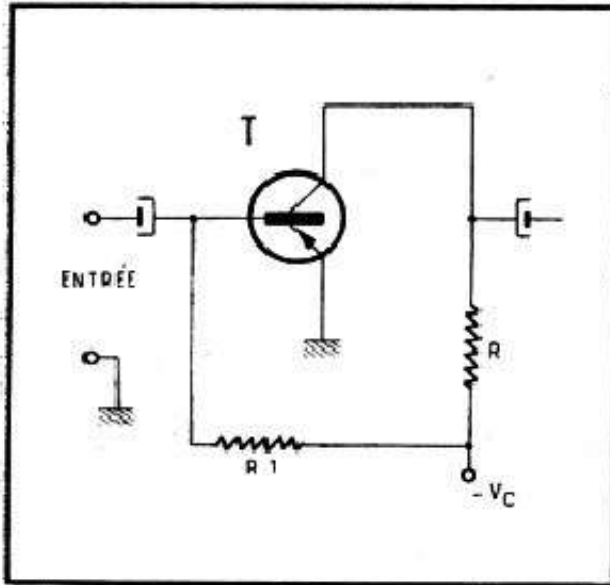


Fig. 25-3 — Polarisation par courant constant ou par résistance série.

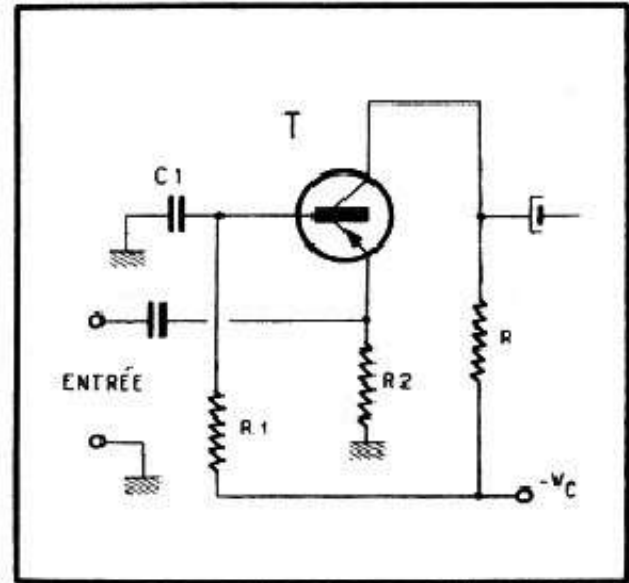


Fig. 25-4. — Polarisation par résistance série dans le cas d'un montage à base commune.

POLARISATION PAR TENSION CONSTANTE OU PAR DIVISEUR DE TENSION

Dans ce système, on prend, comme point de départ, la tension de polarisation V_{bo} , déterminée comme il a été expliqué plus haut. On dispose alors, en shunt sur la source d'alimentation V_c , un diviseur de tension tel que R_1 - R_2 de la figure 25-5, calculé de façon à obtenir au point A la tension V_{bo} nécessaire.

La résistance R_1 est traversée par le courant base de repos I_{bo} et par le courant propre du diviseur, que nous appellerons I_d . Pour que la tension en A soit aussi indépendante que possible des variations éventuelles du courant de base I_{bo} , il est nécessaire que ce dernier soit sinon négligeable, du moins très faible par rapport à I_d . En général, on adopte le rapport $I_d = (5 \text{ à } 10) I_{bo}$.

Dans ces conditions, le calcul des résistances R_1 et R_2 est très simple et se fait à l'aide des relations suivantes :

$$R_1 = \frac{V_c - V_{bo}}{I_{bo} + I_d}; \quad R_2 = \frac{V_{bo}}{I_d}.$$

Pour les mêmes raisons que plus haut, la relation donnant R_1 peut être simplifiée et s'écrire

$$R_1 = \frac{V_c}{I_{bo} + I_d}.$$

En reprenant les données de l'exemple précédent et en fixant à $200 \mu\text{A}$ le courant I_d nous obtenons, en *kiloohms* si nous exprimons le courant en *milliampères* :

$$R_1 = \frac{9}{0,22} = 41 \text{ k}\Omega; \quad R_2 = \frac{0,13}{0,2} = 0,65 \text{ k}\Omega = 650 \Omega.$$

On se rendra compte immédiatement que le rapport de ces valeurs ne correspond pas à ce que l'on voit sur des montages réels, mais nous avons affaire ici à un transistor dont l'émetteur est réuni directement à la masse, contrairement à ce que l'on fait le plus souvent.

Compensation thermique.

Les systèmes de polarisation que nous venons d'analyser seraient parfaits... s'il ne s'agissait pas de transistors, c'est-à-dire d'éléments dont l'humeur est essentiellement variable en fonction de la température ambiante, comme nous l'avons déjà fait entrevoir lorsque nous avons parlé du courant résiduel de collecteur.

On peut dire, en gros, que le fonctionnement sans compensation thermique, avec des systèmes de polarisation ci-dessus, n'est concevable que si les variations de température ne dépassent guère 10 à 15°C par rapport à la température initiale, c'est-à-dire celle à laquelle le montage a été mis au point.

De plus, la dispersion des caractéristiques dont nous avons parlé obligerait, en l'absence de tout système de compensation, à refaire la mise au point séparément pour chaque transistor. Quant au mécanisme de la « dérive » thermique, il se manifeste, avant tout, par un accroissement sensible du courant de collecteur lorsque la température augmente, accroissement qui, dans certains cas particuliers et lorsqu'il s'agit de transistors de puissance, peut aller jusqu'à une sorte de réaction en chaîne, un emballement, provoquant la destruction du transistor.

Les effets de la « dérive » thermique sont très variables suivant la conception du montage et l'importance de cette dérive. Cela peut aller d'une très légère distorsion à l'étranglement complet de la parole et de la musique, d'un manque de puissance pratiquement négligeable à une audition à peine discernable, d'une baisse imperceptible de sensibilité à l'arrêt complet du récepteur, etc.

En résumé, il est nécessaire de compenser les variations de température, et nous allons voir comment on y parvient en pratique.

Compensation par contre-réaction collecteur-base.

Ce montage est tout à fait comparable à celui de la figure 25-3, en ce sens que la polarisation de base y est obtenue par une résistance série telle que R_1 (fig. 25-6), mais cette résistance est placée entre le collecteur et la base, de sorte que la tension à « chuter » est égale à la différence entre celle de repos du collecteur V_{co} , et la tension V_{bo} .

Comme la tension V_{bo} reste suffisamment faible par rapport à V_{co} pour être négligée dans la plupart des cas, la relation approchée permettant de calculer R_1 s'écrit

$$R_1 = \frac{V_{co}}{I_{bo}} \quad (1)$$

Lorsque la conception du montage est telle que la tension V_{co} se trouve être assez faible, nettement inférieure à la moitié de V_c , par exemple, il peut être intéressant d'utiliser une relation tenant compte de la tension de polarisation V_{bo} , qui s'écrit

$$R_1 = \frac{V_{co} - V_{bo}}{I_{bo}} \quad (2)$$

Enfin, on a souvent plus facilement « sous la main » le courant collecteur de repos I_{co} , la valeur de la résistance de charge R et la tension de la source d'alimentation V_c . Pour le calcul de la résistance R_1 on fera intervenir alors le gain en courant β et on écrira

$$R_1 = \frac{\beta (V_c - I_{co} R - V_{bo})}{I_{co}} \quad (3)$$

A quoi cela peut-il nous conduire dans un cas pratique précis ? Nous allons, tout d'abord, reprendre les données de la figure 25-3, c'est-à-dire :

$$\begin{aligned} V_{co} &= 4,5 \text{ V;} \\ V_c &= 9 \text{ V;} \\ I_{co} &= 1 \text{ mA env.;} \\ V_{bo} &= 0,13 \text{ V;} \\ I_{bo} &= 20 \text{ } \mu\text{A.} \end{aligned}$$

En calculant la valeur de R_1 à l'aide de la relation approchée, nous obtenons

$$R_1 = \frac{4,5}{20} = 0,225 \text{ M}\Omega,$$

soit 225 k Ω . Si nous avons fait le calcul en faisant intervenir la tension de polarisation V_{bo} , nous aurions abouti à une valeur de R_1 de l'ordre de 218 k Ω . Donc, approximation parfaitement justifiée.

Prenons un autre exemple. Soit un transistor alimenté après chute de tension dans une résistance de découplage, de sorte que la tension de la source V_2 n'est plus que 6,6 V. La résistance de charge R est de 3,9 k Ω et le courant collecteur de repos est de 0,7 mA. Enfin, la polarisation de base doit être de 0,07 V et le gain en courant du transistor utilisé est égal à 55.

En utilisant la relation donnée plus haut et tenant compte de ces facteurs nous obtenons

$$R_1 = \frac{55 (6,6 - 0,7 \cdot 3,9 - 0,07)}{0,7}$$

Les intensités étant exprimées en *milliampères*, et la résistance en *kilohms* nous obtenons R_1 en *kilohms*, soit

$$R_1 = \frac{55 \times 3,8}{0,7} = 300 \text{ k}\Omega$$

très sensiblement. Il est à remarquer que si nous avons utilisé la relation approchée, en tenant compte que $I_{bo} = I_{co}/55$, nous aurions obtenu pratiquement le même résultat.

Nous pensons que l'action compensatrice du montage de la figure 25-6 est pratiquement évidente. Mais disons-en tout de même quelques mots. La relation approchée (1) peut être écrite autrement si l'on fait intervenir les facteurs I_{co} et R :

$$R_1 = \frac{V_c - I_{co} R}{I_{bo}} \quad (4)$$

Parmi les cinq grandeurs en présence, R_1 , R et V_c sont des constantes. Par conséquent, lorsque, par suite d'une élévation de température, I_{co} augmente, la différence $V_c - I_{co} R$ diminue, ce qui entraîne une diminution de I_{bo} puisque le rapport, c'est-à-dire R_1 , reste constant. Or, la diminution de I_{bo} conduit à une diminution de I_{co} , c'est-à-dire à une compensation, partielle mais efficace, de l'augmentation primitive. On admet généralement que le système ci-dessus est suffisamment efficace lorsque la chute de tension sur la résistance de charge R est de l'ordre de la moitié de V_c ou plus élevée.

Pour ne pas réduire le gain.

Le montage de la figure 25-6 est une contre-réaction en tension, agissant aussi bien sur les variations lentes du courant de collecteur (compensation thermique) que sur

les variations rapides du même courant (signal alternatif amplifié). Or, le premier effet de toute contre-réaction est de réduire le gain de l'étage qui lui est soumis.

Nous sommes donc en présence de deux effets, l'un recherché (compensation thermique), l'autre indésirable (réduction du gain). Heureusement pour nous, ces deux effets se produisent sur des fréquences très différentes, puisque la compensation ther-

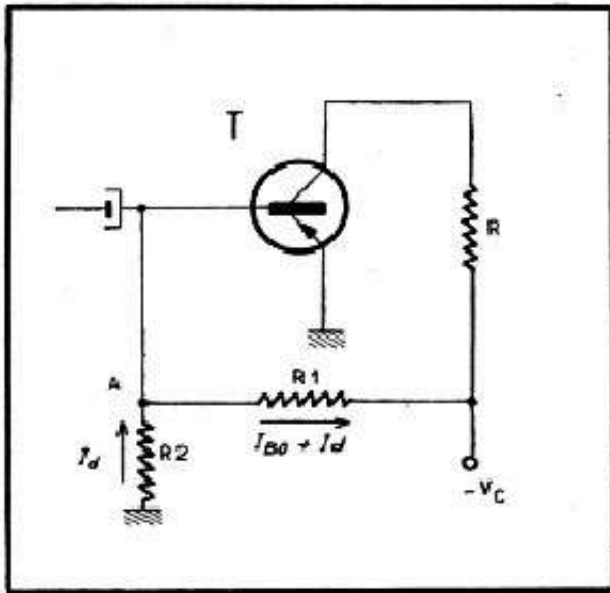


Fig. 25-5. — Polarisation par tension constante ou par diviseur de tension.

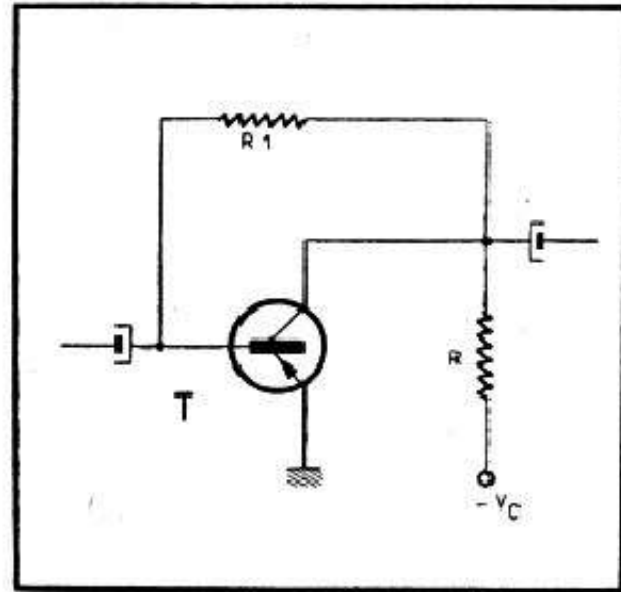


Fig. 25-6. — Compensation thermique par contre-réaction collecteur-base.

mique ne doit affecter que des phénomènes relativement lents, tandis que la réduction du gain s'exerce sur l'ensemble des fréquences audibles.

Une contre-réaction consistant à coupler la sortie à l'entrée par une impédance quelconque (ici résistance R_1), il suffit d'y intercaler un filtre d'efficacité appropriée, pour bloquer toutes les fréquences supérieures à quelques dizaines de hertz, par exemple, et annuler l'effet de la contre-réaction sur les fréquences audibles.

Pratiquement, on en arrive au schéma de la figure 25-7, où l'ensemble des résistances R_1 et R_2 remplace la résistance R_1 de la figure 25-6. En d'autres termes, puisque nous avons calculé précédemment, pour la figure 25-6, que la résistance R_1 devait avoir, dans certaines conditions, quelque $300 \text{ k}\Omega$, nous aurons, pour la figure 25-7, $R_1 = R_2 = 150 \text{ k}\Omega$. Quant au condensateur C_1 , il doit constituer, avec la résistance R_2 , un filtre dont l'efficacité commencerait à partir de 25 Hz , par exemple. Cela exige, pour C_2 , une valeur de l'ordre de 40 nF .

Compensation par contre-réaction d'émetteur.

Nous sommes ici en présence d'une contre-réaction en intensité, obtenue en intercalant une résistance telle que R_3 entre l'émetteur et la masse (fig. 25-8). Le condensateur C_1 , de capacité suffisante, permet d'annuler l'effet de cette contre-réaction sur les fréquences correspondant au signal amplifié, de sorte que la compensation thermique se fait correctement, sans que le gain de l'étage soit affecté.

Voyons maintenant comment fonctionne ce montage. La tension continue totale V_b existant entre la base et la masse, et que nous supposons maintenue constante, se compose de la chute de tension dans la jonction base-émetteur (V_{be}) et la chute de tension dans R_3 . Autrement dit, nous avons

$$V_b = V_{be} + I_c R_3.$$

or, le courant d'émetteur I_e représente la somme des courants de collecteur et de base, c'est-à-dire

$$I_e = I_c + I_b.$$

Mais le terme I_b est pratiquement négligeable par rapport à I_c , puisque leur rapport représente le gain en courant β , presque toujours supérieur à 25 et dépassant parfois 100 pour tous les transistors B.F. de faible puissance. Nous pouvons donc dire que

$$I_e = I_c,$$

ce qui nous permet d'écrire

$$V_b = V_{be} + I_c R_3.$$

Dans cette expression, V_b et R_3 constituent des quantités constantes, de sorte que si I_c augmente par suite d'une élévation de température, le produit $I_c R_3$ augmente aussi, bien entendu, mais V_{be} diminue car V_b ne change pas. Or, la diminution de V_{be} signifie celle de I_b , ce qui entraîne celle du courant de collecteur I_c . Il en résulte que l'effet initial se trouve compensé et le but recherché atteint.

Cependant, la condition primordiale d'une compensation thermique efficace est, comme nous l'avons indiqué plus haut, la constance de la tension V_b appliquée à la base, ce qui est obtenu à l'aide d'un diviseur de tension $R_1 - R_2$ en parallèle sur la source d'alimentation. Nous arrivons donc au schéma définitif de la figure 25-9.

Pour calculer les différents éléments de ce schéma, ou du moins en fixer l'ordre de grandeur, on commence par s'imposer une certaine valeur pour la résistance R_3 , en utilisant la relation empirique suivante

$$R_3 \text{ (en } k\Omega) = (0,1 \text{ à } 0,25) \frac{V_c}{I_{co}}, \tag{5}$$

où V_c représente la tension d'alimentation en volts, et I_{co} , le courant collecteur de repos, en milliampères. Nous voyons ainsi qu'avec $I_{co} = 1 \text{ mA}$ et $V_c = 7,5 \text{ V}$, chiffres courants dans un récepteur, nous obtiendrons une valeur de R_3 comprise entre 0,75 et 1,875, soit, en arrondissant, entre 750 et 1900 Ω . Ces chiffres cadrent parfaitement avec ce que l'on rencontre dans la pratique.

Il faut bien noter que la valeur de R_3 n'est pas critique en soi, et n'exerce pratiquement aucune influence sur le gain de l'étage, à condition, évidemment, que l'effet shunt du condensateur C_1 soit suffisant. Mais l'effet de compensation thermique est d'autant plus marqué que la valeur de R_3 est plus élevée, sans qu'il soit possible d'aller très loin dans cette voie, car la chute de tension sur R_3 se retranche de la tension d'alimen-

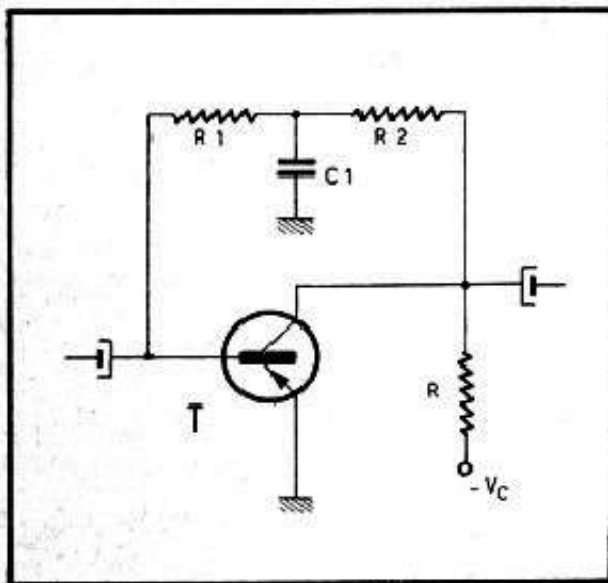


Fig. 25-7. — Compensation par contre-réaction collecteur-base avec élimination de l'effet en alternatif.

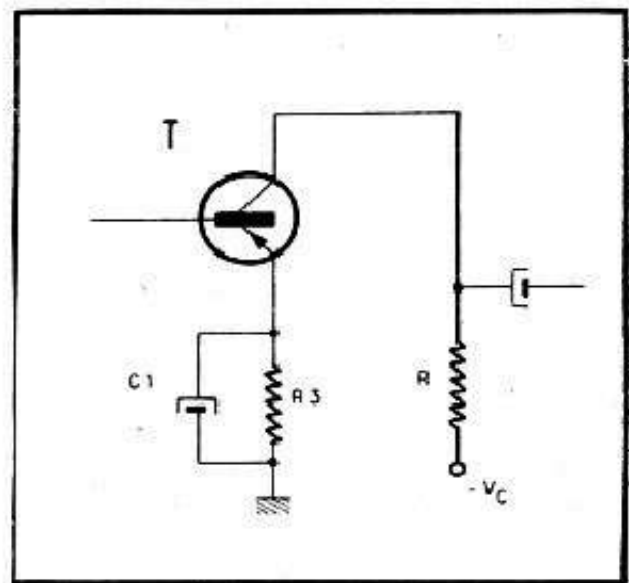


Fig. 25-8. — Compensation thermique par contre-réaction d'émetteur.

tation, ce qui entraîne une diminution sensible de la puissance qu'il est possible de tirer d'un transistor donné.

Quant aux éléments R_1 et R_2 , le calcul de leur valeur est basé avant tout sur le courant propre I_d du diviseur $R_1 - R_2$ que l'on s'impose, après avoir recherché un compromis entre plusieurs conditions parfois contradictoires. En effet :

a. — Pour avoir en A une tension aussi stable que possible, condition essentielle d'une bonne compensation thermique, le courant I_d doit être aussi élevé que possible ;

b. — Le courant I_d doit être, dans tous les cas, plusieurs fois (10 à 15) supérieur au courant de base I_{bo} , et il est même souhaitable qu'il soit du même ordre de grandeur que le courant de collecteur I_{co} ;

c. — Le courant I_d ne doit pas être trop élevé pour ne pas charger inutilement la source d'alimentation, dont la capacité, surtout dans les ensembles portatifs, est souvent réduite.

Après avoir choisi une certaine valeur pour le courant I_d on utilise, pour calculer R_1 et R_2 les relations suivantes :

$$R_2 = \frac{R_3 I_{co}}{\alpha I_d} + \frac{V_{bo}}{I_d} ; \quad (6) \quad R_1 = \frac{V_c - I_d R_2}{I_d + \frac{I_{co}}{\beta}} \quad (7)$$

où α et β représentent, respectivement, le gain en courant en base commune et le même gain en émetteur commun.

Voyons maintenant ce que cela donne sur un exemple pratique, en reprenant les données du montage utilisant un OC71, c'est-à-dire :

$$\begin{aligned} I_{co} &= 1 \text{ mA} ; \\ V_{bo} &= 0,13 \text{ V} ; \\ V_c &= 7,5 \text{ V.} \end{aligned}$$

Par ailleurs, la notice du fabricant nous indique $\alpha = 0,98$ et $\beta = 47$. Adoptons pour R_3 une valeur moyenne : 1000Ω , et choisissons $I_d = I_{co} = 1 \text{ mA}$, pour simplifier. Nous obtenons ainsi, en exprimant toutes les résistances en *kiloohms* et les intensités en *milliampères* :

$$R_2 = \frac{1}{0,98} + \frac{0,13}{1} = 1,02 + 0,13 = 1,15 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = \frac{7,5 - 1,15}{1 + 0,0213} = \frac{6,35}{1,0213} = 6,22 \text{ k}\Omega$$

Il est à remarquer que nous avons intentionnellement adopté $V_c = 7,5 \text{ V}$, car c'est la tension d'alimentation d'un étage préamplificateur B. F. que l'on trouve le plus souvent dans les récepteurs, compte tenu de la chute de tension dans une résistance de découplage.

Si nous comparons les valeurs de R_1 et R_2 ainsi calculées, à celles que l'on voit sur les schémas industriels, nous constaterons qu'elles sont très faibles, ce qui s'explique simplement par le fait que dans les montages « commerciaux » on recherche avant tout une économie de consommation au détriment de la stabilité thermique.

En effet, il suffit de réduire I_d à $200 \mu\text{A}$, par exemple, pour obtenir $R_2 = 5,75 \text{ k}\Omega$ et $R_1 = 29 \text{ k}\Omega$, valeurs qui « cadrent » avec ce que l'on voit généralement.

Enfin, indiquons également d'autres relations, plus simples, permettant de calculer R_1 et R_2 avec une approximation largement suffisante, en faisant intervenir la tension sur l'émetteur V_{eo} et le courant base de repos I_{bo} :

$$R_1 = \frac{V_c - (V_{eo} + V_{bo})}{I_{bo} + I_d} ; \quad (8) \quad R_2 = \frac{V_{eo} + V_{bo}}{I_d} . \quad (9)$$

Les valeurs obtenues sont très sensiblement les mêmes que celles calculées à l'aide des relations (6) et (7).

Reste à voir la valeur que nous devons donner au condensateur C_1 de la figure 25-9. Pour son calcul il est tout d'abord nécessaire de se fixer une certaine fréquence inférieure f , par exemple 50 Hz, à laquelle nous tolérons un affaiblissement γ , compris

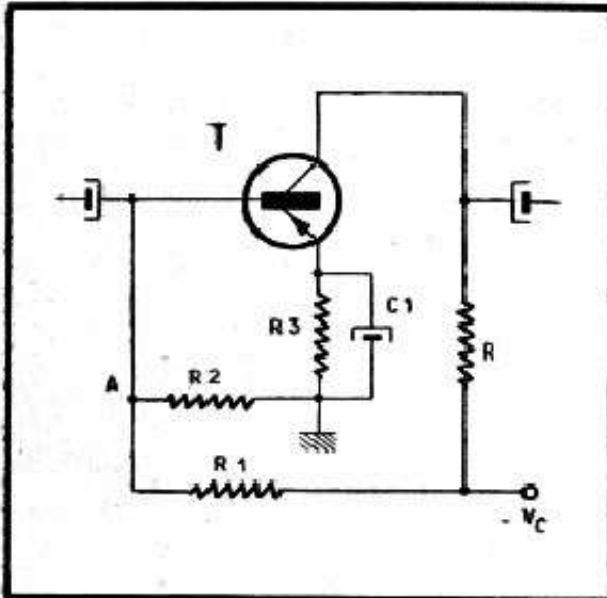


Fig. 25-9. — Compensation par contre-réaction d'émetteur et polarisation par diviseur de tension.

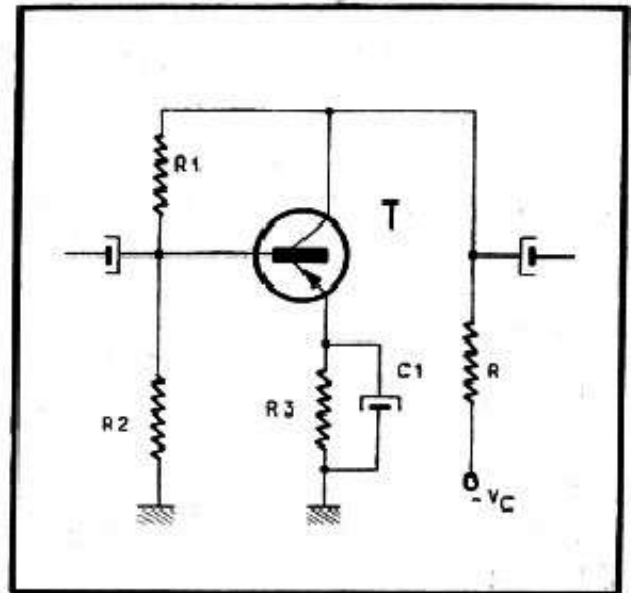


Fig. 25-10. — Compensation par contre-réaction mixte : collecteur-base et émetteur.

entre 0,91 et 0,835. Cet affaiblissement figurera dans la formule ci-dessous sous forme d'un coefficient m compris entre 0,46 (pour $n = 0,91$) et 0,66 (pour $n = 0,835$). D'autre part, nous désignerons par S la pente du transistor, exprimée en ampère/volt (ou mho) et fixée à 0,03 mho, valeur moyenne convenant à la plupart des transistors de cette puissance. Ajoutons à ces conventions que la fréquence sera exprimée en hertz et les résistances en ohms, après quoi nous pouvons écrire l'expression de la capacité C_1 en microfarads :

$$C_1 \geq \frac{(1 + SR_3) \cdot 10^6}{6,28 m f R_3} . \quad (10)$$

Pour $f = 50$ Hz, $m = 0,5$ et $R_3 = 1000 \Omega$, nous obtenons

$$C_1 \geq \frac{31 \cdot 10^6}{6,28 \cdot 0,5 \cdot 50 \cdot 1000} = \frac{3100}{15,7} = 200 \mu F$$

très sensiblement. Cette valeur élevée s'explique par la sévérité des conditions imposées, ce qui est rarement le cas des montages industriels, où l'on se contente presque toujours de 100 μF .

Compensation par contre-réaction mixte.

La structure de ce montage, très rarement utilisé, est celui de la figure 25-10. Ce système n'est que très peu supérieur à celui de la figure 25-9, ce qui le rend peu intéressant.

Compensation par thermistance.

Il est des cas où une compensation par contre-réaction d'émetteur n'est guère réalisable, à cause de la perte de puissance que l'introduction d'une résistance telle que R_3 occasionne, perte particulièrement nuisible lorsqu'il s'agit d'un étage de sortie. On se contente alors de prévoir, dans le circuit d'émetteur, une résistance très faible, mais on accentue la compensation en remplaçant la résistance R_2 du diviseur de tension par une thermistance (résistance CTN) (fig. 25-11). On sait que les résistances CTN voient leur valeur diminuer lorsque la température augmente, ce qui, dans le cas de la figure 25-11, provoque une diminution de la tension au point A, c'est-à-dire réduit la polarisation de base et entraîne une diminution du courant de collecteur.

La technique de la compensation par thermistance est assez délicate, en ce sens que la variation de la résistance CTN doit « cadrer » avec l'effet à obtenir, c'est-à-dire n'être ni trop lente, ni trop rapide. Pratiquement, on est obligé de prévoir des résistances fixes en série et en parallèle sur la CTN, de façon à en corriger la courbe dans le sens voulu.

Transistor chargé par le primaire d'un transformateur.

Dans la quasi-totalité de récepteurs à transistors, la liaison entre l'étage final et celui qui le précède se fait à l'aide d'un transformateur, de sorte que le transistor préamplificateur se trouve chargé par le primaire de ce transformateur, c'est-à-dire par une impédance dont la self-induction est généralement élevée et la résistance ohmique faible, de l'ordre de 200 à 300 Ω .

Nous avons indiqué plus haut que la compensation thermique par contre-réaction collecteur-émetteur était surtout efficace lorsque la chute de tension continue dans la résistance de charge atteignait au moins la moitié de la tension de la source d'alimentation.

— Etant donné la faible résistance ohmique du primaire d'un transformateur, cette condition est loin d'être réalisée et la compensation est pratiquement inefficace.

Il est donc nécessaire d'adopter le montage à contre-réaction par l'émetteur, avec cette condition supplémentaire que l'efficacité de la compensation reste subordonnée à la constance de la tension appliquée à la base. Il importe donc, dans ce cas, de choisir un courant propre I_B aussi élevé que possible pour le diviseur de tension $R_1 - R_2$ de la figure 25-12, qui représente un montage réel.

Cas des montages à base commune ou à collecteur commun.

Tous les systèmes de compensation thermique sont applicables, bien entendu, aux montages à base commune ou à collecteur commun.

Lorsqu'il s'agit d'une compensation par contre-réaction collecteur-base, on aboutit aux schémas de la figure 25-13 pour le montage à collecteur commun, et de la figure 25-14 pour celui à base commune. Dans le cas de la figure 25-13, lorsque le courant collecteur augmente par suite d'une élévation de température, la chute de tension aux bornes de la résistance R_3 augmente, ce qui réduit la tension entre la base et l'émetteur, c'est-à-dire la polarisation (car la tension de base, déterminée par R_1 , reste stable), d'où une diminution du courant de collecteur.

Pour calculer la valeur de R_1 (fig. 25-13) on utilise une relation où intervient la valeur de R_3 et le courant émetteur de repos I_{co} , que nous pouvons d'ailleurs confondre avec I_{co} . Y figure également le gain en courant α en base commune, ce qui nous donne

$$R_1 = \frac{V_c - I_{co} R_3 - V_{bo}}{(1 - \alpha) I_{co}} \quad (11)$$

Etant donné le gain en tension toujours inférieur à 1 du montage à collecteur commun, il n'y a aucune nécessité de prévoir un filtre annulant la contre-réaction sur les fréquences du signal, comme sur le schéma de la figure 25-7.

En supposant, comme plus haut, que nous avons un montage où

$$\begin{aligned} V_c &= 7,5 \text{ V,} \\ I_{co} &= 1 \text{ mA,} \\ V_{bo} &= 0,13 \text{ V,} \\ \alpha &= 0,98, \end{aligned}$$

nous calculons la valeur de R_1 en admettant que R_3 soit de 5000Ω :

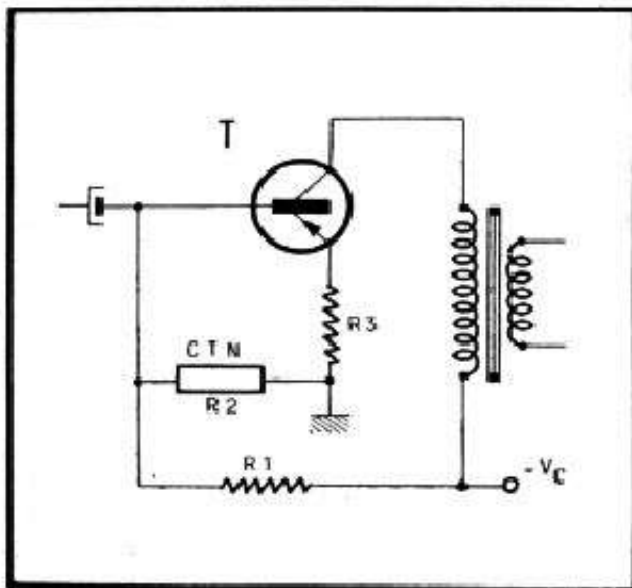


Fig. 25-11. — Compensation par thermistance combinée avec celle d'émetteur.

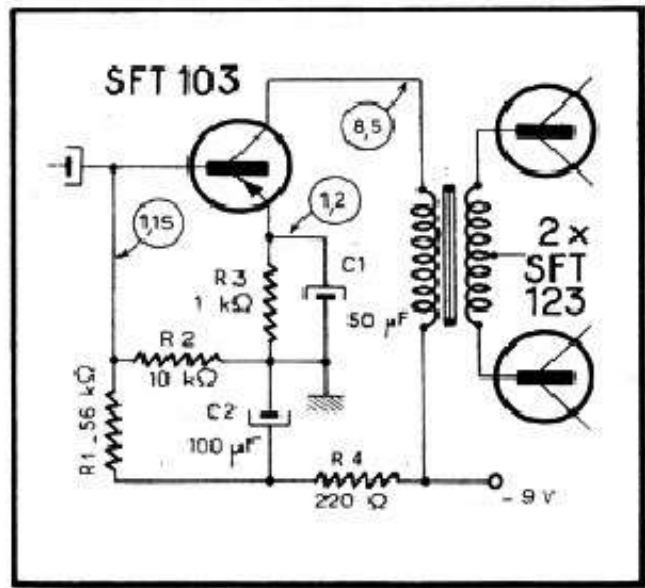


Fig. 25-12. — Exemple de montage d'un transistor chargé par le primaire d'un transformateur.

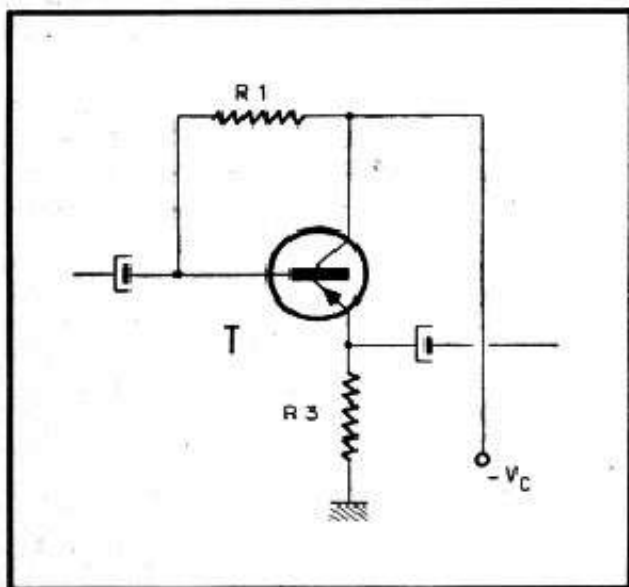


Fig. 25-13. — Compensation par contre-réaction collecteur-base dans le cas d'un montage à collecteur commun.

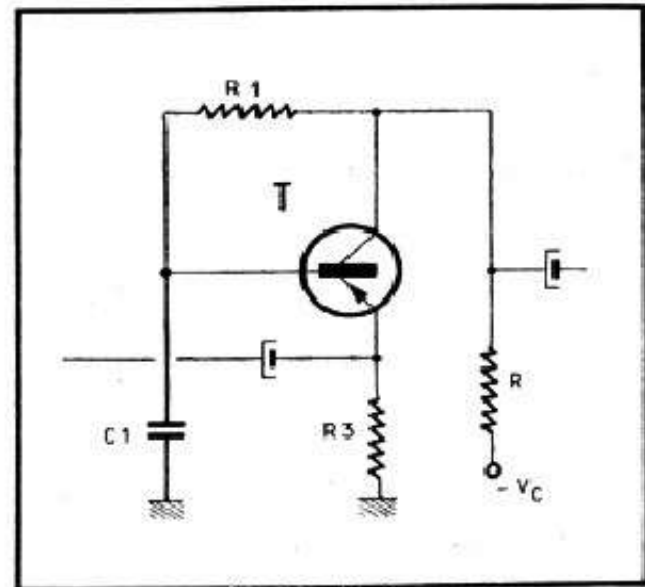


Fig. 25-14. — Compensation par contre-réaction collecteur-base dans le cas d'un montage à base commune.

$$R_1 = \frac{7,5 - 5 - 0,13}{0,02} = \frac{2,37}{0,02} = 118 \text{ k}\Omega,$$

en exprimant les intensités en *milliampères* pour avoir les résistances en *kiloohms*.

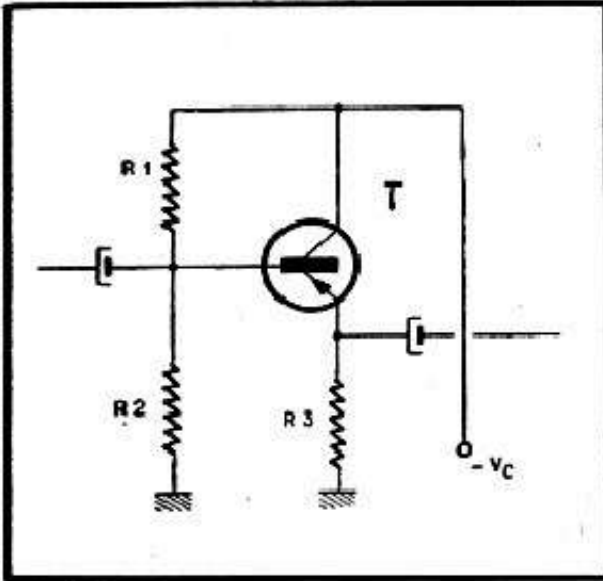


Fig. 25-15. — Compensation par contre-réaction d'émetteur dans le cas d'un montage à collecteur commun.

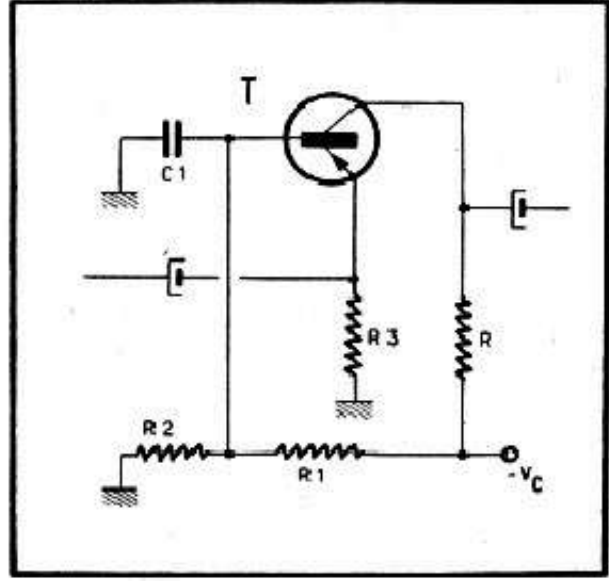


Fig. 25-16. — Compensation par contre-réaction d'émetteur dans le cas d'un montage à base commune.

En ce qui concerne le montage à base commune de la figure 25-14, le calcul se fera exactement de la même façon que pour le montage à émetteur commun (formule 3), mais en remplaçant R par la somme $R + R_2$. A remarquer que la résistance R_1 est normalement très faible dans ce genre de montages, dont la résistance d'entrée est généralement de quelques dizaines d'ohms, de sorte qu'il est très souvent possible de la négliger. Le gain en tension d'un montage à base commune étant élevé, du même ordre de grandeur que celui d'un montage à émetteur commun, il peut être indiqué d'annuler l'effet de la contre-réaction sur le signal à amplifier, en s'inspirant du schéma de la figure 25-7 et de ce qui a été dit à ce propos.

Lorsqu'on fait appel à une compensation par contre-réaction d'émetteur, on obtient les schémas de la figure 25-15 pour le montage à collecteur commun et de la figure 25-16 pour celui à base commune. Pour la valeur des différents éléments de ces schémas, on s'inspirera de tout ce qui a été dit à propos du montage analogue à émetteur commun.

Par exemple, si nous avons un montage conforme à celui de la figure 25-15, avec $V_c = 8,4 \text{ V}$, $V_{be} = 0,2 \text{ V}$, $I_{co} = 0,75 \text{ mA}$, $R_3 = 5 \text{ k}\Omega$, et que nous utilisons un transistor avec $\beta = 50$, en adoptant un courant $I_d = I_{co} = 0,75 \text{ mA}$, nous aurons, en utilisant les relations (8) et (9) :

$$R_1 = \frac{8,4 - 3,8 - 0,2}{0,015 + 0,75} = \frac{4,4}{0,765} = 5,75 \text{ k}\Omega ;$$

$$R_2 = \frac{4}{0,75} = 5,35 \text{ k}\Omega.$$

Disons que dans un montage réel qui a inspiré cet exemple, les résistances R_1 et R_2 étaient de même valeur, et de $6,2 \text{ k}\Omega$ chacune. Compte tenu des différentes approximations et de la dispersion inévitable des caractéristiques, on peut dire que le calcul et la réalité sort d'accord.

MESURE DES TENSIONS ET DES INTENSITÉS

ERREURS DUES A LA RÉSISTANCE PROPRE DU VOLTMÈTRE

Mesure des tensions.

Dans tout ce qui a précédé, et notamment, lorsque nous nous sommes occupés des circuits d'alimentation nous avons indiqué, sommairement, la façon de mesurer telle ou telle tension et la valeur moyenne que l'on doit trouver en tel ou tel point.

Etant donné que nous opérons sur des circuits relativement peu résistants et traversés par des courants assez élevés, l'erreur introduite par l'utilisation d'un voltmètre à résistance propre de l'ordre de 1000 à 2000 ohms par volt restait parfaitement négligeable et il était inutile d'en parler.

Il en est tout autrement, maintenant où nous avons affaire à des amplificateurs B. F. à liaison par résistances-capacité, mettant en jeu des résistances de plusieurs centaines de milliers d'ohms, traversées par un courant de quelques dixièmes de milliampère.

Dans ces conditions, certaines mesures introduisent une erreur considérable, pouvant, facilement, atteindre 50 %, tandis que d'autres sont tout simplement impossibles à réaliser.

Nous allons donc envisager le problème à un double point de vue :

a. — Appréciation de l'erreur commise dans les mesures où cette erreur ne peut être négligée ;

b. — Moyens et procédés permettant d'éliminer, ou du moins de réduire cette erreur.

Mesure des tensions de plaque et d'écran.

Le schéma de la figure 26-1 représente une lampe préamplificatrice B.F. à liaison par résistances-capacité, ayant une résistance R_4 dans son circuit d'anode et une autre, R_3 , dans celui d'écran, lorsqu'il s'agit d'une pentode.

Lorsque nous voulons mesurer la tension anodique (point A) ou celle d'écran (point B), nous branchons notre contrôleur universel, sur la sensibilité convenable en continu, comme nous le montre le croquis de la figure 26-1, c'est-à-dire entre l'un de ces points et la masse (châssis, le plus souvent).

Mais il ne faut pas oublier qu'un voltmètre possède une résistance propre, indiquée le plus souvent par le constructeur, et exprimée en ohms par volt (Ω/V). Ainsi, pour un appareil de 1000 Ω/V , la résistance propre sera de 7500 ohms sur la sensibilité 7,5 V, de 150 000 ohms sur la sensibilité 150 volts et ainsi de suite.

Toujours est-il que la résistance de notre voltmètre, branchée entre le point à mesurer et la masse, va perturber le circuit, comme nous le montre la figure 26-2, où r représente la résistance propre du voltmètre branché entre le point A et la masse.

La tension que nous lisons sur l'échelle de notre contrôleur sera inférieure à celle existant réellement au point A et cela d'autant plus que r est plus faible par rapport à R_4 .

On peut admettre que l'erreur devient pratiquement négligeable lorsque le rapport r/R_4 est égal ou supérieur à 10, autrement dit lorsque r est au moins 10 fois plus élevée que R_4 .

Or, dans la pratique, et avec les contrôleurs universels dont la résistance propre est comprise entre 1000 et 2000 Ω/V , nous sommes en général loin de cette condition et nous lisons une tension qui n'a rien à voir avec la tension réelle.

En effet, la résistance R_4 est très souvent de 200 000 à 250 000 ohms tandis que, même si nous utilisons la sensibilité 750 volts d'un contrôleur de 2000 Ω/V , r ne sera que de 1,5 M Ω , ce qui donne un rapport r/R_4 de 6 environ seulement.

D'autre part, utiliser la sensibilité de 750 V est souvent mal commode, car la tension en A est de l'ordre de 100 volts, parfois encore moindre, et la déviation faible de l'aiguille rend, dans ce cas, la lecture peu précise. Par ailleurs, si l'on essaie la sensibilité 250 ou 300 volts, r devient encore plus faible et l'erreur croît considérablement.

Les choses s'aggravent encore lorsqu'il s'agit de mesurer la tension d'écran (point B), car la résistance R_3 est rarement inférieure à 500 000 ohms et dépasse souvent le megohm.

Il existe un moyen, pas très pratique il est vrai, de calculer la tension réelle V , connaissant le rapport r/R_4 (ou r/R_3 pour les tensions d'écran), la haute tension V_{HT} du récepteur et la tension v lue sur le voltmètre utilisé. Dans ces conditions, la tension réelle V sera, en désignant, pour simplifier, par n le rapport r/R_4 ou r/R_3 :

$$V = \frac{n V_{HT} v}{n V_{HT} - v}$$

Quelques exemples simples vont nous permettre de mieux comprendre la façon de se servir de cette relation.

En mesurant la tension en A (fig. 26-1) à l'aide d'un contrôleur universel de 1000 ohms par volt, sur la sensibilité 750 volts, R_4 étant de 250 000 ohms et la haute tension de 250 volts, on trouve $v = 65$ volts.

Quelle est la tension réelle ?

Nous avons donc $r = 750\,000$ ohms et par conséquent $n = 3$.

Donc

$$\text{Tension réelle (V)} = \frac{3 \times 250 \times 65}{(3 \times 250) - 65} = \frac{48\,800}{685} = 71 \text{ volts environ.}$$

On voit déjà l'importance de l'erreur, bien que nous nous soyons placés dans les conditions optimales : r le plus élevée possible.

INFLUENCE DE LA SENSIBILITE UTILISEE.

Pour la mettre en évidence il suffit de « retourner » la relation ci-dessus, autrement dit d'exprimer la tension lue v en fonction de la tension réelle V . Cela nous donne

$$\text{Tension lue (v)} = \frac{nV V_{HT}}{nV_{HT} + V}$$

Pour mesurer une tension de l'ordre de 65 volts, il est pratiquement impossible d'utiliser la sensibilité de 750 V, car la lecture manque totalement de précision. Nous allons donc voir comment croît l'erreur lorsque nous employons des sensibilités inférieures, toujours pour mesurer la tension ci-dessus (valeur réelle $V = 71$ volts).

Pour la sensibilité 300 volts nous avons $n = 1,2$ et, par conséquent, la tension lue devient

$$\frac{1,2 \times 250 \times 71}{(1,2 \times 250) + 71} = \frac{21\,300}{371} = 57,5 \text{ volts env.}$$

Exactement de la même façon, et pour nous en convaincre définitivement, nous pouvons déterminer que v sera de 48 volts sur la sensibilité 150 volts ($n = 0,6$) et de 36,5 volts sur la sensibilité 75 volts ($n = 0,3$). Cela explique, en particulier, le phénomène qui déroute parfois les débutants : suivant la sensibilité utilisée la tension mesurée change de valeur. L'étalonnage du contrôleur universel n'est nullement à incriminer, comme on le fait souvent.

Conclusion : pour avoir le minimum d'erreur, choisir la sensibilité « la plus résistante », compatible avec la lecture. Ne pas hésiter à utiliser la sensibilité 750 volts pour toutes les tensions dépassant 75 volts.

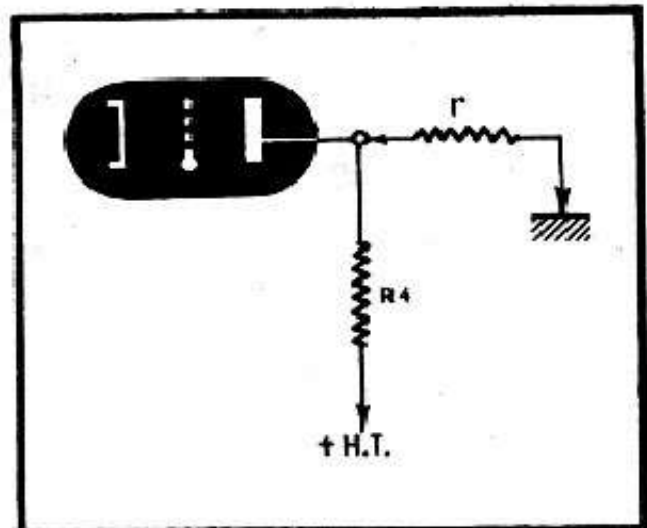
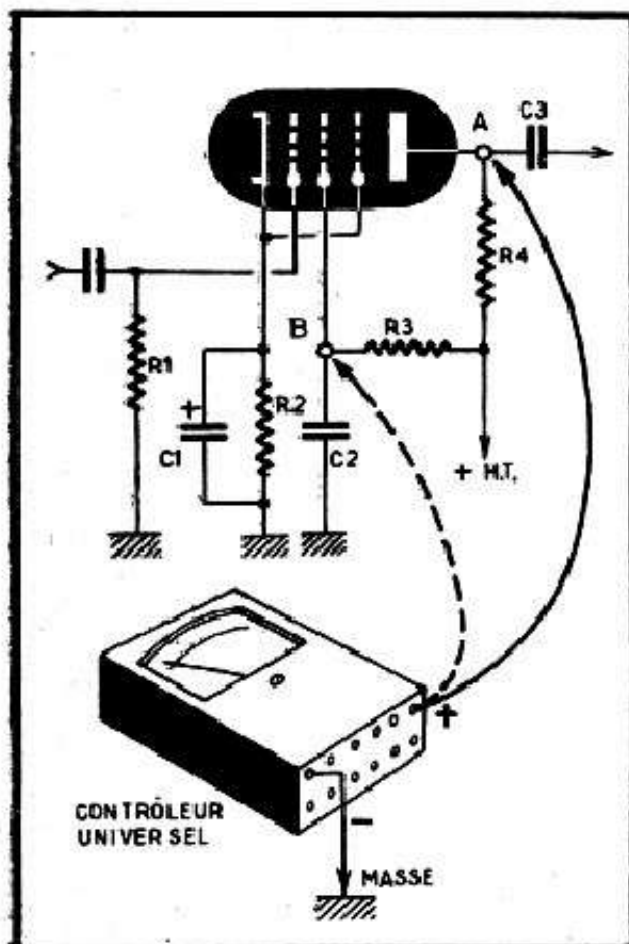


Fig. 26-2 (ci-dessus). — Au moment de la mesure, la résistance propre r de l'appareil se trouve placée comme l'indique le schéma.

Fig. 26-1 (à gauche). — Mesure de la tension d'anode (en A) et de la tension d'écran (en B).

INFLUENCE DE LA RESISTANCE PROPRE DU VOLTMETRE.

Quelle est la résistance propre minimale que doit posséder un voltmètre pour nous permettre de faire certaines mesures sans trop d'erreur ? Nous disons bien « certaines » car, comme nous le verrons plus loin, aucun contrôleur ne peut nous permettre de faire toutes les mesures et il nous faudra, pour cela, recourir à un voltmètre électronique.

Prenons donc un cas « moyen », celui d'une EF40 montée suivant le schéma de la figure 26-3, et dont nous indiquons les tensions réelles qui existent en A (plaque) et en B (écran).

Pour lire commodément ces tensions il ne faut guère utiliser une sensibilité plus élevée que 300 volts, et si nous faisons, dans ces conditions, la mesure à l'aide de trois contrôleurs différents, respectivement de 1000, 1333 et 5000 ohms par volt, nous trouverons les tensions suivantes, à peu près :

Contrôleur 1000 Ω/V : A — 43 volts ; B — 36 volts ;

Contrôleur 1333 Ω/V : A — 45 volts ; B — 41 volts ;

Contrôleur 5000 Ω/V : A — 48 volts ; B — 59 volts.

Certains contrôleurs universels, et notamment le 13 K *Guerpillon*, peuvent être commutés de façon à avoir leur résistance propre de 13 333 Ω/V , mais la plus forte sensibilité n'est alors que de 75 volts, ce qui nous suffit pour lire les tensions ci-dessus. Etant donné que r est alors de 1 M Ω , nous aurons, à peu près, 47 volts en A et 55 volts en B. Comme on le voit, ce n'est guère brillant : tout juste acceptable en ce qui concerne la tension en A, mais catastrophique pour la tension d'écran.

On peut dire, pour tirer une conclusion de tout cela, que la résistance propre de 1000 ohms par volt est insuffisante et ne permet, dans beaucoup de cas, que des approximations très grossières.

Et il faut se rappeler de plus que nous avons volontairement choisi un cas « moyen », car la moindre incursion dans le domaine des montages dits sous-alimentés, où il n'est pas rare de voir des résistances de 3 à 4 M Ω dans certains circuits, conduirait à des résultats encore plus décevants.

Pratiquement, et pour fixer les idées, la tension normale existant à l'écran (B) du schéma de la figure 26-4, est de l'ordre de 15-20 volts. Si nous mesurons cette tension à l'aide d'un contrôleur de 1000 Ω/V , sensibilité 150 volts, nous ne trouverons qu'une déviation à peine perceptible, accusant quelque chose comme 2 ou 3 volts. Et même avec la sensibilité 75 volts (13 333 Ω/V) d'un 13 K, nous ne lirons qu'une dizaine de volts à peine.

INFLUENCE DE LA HAUTE TENSION.

On peut facilement se rendre compte que l'erreur due à la résistance propre du voltmètre est d'autant plus importante que la haute tension est plus faible. Par exemple, si nous faisons la mesure d'une tension plaque dans un récepteur alternatif (H. T. = 250 V) et dans un « tous-courants » (H.T. = 100 V), la résistance R_1 (fig. 26-1) étant la même dans les deux cas, ainsi que la tension réelle en A, nous trouverons une valeur un peu plus faible dans le cas du « tous-courants ».

Mesure des tensions de polarisation par la cathode.

Il s'agit, en somme, de mesurer la tension entre le point C et la masse (fig. 26-5). Ici encore nous pouvons rencontrer des cas où la tension lue diffère beaucoup de la tension réelle, et il est intéressant de pouvoir apprécier rapidement la tension réelle d'après la déviation du voltmètre. En désignant comme plus haut, par n le rapport r/R_2 , nous avons

$$\text{Tension réelle (V)} = v \left(\frac{n + 1}{n} \right)$$

où v est la tension lue.

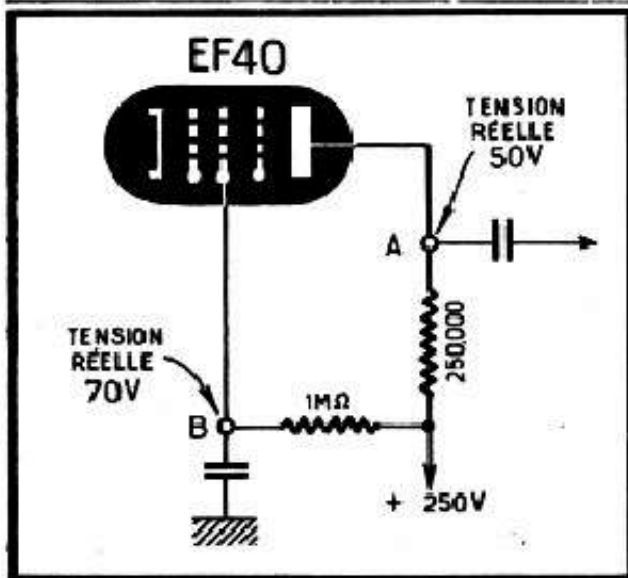


Fig. 26-3. — Exemple de mesures sur un étage équipé d'une EF40.

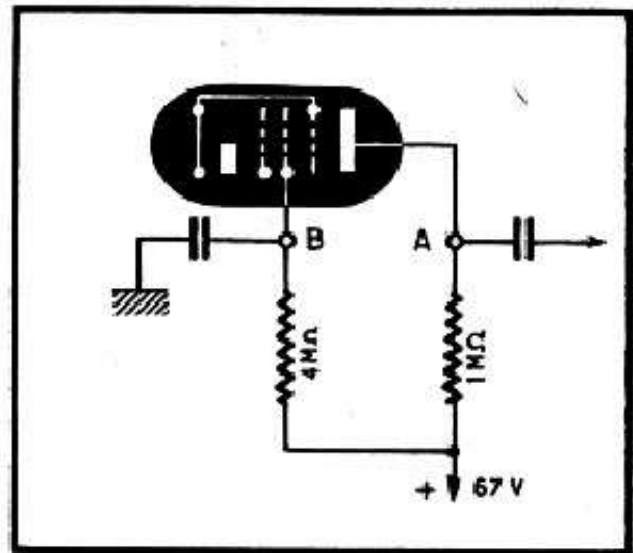
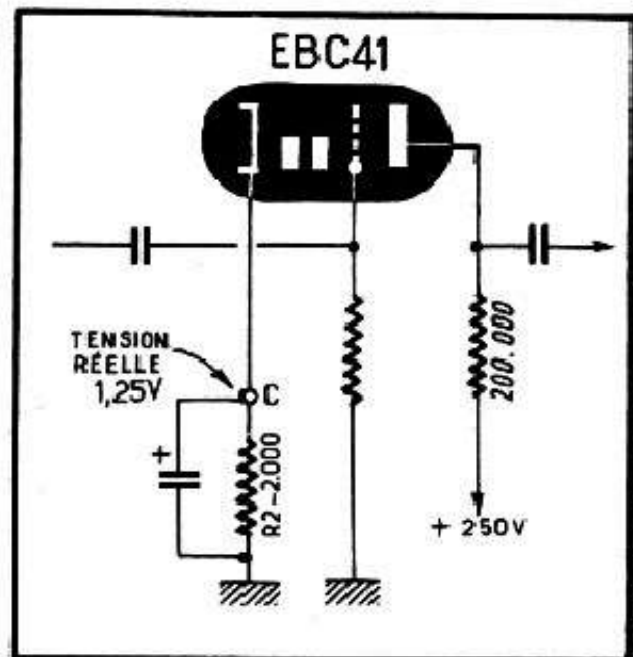


Fig. 26-4. — Lorsqu'il s'agit d'une lampe sous-alimentée l'erreur, au moment de la mesure, est toujours importante.

Fig. 26-5. — La mesure d'une tension de polarisation, sur la cathode, n'introduit, en général, qu'une faible erreur.



Étant donné la faible valeur de V , dépassant rarement 2-3 volts, nous sommes obligés d'utiliser la sensibilité 7,5 volts du contrôleur, ce qui nous donne, pour un appareil de $1000 \Omega/V$, $r = 7500$ ohms, qui se met en parallèle sur R_2 .

En prenant le cas de la figure 26-5, nous voyons que $n = 7500/2000 = 3,75$ et que, par conséquent,

$$\frac{n + 1}{n} = \frac{4,75}{3,75} = 1,26 \text{ environ.}$$

Donc

Tension réelle = Tension lue \times 1,26 et, inversement,

$$\text{Tension lue} = \frac{\text{Tension réelle}}{1,26}$$

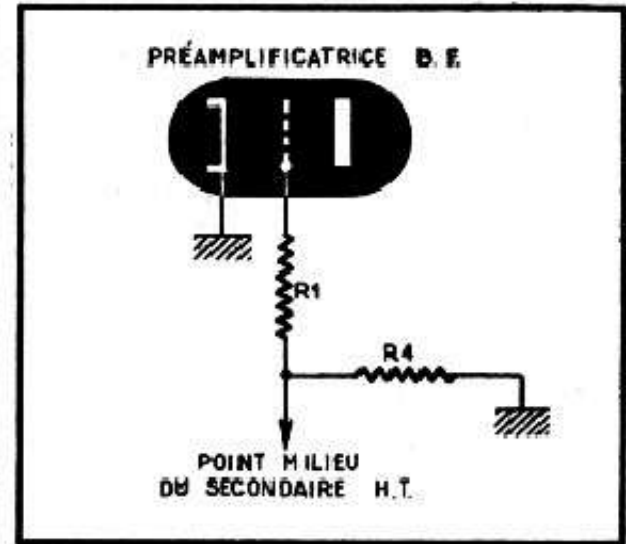
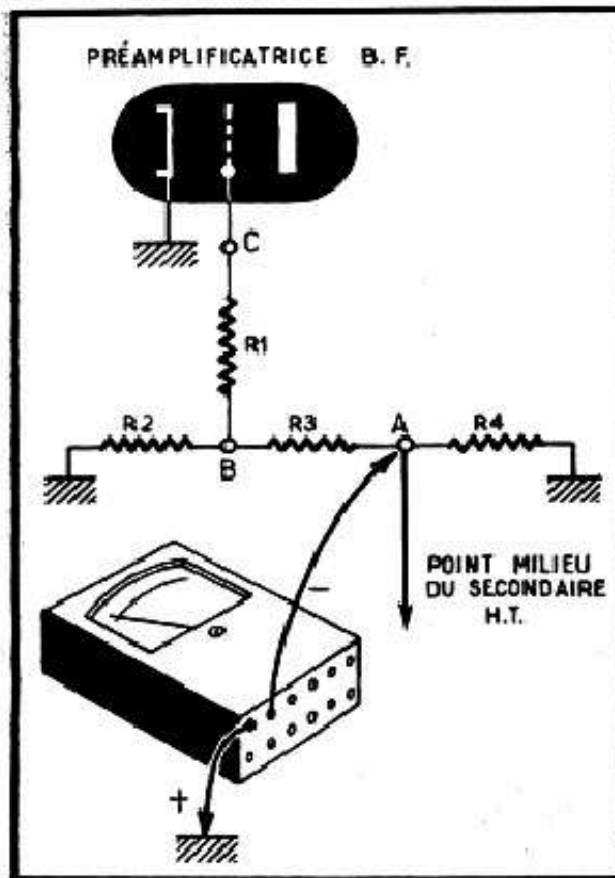


Fig. 26-7. — Dans ce cas, la polarisation peut être mesurée au point commun des résistances R_1 et R_2 .

Fig. 26-6 (à gauche). — C'est au point A que l'on doit mesurer la tension de polarisation d'une lampe polarisée « par le moins ».

Cela nous donne, pour la figure 26-5,

$$\text{Tension lue} = \frac{1,25}{1,26} = 1 \text{ volt.}$$

Comme dans le cas de la mesure des tensions plaque et écran, la tension lue dépend évidemment de la sensibilité choisie. Il faut donc utiliser celle qui concilie les exigences de bonne lecture et de résistance propre élevée. Par exemple, si nous mesurons la tension en C (fig. 26-5) avec la sensibilité 1,5 volt et 1000 Ω/V ($r = 1500$ ohms et $n = 0,75$), nous ne lirons que 0,55 à 0,6 volt environ.

Pour la mesure des tensions de polarisation par la cathode, l'utilisation des contrôleurs possédant des sensibilités de 13 333 Ω/V est particulièrement commode et permet pratiquement, la mesure sans erreur appréciable. C'est ainsi qu'avec la sensibilité 7,5 V, $r = 100\,000$ ohms et $n = 50$, ce qui nous donne la valeur lue égale, à très peu de chose près, à la tension réelle.

Mesure des tensions de polarisation « par la grille ».

Nous avons indiqué comment on polarise les lampes suivant ce système, et les schémas pratiques peuvent se réduire à ceux des figures 26-6 et 26-7.

Pour celui de la figure 26-6, les résistances R_1 , R_2 et R_3 sont toujours de valeur élevée : 1 $M\Omega$ pour R_1 et 50 000 au moins pour R_2 . Quant à R_4 , résistance placée entre le point milieu du secondaire H. T. et la masse, elle est, en général, de 100 à 200 ohms.

Ce qu'il ne faut pas oublier, c'est que la tension en A, et aussi, par conséquent, en B et C, est négative par rapport à la masse et que le voltmètre doit être branché « à l'envers », le côté « plus » vers la masse, comme le montre le croquis.

Toujours est-il que nous mesurons en A la tension de polarisation de la lampe finale, celle de la préamplificatrice étant obtenue, en B, par le pont diviseur R_3 - R_2 .

Il est évident que nous pouvons déduire la tension en B, en mesurant celle en A et en multipliant par le rapport

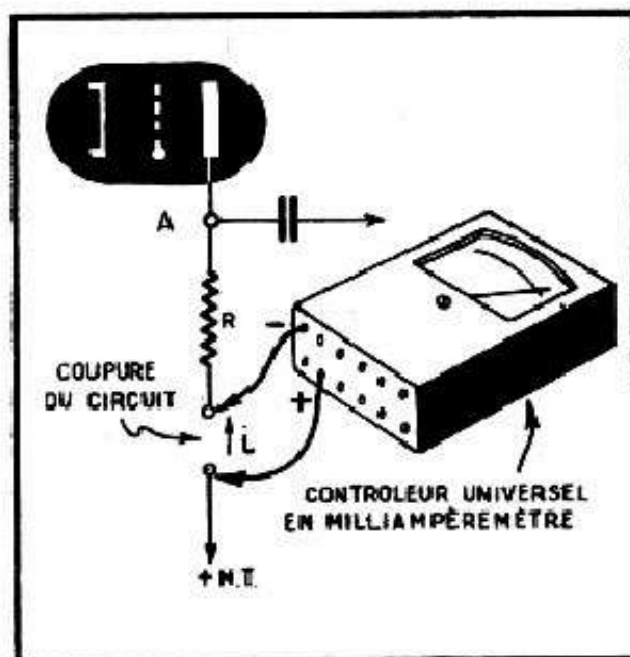
$$\frac{R_2}{R_2 + R_3}$$

Par exemple, si nous avons $R_3 = 250\ 000$ ohms, $R_2 = 100\ 000$ ohms et que la tension en A soit de -7 volts, nous aurons, en B,

$$7 \times \frac{100\ 000}{350\ 000} = 7 \times 0,286 = -2 \text{ volts env.}$$

Cependant, ce calcul, purement théorique, ne nous permet pas de nous rendre compte si la tension en B, et à plus forte raison en C, est correcte et, en général, si elle

Fig. 26-8. — Le courant anodique d'une lampe se mesure en intercalant un milliampèremètre en série avec la résistance R.



existe. L'une des résistances peut être coupée ou changer de valeur ; seule une mesure nous permettra de nous en rendre compte.

Malheureusement, à cause de la présence des résistances de valeur élevée et des tensions à mesurer très faibles, l'opération n'est guère possible qu'à l'aide d'un appareil à $13\ 333$ ohms par volt (ou plus), et encore ! Dans un cas favorable, sur la sensibilité $15\ \text{V}$ ($r = 200\ 000$), la tension lue en C représentera environ le tiers de la tension réelle, et dans la plupart des cas elle sera beaucoup plus faible.

Pour cette raison, toute mesure effectuée sur ce genre de circuits est illusoire et l'erreur est telle que même une formule de correction ne sert pas à grand'chose, car la lecture elle-même manque totalement de précision.

Le seul moyen pratique de s'en sortir est d'utiliser un voltmètre électronique.

Mesure des intensités.

Les intensités en général, se mesurent en intercalant le milliampèremètre en série dans le circuit à mesurer.

Le branchement est classique et représenté par le croquis de la figure 26-8, qui montre la façon de mesurer le courant anodique d'une préamplificatrice B.F. L'inconvénient de ce genre de mesure est qu'il est nécessaire de pratiquer une coupure dans le circuit, c'est-à-dire dessouder une connexion.

Dans certains cas particuliers cette coupure peut être évitée, par exemple lorsqu'il s'agit de mesurer le courant anodique d'une lampe finale, dont la charge anodique est constituée par le primaire d'un transformateur T (fig. 26-9). En effet, la résistance

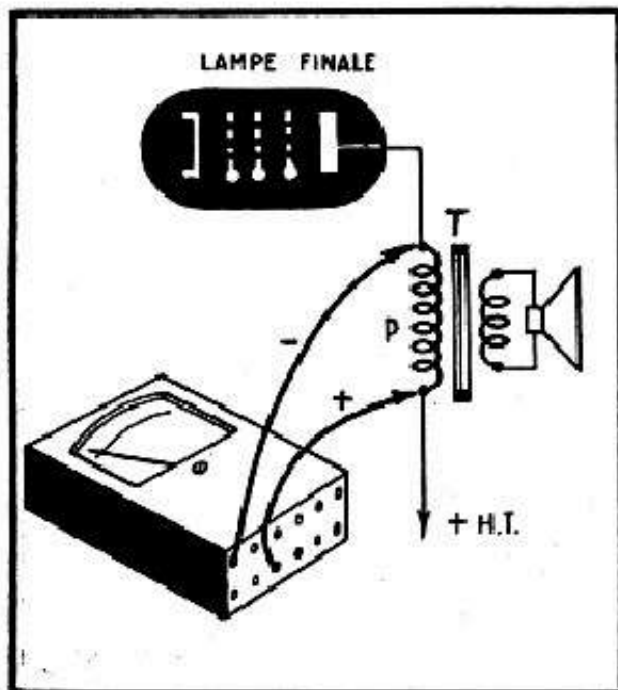


Fig. 26-9. — Dans le cas particulier d'une lampe finale, le milliampèremètre peut être connecté en parallèle sur le primaire.

de ce primaire P est de l'ordre de 150 à 300 ohms, le plus souvent, et le courant qui y circule varie entre 30 et 45 mA suivant le type de la lampe. Si nous utilisons la sensibilité 75 mA de notre contrôleur, nous shuntons le primaire par une résistance très faible, en général de 2 à 4 ohms, en tous cas négligeable vis-à-vis de la résistance de ce primaire. Par conséquent, la quasi-totalité du courant passera par le milliampèremètre qui nous indiquera donc le courant anodique de la lampe.

N'oublions pas non plus que la mesure du courant nous permet, dans le cas des préamplificatrices B. F., de calculer la tension réelle appliquée à la plaque ou à l'écran. En reprenant la figure 26-8, nous voyons que la tension en A sera égale à la haute tension moins le produit Ri , i étant exprimé en ampère si R est en ohms, ou en milliampères si on préfère exprimer R en kilohms, cette dernière façon étant souvent plus commode.

Par exemple, si $R = 200\,000$ ohms ou $200\text{ k}\Omega$ et $i = 0,0006$ A ou $0,6\text{ mA}$, la haute tension étant de 250 volts, nous avons

$$\text{Tension en A} = 250 - (200\,000 \times 0,0006) = 250 - (200 \times 0,6) = 130 \text{ volts.}$$

Quelques mots, enfin, sur l'ordre de grandeur des courants à mesurer. Pour une lampe finale, nous trouverons 30 à 45 mA pour l'anode et 3 à 5 mA pour l'écran.

Pour une préamplificatrice B. F., le courant anodique dépasse rarement 3-4 mA et descend souvent à une fraction de mA : 0,5 mA et même beaucoup moins. Quant au courant écran, il est presque toujours de beaucoup inférieur au milliampère.

MESURES SUR LES CIRCUITS À TRANSISTORS

Avant de voir les choses en détail, nous pensons qu'il est utile de récapituler sommairement les particularités des mesures sur des circuits à transistors, de façon à attirer, dès le début, l'attention du « néophyte » sur les points délicats du travail qu'il se propose d'entreprendre.

Le « plus » à la masse.

Lorsqu'on regarde le schéma d'un récepteur à transistors, on s'aperçoit que, le plus souvent, c'est le « plus » de la pile d'alimentation qui est réuni à la « masse ». Aussi bizarre que cela puisse paraître, nous avons constaté que ce détail insignifiant provoquait immédiatement la méfiance d'un grand nombre de dépanneurs mis en présence, pour la première fois, d'un récepteur à transistors. Or, il suffit de réfléchir une minute pour s'apercevoir que la polarité de la source d'alimentation n'a rien à voir avec la masse, qui est une convention purement arbitraire. En d'autres termes, il est parfaitement possible de concevoir et de réaliser un récepteur normal, à tubes électroniques, dont le + H.T. serait réuni à la masse du châssis et le « moins » isolé de ce dernier. Il ne faut pas oublier, de plus, que dans certains appareils, par exemple des oscilloscopes, c'est une solution normalement adoptée pour les circuits d'alimentation du tube cathodique.

Mesure des tensions.

Lorsqu'on se propose de mesurer les tensions d'un « transistor », il faut penser que ces tensions sont toujours faibles, de 9 volts au maximum le plus souvent, ce qui nous oblige d'utiliser une sensibilité de 15 ou de 7,5 V, suivant le cas. Or, si nous utilisons un contrôleur universel de modèle courant, sa résistance propre est généralement de quelque 10 k Ω /V, rarement plus élevée et souvent plus faible. Cela se traduit donc par une résistance de 75 k Ω ou de 150 k Ω en parallèle sur le circuit mesuré.

Disons, sans entrer dans les détails, que dans beaucoup de cas cela n'a strictement aucune importance, mais que dans d'autres cela peut se traduire par une erreur de mesure considérable et par le régime incorrect du transistor équipant l'étage correspondant.

Par exemple, la polarisation de base d'un transistor, monté à émetteur commun, est très souvent obtenue à l'aide d'un diviseur de tension tel que R₁-R₂ de la figure 27-1. Lorsqu'on veut mesurer cette polarisation, on connecte le voltmètre entre la

« masse » et le point K et on trouve une tension de quelque — 2,6 V, du moins dans le cas de la figure 1. Comme il y a intérêt à apprécier cette tension avec suffisamment d'exactitude, afin de s'assurer que le régime du transistor est normal, on a tendance à commuter le voltmètre sur une sensibilité inférieure (en tension), c'est-à-dire 7,5 ou même 3 V. La résistance propre du voltmètre se trouvera donc en parallèle sur R_2 , ce qui ne provoquera guère de perturbations dans le cas particulier de la figure 27-1, où la valeur de R_2 est suffisamment faible pour s'accommoder, sans diminuer d'une façon appréciable, d'une résistance parallèle de 75 k Ω ou même de 30 k Ω .

Mais dans beaucoup de montages de transistors H.F. et B.F., les résistances du diviseur de tension de polarisation ont une valeur beaucoup, beaucoup plus élevée. C'est ainsi que, dans un étage préamplificateur B.F. équipé d'un 965 T 1, on trouve $R_2 = 39$ k Ω et $R_3 = 82$ k Ω , pour une tension à la base de — 2 V. Si le voltmètre est connecté alors en parallèle sur R_2 , avec une résistance propre que l'on suppose être de 30 k Ω , la valeur résultante de la résistance entre le point K et la masse sera de

$$\frac{39 \cdot 30}{39 + 30} = 17 \text{ k}\Omega.$$

et la tension à la base s'établira aux environs de — 1,2 V, valeur que, bien entendu, on lira sur le cadran du voltmètre. Si, après cela, on mesure la tension à l'émetteur, c'est-à-dire au point J de la figure 27-1, on trouvera, par exemple, — 1,8 volt. Comme on sait que, dans le montage ci-dessus, la base doit être *négative* par rapport à l'émetteur de quelque 0,2 V, on conclura à une anomalie là où tout est normal... sauf la résistance propre du voltmètre.

Remarquons en passant que la tension en J sera mesurée sans aucune erreur dans pratiquement tous les cas, car la résistance R_4 est toujours faible, inférieure à 1000 Ω le plus souvent.

Donc, pour éviter des erreurs et des incertitudes, utilisez un voltmètre électronique, dont la résistance propre est de 10 à 11 M Ω sur *toutes les sensibilités*.

Mesure des intensités.

De nombreuses anomalies d'un montage à transistors peuvent être décelées par la mesure des intensités : courant de collecteur ou courant d'émetteur. Cependant, cette mesure, que tout technicien considère avec la plus grande confiance, cache un piège de taille : la résistance propre du milliampèremètre.

Lorsqu'il s'agit de dépanner un récepteur à tubes électroniques ou un téléviseur, personne ne parle de cette résistance, car elle n'a strictement aucune importance. A tel point que de très nombreux constructeurs de contrôleurs universels n'indiquent même pas cette résistance, que l'on exprime d'ailleurs, pour simplifier, en chute de tension, valeur uniforme pour toutes les sensibilités.

Donc, lorsque vous voyez, dans une notice, l'indication d'apparence inoffensive : « Chute de tension : x V », réfléchissez à ce que cela veut dire et, surtout, à ce que cela peut donner dans le cas d'un récepteur à transistors.

Cela veut dire, tout d'abord, que le contrôleur commuté en milliampèremètre et introduit, en série, dans un circuit dont on veut vérifier l'intensité présentera, à ses bornes, une chute de tension de x volt à *pleine déviation*, et cela quelle que soit la sensibilité choisie.

Or, ce nombre fatidique x est malheureusement toujours assez élevé dans les contrôleurs, à cause du principe même de ces appareils et, notamment, à cause de l'emploi du shunt dit universel. Pour être plus précis, disons que des contrôleurs de marques très

connues « affichent » une chute de tension de 1,2 à 1,5 V, et que nous ne croyons pas en avoir vu « chutant » moins de 0,5 V.

Cela veut dire donc que si nous introduisons un tel milliampèremètre, ne serait-ce que dans le circuit d'alimentation générale du schéma de la figure 27-1, c'est-à-dire au point A ou, ce qui revient au même, en parallèle sur l'interrupteur « Int. » ouvert, nous pouvons avoir à la sortie, par exemple, $9 - 1,5 = 7,5$ V seulement, dans un

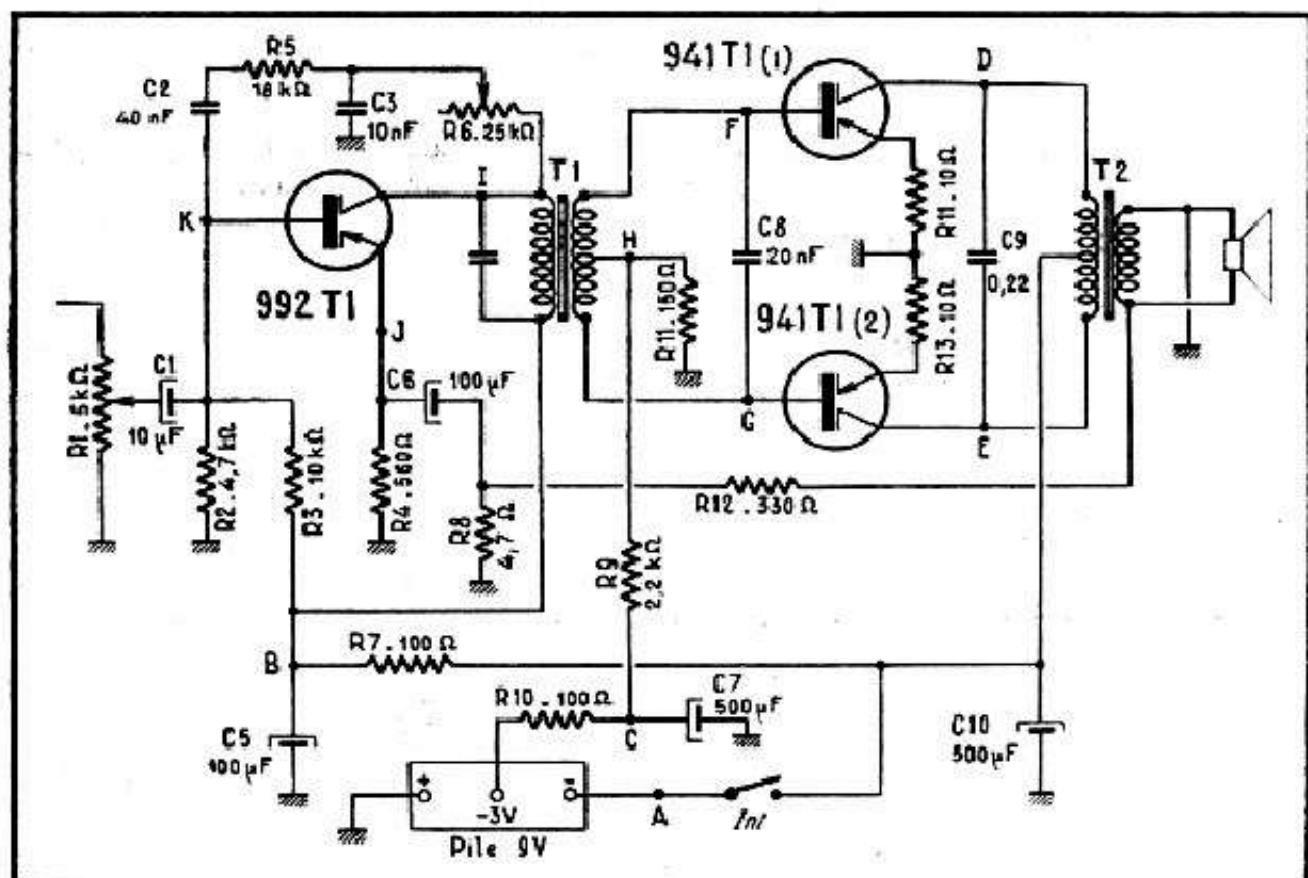


Fig. 27-1. — Schéma classique d'un amplificateur B.F. à transistors.

cas défavorable. Autrement dit, l'ensemble du récepteur se trouve alimenté sous 7,5 V seulement, et l'intensité indiquée par le milliampèremètre correspondra à ce régime « sous-alimenté ».

En l'absence de tout renseignement sur la chute de tension d'un milliampèremètre, on peut mesurer sa résistance propre, en réalisant l'un des montages de la figure 27-2.

Dans le montage de la figure 27-2a, on utilise une source de tension de 2 V tout au plus (un élément d'accumulateur, par exemple) et un potentiomètre bobiné R_1 de 10 à 20 Ω , pouvant supporter une intensité de l'ordre de 250 mA. L'appareil M, dont on veut mesurer la résistance propre r (qui peut être soit un milliampèremètre séparé, soit un contrôleur universel sur une sensibilité aussi élevée que possible : 1 mA ou même moins), est branché en série avec une résistance R_2 de valeur connue, mais relativement faible : 300 à 500 Ω suivant la sensibilité de M. On commence par placer le curseur de R_1 tout à fait en bas et par court-circuiter R_2 , après quoi on ajuste R_1 de façon à obtenir la déviation complète de M, soit un courant I_1 . Sans toucher au réglage de

R_1 , on enlève le court-circuit de R_2 et on note la nouvelle valeur de l'intensité à travers M , soit I_2 . La résistance r sera alors

$$r = \frac{I_2 R_2}{I_1 - I_2}$$

Par exemple, si nous avons $I_1 = 10 \text{ mA}$ ($0,01 \text{ A}$) et $I_2 = 2 \text{ mA}$ ($0,002 \text{ A}$) avec $R_2 = 500 \Omega$, la valeur de r sera

$$r = \frac{2 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^2}{8 \cdot 10^{-3}} = \frac{1000}{8} = 125 \Omega.$$

Or, une résistance de 125Ω traversée par un courant de 10 mA correspond à une chute de tension de $1,25 \text{ V}$. C'est excessif pour un récepteur à transistors.

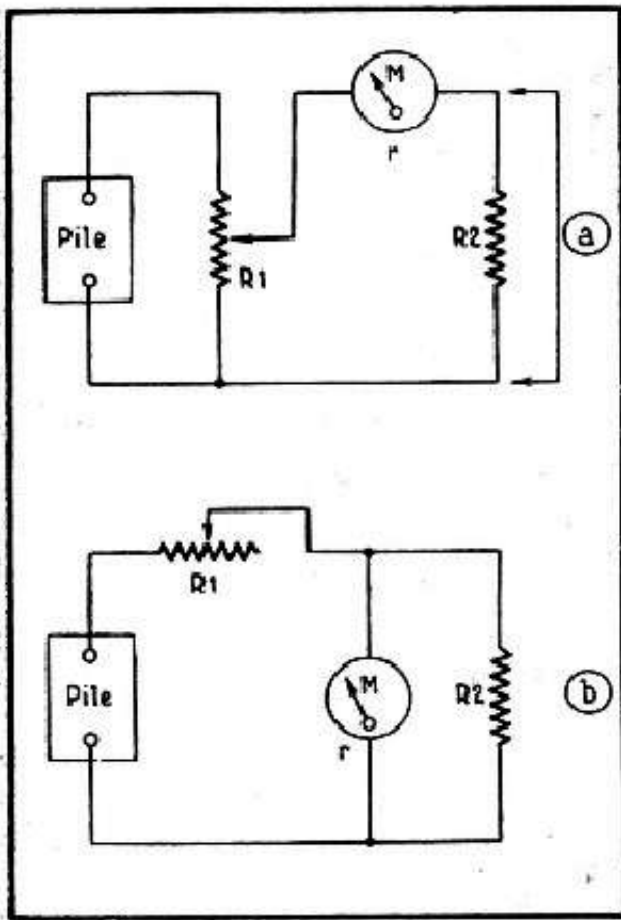


Fig. 27-2. — Montages à réaliser pour la mesure de la résistance propre d'un milliampèremètre.

Dans le montage de la figure 27-2b, on fait appel à une source de tension quelconque ($4,5 \text{ V}$, par exemple) et à une résistance série variable R_1 , dont la valeur doit être plusieurs fois supérieure à la valeur que l'on s'attend à trouver pour r . En parallèle sur M se trouve branchée une résistance du même ordre de grandeur que r , que l'on déconnecte, pour commencer. On règle alors R_1 de façon à obtenir la déviation complète de M et on note l'intensité correspondante I_1 . On reconnecte ensuite R_2 et on lit une nouvelle valeur du courant, soit I_2 . La résistance propre de M sera

$$r = R_2 \frac{I_1 - I_2}{I_2}$$

Dans le cas particulier où $I_2 = 0,5 I_1$, c'est-à-dire où la déviation avec R_2 en circuit est égale exactement à la moitié de la déviation totale, on a évidemment, pour les deux schémas, $r = R_2$.

Disons, pour en terminer avec la mesure des intensités, que des milliampèremètres ou microampèremètres séparés ont, d'une façon générale, une résistance propre nettement inférieure à celle des contrôleurs universels, à sensibilité égale. C'est ainsi que la chute de tension d'un appareil de 500 μA représente en moyenne 100 mV (0,1 V), tandis qu'un milliampèremètre de 10 mA peut descendre à 20 mV. Ces chiffres sont assez courants, mais certains constructeurs font encore beaucoup mieux.

Toujours est-il que, pour mesurer les intensités dans un récepteur à transistors, le mieux serait de se procurer ou de se construire un milliampèremètre à 3 ou 4 sensibilités (1 - 5 - 25 - 100 mA, par exemple), mais sans shunt universel.

Mesure des résistances.

La mesure des résistances, lors du dépannage d'un appareil à transistors, peut nous fournir des renseignements précieux, mais un certain nombre de précautions sont à prendre.

Tout d'abord, il faut faire très attention à l'ohmmètre que l'on se propose d'utiliser, car certains appareils, faisant parfois partie d'un contrôleur universel, fonctionnent avec des tensions dépassant 20 V, sur certaines gammes du moins, ce qui exclut leur emploi dans un appareil à transistors.

Ensuite, lorsqu'on opère sur un récepteur dont les transistors sont en place, il faut faire attention à la polarité des pointes de touche de l'ohmmètre. Et même si nous avons affaire à un récepteur dont les transistors sont enlevés, il est prudent de ménager les électrochimiques, dont la tension de service est généralement de quelque 12 V seulement.

Nous reviendrons, d'ailleurs, en détail sur la question de la mesure des résistances et des vérifications à l'aide d'un ohmmètre, au fur et à mesure de tout ce que nous nous proposons d'exposer sur le dépannage des récepteurs à transistors.



VÉRIFICATIONS PRÉLIMINAIRES D'UN RÉCEPTEUR EN PANNE MESURE DU DÉBIT-SECTEUR SIGNIFICATION D'UN DÉBIT TROP ÉLEVÉ, TROP FAIBLE OU NUL

Maintenant que nous connaissons la constitution d'un amplificateur B. F. simple (ou la partie B. F. d'un récepteur, ce qui revient au même), et que nous avons quelques notions sur son fonctionnement, nous pouvons entreprendre la vérification et le dépannage d'un ensemble alimentation-B. F., aussi bien en alternatif qu'en « tous-courants », ce qui nous donnera l'occasion de récapituler un peu tout ce que nous avons dit au sujet de l'alimentation.

Précisons, cependant, que la vérification ne portera, pour l'instant, que sur le fonctionnement « statique », pour ainsi dire, de l'appareil. Autrement dit, nous chercherons à savoir si les différentes tensions d'alimentation et, éventuellement, les intensités, sont normales, si les lampes sont correctement polarisées, si certaines résistances ne chauffent pas exagérément, si les condensateurs de liaison n'ont pas de fuites, etc.

D'ailleurs la plupart des « pannes » s'imbriquent les unes dans les autres : une tension anormale fait découvrir un courant trop élevé, lui-même provoqué par une polarisation incorrecte, dont la cause peut être, par exemple, une fuite dans un condensateur de liaison.

Comment aborder un poste en panne.

Le défaut le plus courant chez le dépanneur-débutant est l'absence de méthode : il ne sait pas « par quel bout commencer », et perd de précieuses minutes en des tâtonnements au hasard. Pendant ce temps, le transformateur d'alimentation, s'il s'agit d'un court-circuit grave, finit par « griller » complètement, et lorsqu'une fumée plus ou moins épaisse commence à sortir du châssis il est beaucoup trop tard pour y remédier.

Imposons-nous donc, une fois pour toutes, un certain nombre de vérifications et opérations préliminaires :

a. — Vérification du débit secteur.

b. — Un coup d'œil sur le récepteur pour déterminer les grandes lignes de son montage : alternatif ou tous-courants, nombre et type de lampes, etc. Cela nous permettra de porter un jugement sur la mesure du débit et de décider si ce dernier est normal, trop élevé ou trop faible.

c. — Un croquis des culots de toutes les lampes du récepteur (dans le cas où nous ne les connaissons pas). Ce petit travail sera fait d'après une documentation quelconque ou un « Lexique Officiel des Lampes Radio » et présentera un double avantage : nous faciliter les mesures que nous aurons à effectuer sur le récepteur ; nous faire entrer dans la mémoire les culots que nous ne connaissons pas. Point n'est besoin

de soigner le dessin et un griffonnage au crayon suffit amplement. Mais pour les débutants c'est une excellente habitude à prendre.

Ne parlons pas des « pannes » apparentes immédiatement, telles que cordon secteur arraché, lampe cassée, etc.

Vérification du débit-secteur.

Nous ne nous lasserons jamais de répéter qu'un ampèremètre alternatif, branché en série avec le récepteur examiné devrait faire partie de tout établi de dépannage, car ses indications nous permettront, souvent, de déterminer immédiatement la nature de la panne, et nous éviteront des catastrophes telles que valves claquées ou transformateurs grillés.

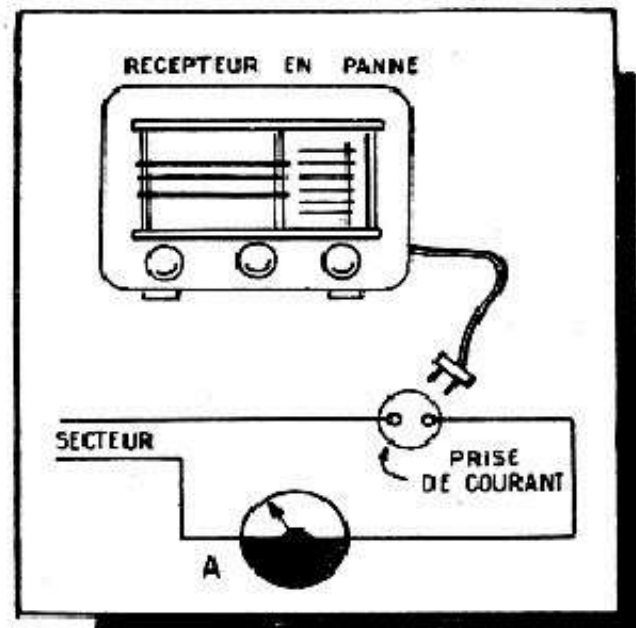
COURANT NORMAL.

Un récepteur alternatif ou « tous-courants » demande au secteur, sur lequel il est branché, un certain débit, un certain courant. Si nous intercalons un ampèremètre dans le circuit de la prise qui alimente ce récepteur (fig. 28-1), nous constaterons, à la mise en marche de l'appareil, les phénomènes suivants :

L'aiguille de l'ampèremètre bondit, puis revient à une valeur assez faible, par exemple 0,3 à 0,4 ampère (300 à 400 mA).

Au bout de quelques secondes, l'aiguille commence à monter doucement, pour se stabiliser, après 20 à 40 secondes (le temps nécessaire aux lampes du récepteur pour

Fig. 28-1. — Pour mesurer la consommation d'un récepteur, on intercale un ampèremètre en série avec la prise de courant.



« chauffer »), à 0,6-0,7 ampère, par exemple. Ce dernier chiffre constituera la consommation normale du récepteur en courant du secteur, et ne pourra varier, en plus ou en moins, que si la tension du secteur varie ou s'il se produit, à l'intérieur du récepteur, une panne quelconque, entraînant l'augmentation ou la diminution du courant secondaire H. T. ou de chauffage.

Disons pour commencer et pour fixer les idées que :

La consommation normale d'un récepteur alternatif à 4, 5 ou 6 lampes est de l'ordre de 0,5 à 0,6 ampère, la tension du secteur étant de 110 volts et le distributeur des tensions du transformateur étant placé sur la tension correspondante.

La consommation normale d'un récepteur tous-courants est la même quelle que soit la tension du secteur (à condition, bien entendu, que le récepteur soit commuté pour la tension correspondante), et représente la somme des courants suivants :

a. — Courant normal de chauffage des lampes utilisées (0,1 ampère pour les « Rimlocks » ; 0,15 ampère pour les américaines miniatures, etc.) ;

b. — Courant H.T. du récepteur, généralement de 50 à 60 mA pour un poste normal à 5 lampes,

c. — Eventuellement, courant du circuit des ampoules de cadran (en général 0,1 ampère) lorsque ces dernières sont alimentées par un circuit séparé.

Par exemple, un « tous-courants » équipé de lampes « Rimlock », avec une UL41 comme lampe finale, ayant ses ampoules alimentées séparément, consommera, si la tension du secteur est bien adaptée, environ $0,1 + 0,06 + 0,1 = 0,26$ ampère.

Si le H.P. d'un tous-courants est à excitation, cette dernière se fait, presque toujours, en parallèle, et le courant correspondant (environ 40 mA) s'ajoute à la consommation H.T. du récepteur.

VARIATIONS DU DEBIT-SECTEUR EN FONCTION DE LA TENSION DU SECTEUR.

Il peut être intéressant de voir comment varie le courant consommé, soit en fonction de la tension du secteur, soit en fonction de la position du cavalier-fusible sur le transformateur.

Le tableau (28-1) nous donne les chiffres relevés sur un récepteur à 3 lampes et une valve, H.P. à excitation, transformateur d'alimentation M.C.B. type S50.

Ce tableau illustre d'une façon particulièrement frappante les dangers des surtensions du secteur. Nous voyons que la consommation passe de 0,59 à 1,1 ampère lorsque la tension du secteur monte de 110 à 150 volts, le fusible du transformateur étant sur 110 volts. Il est évident que bien peu de transformateurs peuvent résister à un tel courant.

Tableau 28-1. — VARIATION DU DEBIT-SECTEUR (EN AMPERE) EN FONCTION DE LA TENSION DU SECTEUR ET SUIVANT LA POSITION DU CAVALIER-FUSIBLE

Tension secteur	Position du cavalier-fusible			
	110	130	220	240
90	0,45	0,3	0,1	0,08
100	0,5	0,36	0,12	0,1
110	0,59	0,41	0,13	0,11
120	0,68	0,46	0,14	0,12
130	0,8	0,51	0,15	0,13
140	0,95	0,58	0,165	0,14
150	1,1	0,64	0,175	0,15

On voit, également, l'utilité d'avoir un voltmètre indiquant constamment la tension du secteur, afin de pouvoir juger si une certaine consommation est normale ou non, surtout si l'on se trouve dans une région où les variations du secteur sont fréquentes.

En ce qui concerne les récepteurs tous-courants, leur consommation varie aussi assez fortement lorsque la tension du secteur varie. Par exemple, si la consommation normale d'un poste est de 0,25 ampère sous 110 volts, ce courant variera entre 0,21 et 0,29 ampère lorsque la tension du secteur passe de 100 à 125 volts.

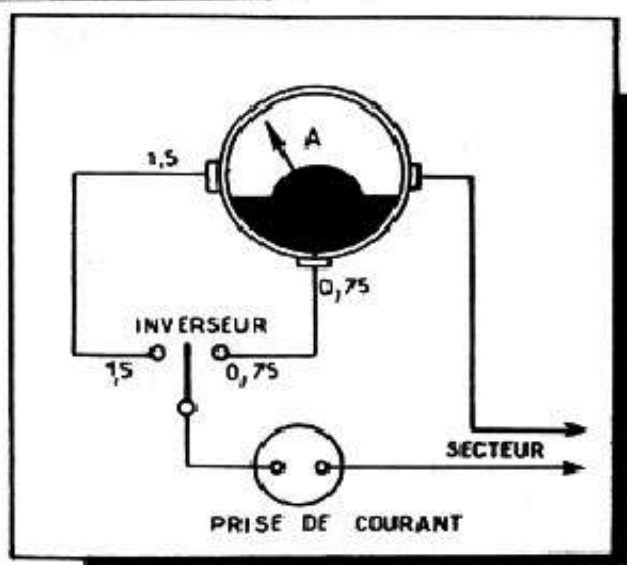
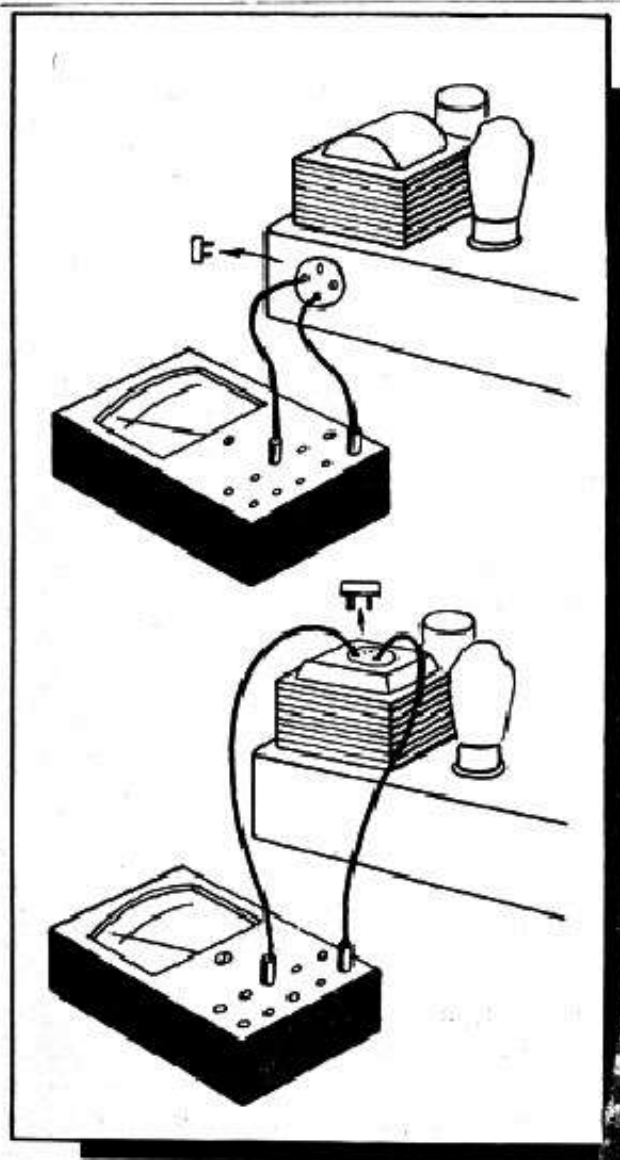


Fig. 28-3. — Pour mesurer commodément les différentes intensités que nous pouvons rencontrer dans la pratique, il est bon d'utiliser un ampèremètre à deux sensibilités, commutable comme l'indique le schéma ci-dessus.

Fig. 28-2 (ci-contre). — On peut brancher l'ampèremètre soit à la place du cavalier fusible à l'arrière du châssis (en haut), soit à la place du cavalier fusible sur le transformateur (en bas).

Certains constructeurs de postes indiquent, dans leurs notices de dépannage, la consommation normale en watts. Pour avoir la consommation normale en ampères, il suffit de diviser ce chiffre par la tension du secteur.

Par exemple, si la consommation en watts indiquée est de 66 watts, nous aurons :

Pour 110 volts : $66/110 = 0,6$ ampère ;

Pour 130 volts : $66/130 = 0,507$ ampère ;

Pour 220 volts : $66/220 = 0,3$ ampère.

COMMENT EFFECTUER LA MESURE.

AMPÈREMÈTRE A UTILISER.

Le plus simple est évidemment d'installer un ampèremètre branché en permanence en série avec la prise de courant qui alimente les récepteurs en essai.

Lorsqu'une telle installation n'existe pas, on branchera un contrôleur universel, commuté en ampèremètre alternatif sur la sensibilité convenable, à la place du cavalier-fusible, soit à l'arrière du récepteur, soit sur le dessus du transformateur d'alimentation (fig. 28-2a et 28-2b).

En ce qui concerne l'ampèremètre, s'il s'agit d'un appareil de tableau, installé en permanence, nous choisirons autant que possible un modèle dit « électromagnétique », de grand diamètre (100 à 150 mm) et à double sensibilité, par exemple 0,75 et

1,5 ampère. On passera de l'une à l'autre à l'aide d'un inverseur et le montage à réaliser sera celui de la figure 28-3. L'inverseur sera mis sur la position 1,5 A lorsqu'on met en marche un récepteur dont la panne est inconnue. Si la consommation est normale ou trop faible, on passera sur la position 0,75 A.

Comme nous venons de le dire, nous pouvons également nous servir de la sensibilité 1,5 A ou 300 mA (en alternatif) de notre contrôleur universel, mais sur 1,5 A la lecture est peu précise lorsque le courant est de l'ordre de 0,5 A, tandis que sur 300 mA nous n'avons pas suffisamment de marge pour la plupart des récepteurs normaux. Mais il vaut encore mieux faire une mesure peu précise que de ne pas en faire du tout.

CE QUE PEUT DECELER LA MESURE DE LA CONSOMMATION DU SECTEUR.

Le schéma de la figure 28-4 nous facilitera la compréhension des quelques indications qui vont suivre. C'est un schéma « omnibus », en ce sens qu'il représente l'alimentation et l'amplificateur B.F. se rapportant soit à un récepteur alternatif, soit à un « tous-courants ». La seule différence entre ces deux systèmes est, en effet, la partie redressement et chauffage des filaments ; le reste du schéma est identique dans les deux cas, sans tenir compte évidemment, de la valeur de certains éléments, de la haute tension et des lampes utilisées.

Cas d'un « alternatif ».

CONSOMMATION TROP ELEVÉE.

Dans les deux cas, la consommation normale est indiquée, en ampère, par des chiffres placés dans un rectangle : 0,15 A pour le « tous-courants » ; 0,54 A pour « l'alternatif ». En ce qui concerne ce dernier, cette consommation peut varier assez sensiblement suivant la qualité du transformateur d'alimentation employé, mais doit être considérée comme anormalement élevée si elle dépasse 1 ampère, et cela quelles que soient les lampes équipant l'appareil (à moins qu'il ne s'agisse d'un gros récepteur push-pull à 10 ou 12 lampes !).

1. — Si la consommation est beaucoup trop élevée, atteignant et dépassant 1 ampère, il faut couper immédiatement le courant, car cela dénote un court-circuit grave, le plus souvent un claquage du premier électrochimique de filtrage (C_1), parfois un court-circuit dans la valve (GZ40 ou autre), dans l'un des secondaires ou dans le primaire du transformateur d'alimentation T_1 .

Retirer la valve GZ40 et répéter l'essai. Si la consommation redevient normale (elle sera même nettement inférieure à la normale, à cause de l'absence de la haute tension : de l'ordre de 0,25 à 0,3 A dans le cas de la figure 28-4, dessouder le condensateur C_1 , remettre la valve et répéter la mesure. Si la consommation semble normale, aucun doute possible c'est le condensateur C_1 qui est claqué et il faut le changer.

Si, après avoir retiré la valve, nous constatons que la consommation est toujours beaucoup trop élevée, retirer toutes les lampes de l'appareil, y compris les ampoules de cadran, et répéter la mesure. La consommation redevenant faible, chercher la lampe ou l'ampoule de cadran défectueuse (probablement court-circuit du filament).

Enfin, si la consommation reste, malgré tout, trop élevée, voir attentivement s'il n'existe pas un court-circuit accidentel, par la soudure qui a coulé, par exemple, entre l'une des plaques de la valve et la masse, dans le circuit de chauffage des lampes ou dans celui des ampoules de cadran. A noter que ce dernier est assez fréquent dans les supports de ces ampoules.

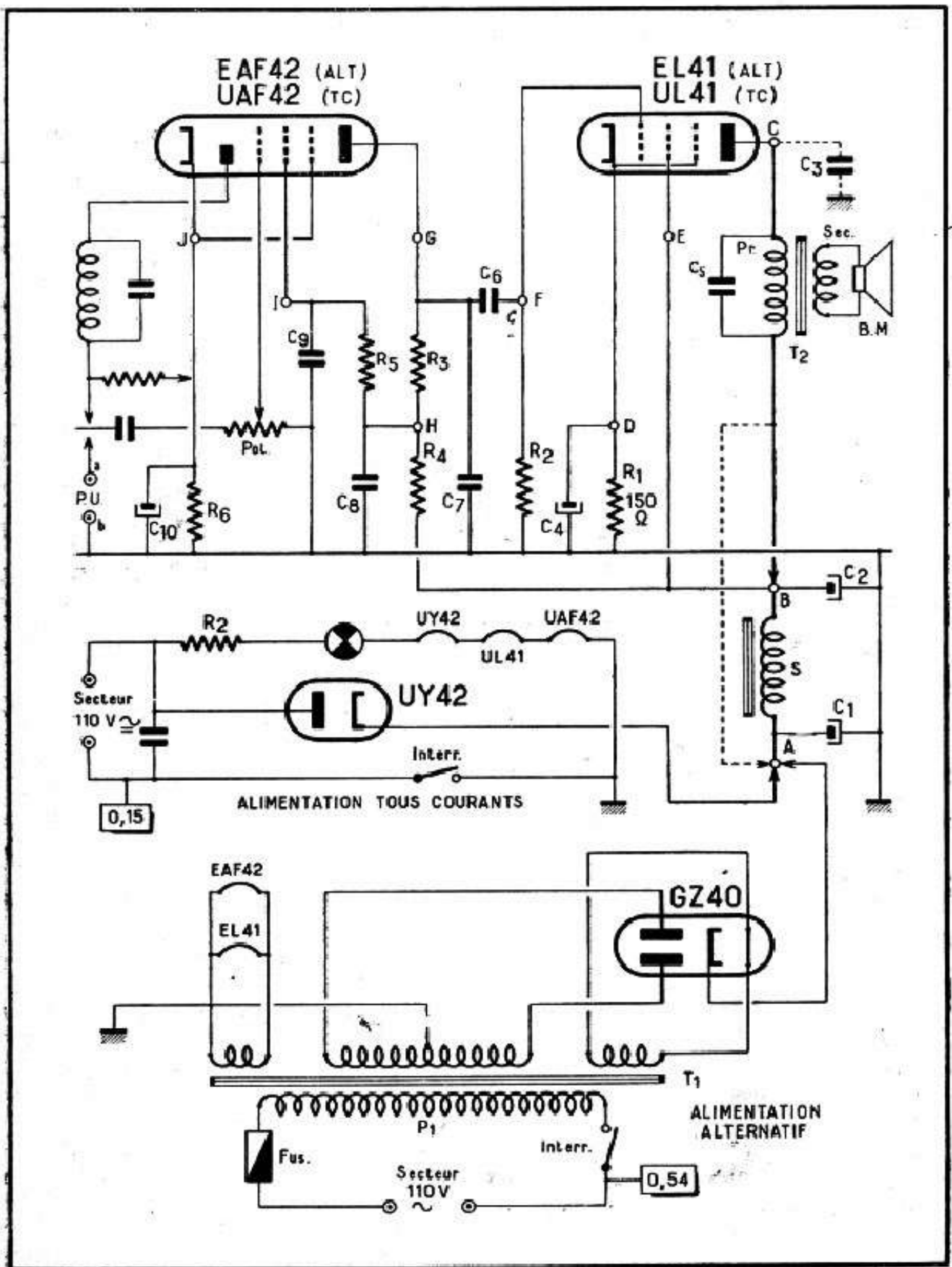


Fig. 28-4. — Points où l'on doit effectuer les mesures des tensions de la partie B.F. d'un récepteur alternatif ou tous-courants.

Dans le cas où aucun court-circuit n'est visible ou décelable, dessouder toutes les connexions aboutissant au transformateur (sauf celles du secteur, bien entendu) et mesurer la consommation de ce dernier « à vide ». Cette consommation est très variable suivant la provenance du transformateur, mais doit être considérée comme anormalement élevée si elle dépasse 350 mA, ce qui indiquerait un court-circuit interne, entre spires. Il ne reste plus qu'à changer le transformateur.

2. — Si la consommation est trop élevée, supérieure de 50 % à la normale environ, ne pas s'attarder à tâtonner à droite et à gauche, mais faire rapidement les mesures suivantes :

a. — La haute tension entre B et la masse (+ H.T. après filtrage). Si elle est nulle, dessouder C_2 (deuxième condensateur de filtrage) et mesurer à nouveau. Si la haute tension redevient normale, C_2 est claqué et il faut le changer.

b. — La haute tension entre C et la masse (plaque de la lampe finale). En effet, il existe parfois un condensateur dit de découplage, tel que C_3 , placé entre la plaque et la masse. S'il claque, il se produit un court-circuit franc entre la plaque et la masse et l'effet est à peu près le même que si C_2 était en court-circuit. La tension en C est évidemment nulle et en B très faible : 10 à 30 volts.

Dans les deux cas ci-dessus, le courant primaire, dans les conditions de la figure 28-4, sera de 0,75 à 0,8 ampère environ.

CONSOMMATION TROP FAIBLE.

Toujours dans le cas d'un « alternatif », voici les quelques pannes qui peuvent se produire :

1. — La haute tension en A est nulle. Par conséquent, la valve n'en fournit pas et cela peut se produire lorsque cette valve est complètement usée, « pompée », ou que son filament se trouve coupé.

2. — La haute tension est trop élevée en A et nulle en B. Conclusion immédiate : c'est l'élément de filtrage S qui est coupé (inductance de filtrage, bobine d'excitation du H. P. ou simple résistance). Lorsque S est constitué par la bobine d'excitation du H. P., nous devons avoir, normalement, les tensions suivantes :

370 à 340 volts en A ;
260 à 240 volts en B

Lorsque S est une inductance de filtrage nous devons trouver, à peu près :

290 à 270 volts en A ;
260 à 240 volts en B.

A noter que l'effet est le même s'il s'agit d'une connexion reliant S au reste du montage coupée ou dessoudée. Toujours est-il que la coupure du circuit de filtrage provoque une élévation de la haute tension en A qui, suivant la nature de S, peut dépasser 450 volts (S-excitation) ou 300 volts (S-inductance de filtrage).

3. — La haute tension est trop élevée aussi bien en A qu'en B. Mesurer alors la tension en D (cathode de la lampe finale). Si cette tension est nulle, c'est que la lampe finale ne « débite » plus, par suite de l'usure, de la coupure de son filament ou, en général, parce que son filament n'est pas chauffé : mauvais contact dans le support ou coupure du circuit de chauffage.

Au contraire, si la tension en D est trop élevée, c'est la résistance R_1 qui est probablement coupée, ce qui supprime également le débit cathodique de la lampe. Dans ce cas, la tension en D atteint généralement 40 à 50 volts.

Plus rare est le cas où la tension beaucoup trop élevée en D est due à la valeur incorrecte (trop élevée) de la résistance R_1 . Il est cependant prudent de vérifier à

l'ohmmètre cette dernière : le fait qu'elle est marquée 150 ou 170 ohms ne garantit nullement cette valeur, du moins lorsqu'il s'agit d'un récepteur neuf, qui n'a jamais fonctionné. Nous avons déjà vu des résistances marquées 3000 ohms et qui en faisaient 30 000.

Pour fixer les idées, voici quelques chiffres relevés sur un récepteur dont la consommation normale est de 0,48 ampère :

Valve « morte » (filament coupé) : 0,2 A ;

Bobine d'excitation coupée : 0,28 A ;

Lampe finale « morte » : 0,35 A ;

Résistance cathode de la lampe finale coupée : 0,37 A.

A noter que toutes ces pannes provoquent l'arrêt total de toute réception. Autrement dit, le récepteur est « muet », comme on dit.

CONSOMMATION NULLE.

Lorsqu'il s'agit d'un récepteur alternatif, le débit nul ne peut signifier qu'une coupure du circuit primaire du transformateur d'alimentation : cordon secteur coupé ; interrupteur du potentiomètre qui ne fonctionne pas ; fusible coupé (vérifier de nouveau le débit après l'avoir remplacé) ; plus rarement, coupure du primaire P_1 lui-même. Tous ces points sont à vérifier.

Cas d'un tous-courants.

CONSOMMATION TROP ELEVEE.

Nous n'envisagerons pas le cas du premier électrochimique de filtrage claqué, car, si cela se produit, les connexions-fusibles des cathodes (ou de la cathode) de la valve sautent presque instantanément et il n'y a plus de haute tension, ce qui a pour effet de diminuer la consommation.

1. — Si la consommation est, à peu près, le double de la normale, ne pas trop insister, car la valve risque de ne pas résister longtemps à ce traitement. Il s'agit, presque toujours, du deuxième électrochimique de filtrage (C_2) claqué, ou encore du condensateur C_3 en court-circuit. La tension en B et en C, normalement de 110 à 90 volts, est évidemment nulle, et la tension en A, normalement supérieure de 20 volts environ à celle en B, est beaucoup trop faible.

2. — Si la consommation est de 50 % environ supérieure à la normale, voir si toutes les lampes semblent s'allumer normalement. En effet, si l'un des filaments, surtout celui de la valve UY42 ou de la lampe finale UL41 se met en court-circuit, les autres filaments sont soumis à une surtension importante et brillent d'un vif éclat, tandis que la lampe dont le filament est en court-circuit reste « éteinte ». Vérifier la résistance ohmique, à froid, des différents filaments si l'on croit avoir affaire à une telle panne.

A titre d'indication, le court-circuit du filament d'une CBL6 dans un récepteur dont la consommation normale est de 0,25 ampère fait passer cette consommation à 0,38 ampère.

3. — Si la consommation est de 20 à 25 % supérieure à la normale, ce qui veut dire qu'au lieu de 0,15 A de la figure 28-4 nous trouvons 0,18 à 0,19 A. Assez souvent ce débit exagéré est occasionné par l'absence de polarisation sur la grille de la lampe finale, soit par un court-circuit du condensateur C_1 , soit par un court-circuit accidentel entre la cathode et la masse. Bien entendu, lorsque le mode de polarisation est différent de celui de la figure 28-4, l'absence de polarisation peut être due à une autre cause.

CONSUMMATION TROP FAIBLE.

Quelques mesures et vérifications supplémentaires nous permettront de trouver la cause d'une consommation trop faible.

1. — *La haute tension en A (avant filtrage) est nulle.* Le plus souvent il s'agit de la valve défectueuse, mais, parfois, lorsqu'il existe une résistance de protection R (fig. 28-5) entre le secteur et la plaque (ou les plaques) de la valve, l'absence de la haute tension est due à la coupure de cette résistance. *Recommandation très importante : ne jamais remplacer la valve avant d'avoir vérifié l'état des électrochimiques de filtrage, car la mort de la valve peut avoir été occasionnée par le claquage de C_1 , et si vous mettez une valve neuve sans avoir remplacé C_1 elle rendra l'âme en quelques secondes.*

2. — *On constate que les lampes du récepteur restent « éteintes », mais que les ampoules du cadran s'allument.* La consommation est faible : 0,15 à 0,1 A ou même moins, quel que soit le type du récepteur. Il est à peu près certain que le filament de l'une des lampes est coupé et que les ampoules du cadran sont alimentées par un circuit séparé. Vérifier dans ce sens et remplacer la lampe défectueuse.

3. — *Tension trop élevée en A (130 à 150 volts au lieu de 110 à 130 volts) et en B (presque la même qu'en A).* Par contre, on trouve une tension nulle en D (cathode

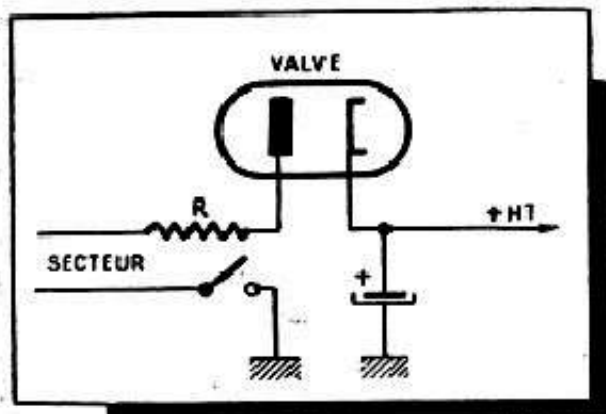


Fig. 28-5 (ci-dessus). — La résistance de protection R d'une valve tous-courants peut être « grillée ».

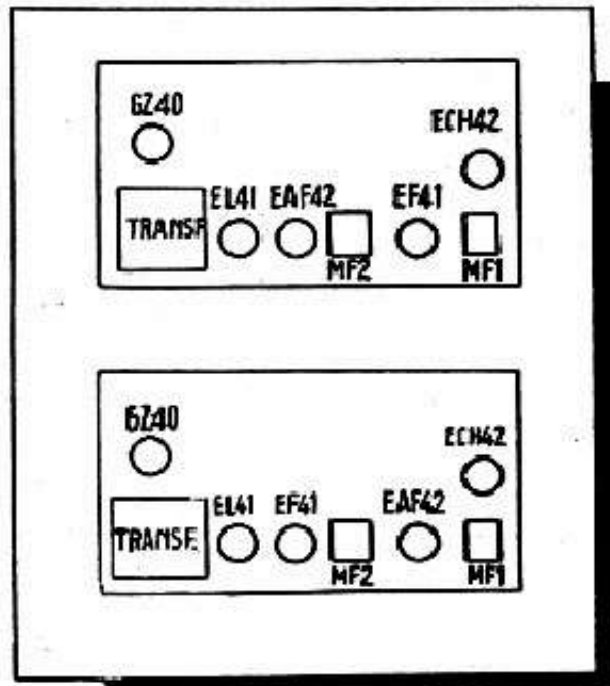


Fig. 28-6 (ci-contre). — L'intervention des lampes sur un châssis est chose fréquente.

de la lampe finale). Nous avons déjà vu ce cas à propos des récepteurs alternatifs : lampe finale (UL41 de la figure 28-4) complètement usée. Si la tension en D est, au contraire, trop élevée (40 à 50 volts) il s'agit d'une coupure de la résistance R_1 .

CONSUMMATION NULLE.

Presque toujours c'est l'un des filaments qui est coupé, ce qui interrompt le circuit de chauffage (filaments en série) et provoque l'arrêt du récepteur.

Parfois, lorsque l'ampoule de cadran est montée en série avec tous les filaments (fig. 28-4) sans être shuntée par une résistance, son « claquage » coupe le circuit de chauffage.

D'autres causes sont encore possibles : coupure de la résistance série des filaments (R_2) ; coupure du cordon-secteur ; interrupteur qui ne fonctionne pas.

Comme on le voit, d'après les exemples ci-dessus la mesure de la consommation-secteur nous permet, très souvent, de localiser rapidement la panne, ou, du moins avoir une idée sur sa nature.

Interversion des lampes.

Un examen rapide et superficiel nous indiquera immédiatement si nous sommes en présence d'un « alternatif » ou d'un « tous-courants », mais nous conseillons toujours d'y regarder de plus près, pour voir si toutes les lampes sont correctement disposées, car leur interversion est une chose beaucoup plus fréquente que l'on ne pense, surtout si l'appareil a subi déjà des tentatives de dépannage.

Certaines anomalies sautent aux yeux (une lampe finale placée entre les deux transformateurs F.I. par exemple), mais d'autres sont beaucoup plus discrètes et ne sont révélées que par un examen du câblage.

Ainsi, la figure 28-6a montre la disposition des tubes sur un récepteur classique, où la EAF42 est utilisée en détection et préamplification B. F. tandis que la EF41 travaille comme amplificatrice F.I.

Mais une autre disposition, celle de la figure 28-6b est également possible : la EAF42 est employée en détection et amplification F. I., la EF41 étant utilisée en pré-amplification B. F.

Si un tel récepteur vous tombe un jour entre les mains et que les lampes EAF42 et EF41 s'y trouvent interverties, vous mettrez un certain temps à vous en apercevoir.

Un autre « chassé-croisé » assez fréquent est celui de la 25L6 et de la 25Z6 sur un récepteur tous-courants.



VÉRIFICATION SYSTÉMATIQUE DE LA PARTIE B.F.

RÉCEPTEUR COMPLÈTEMENT MUET

La mesure du débit-secteur et, consécutivement, de quelques tensions d'alimentation, dont nous avons parlé dans le chapitre précédent, nous a permis d'éliminer un certain nombre de pannes possibles, mais il arrive souvent que le débit-secteur semble à peu près normal, la haute tension correcte, et, pourtant, le récepteur est totalement muet ou fonctionne mal.

Il devient alors nécessaire de démonter le châssis et de procéder à un certain nombre de mesures et de vérifications.

Reprenons donc notre schéma « universel » de la partie B.F. et alimentation et voyons les différents cas qui peuvent se présenter lorsque le récepteur est complètement muet.

Autrement dit, en connectant un pick-up à la prise correspondante (fig. 28-4) et en mettant au maximum le potentiomètre (Pot.) on n'entend rigoureusement rien. A défaut d'un pick-up, on peut se contenter, dans les mêmes conditions, de toucher du doigt la douille *a* de la prise P.U. Si la partie B.F. fonctionne normalement, on doit entendre un très fort ronflement dans le haut-parleur. Mesurons les tensions dans l'ordre suivant :

1. — LA HAUTE TENSION APRES FILTRAGE (POINT B).

Elle doit être de 250 volts environ dans un récepteur alternatif et de 100 à 110 volts dans un tous-courants. Nous excluons les cas où cette tension est anormale (nulle, trop faible ou trop élevée), ces derniers ayant été examinés plus haut. Dans certains récepteurs, équipés de lampes Rimlock ou Noval de la série U et comportant un auto-transformateur, la haute tension normale après filtrage est de l'ordre de 170 volts. En tenir compte.

2. — LA TENSION A LA PLAQUE DE LA LAMPE FINALE. (POINT C).

Très souvent, du moins dans les récepteurs alternatifs, le circuit plaque de la lampe finale est connecté à la haute tension après le filtrage (au point B). Si tel est le cas, on doit trouver en C une tension inférieure de 10 à 20 volts à celle précédemment trouvée en B. Si les deux tensions sont exactement les mêmes, deux hypothèses sont à faire :

Lampe finale défectueuse ne débitant aucun courant, d'où absence de chute de tension dans le primaire P du transformateur de sortie :

Court-circuit du condensateur C_5 (au cas où ce dernier existe) shuntant le primaire P du transformateur de sortie.

Dans le premier cas (lampe finale défectueuse), la haute tension après (et avant) le filtrage serait d'ailleurs trop élevée et le débit-secteur inférieur à la normale.

Dans le second cas, débrancher le condensateur C_5 . Le récepteur recommence à fonctionner (avec des accrochages, généralement). Remplacer C_5 , pour un condensateur de 5000 à 15 000 pF, si on ignore sa valeur exacte.

Lorsque nous avons affaire à un « tous-courants », le circuit anodique de la lampe finale est, très souvent, connecté à la haute tension avant filtrage (point A, connexion en pointillé sur le schéma de la figure 28-4). Il est à remarquer que l'on rencontre de plus en plus souvent des récepteurs du type « alternatif » conçus de cette façon, surtout lorsqu'on a affaire à des systèmes de filtrage du type compensé. Si tel est le cas et on s'en rend immédiatement compte en examinant le ciblage, comparer la tension en C à celle trouvée en A : il doit y avoir la même différence que ci-dessus : 10 à 20 volts.

Si on constate que la tension en C est nulle, vérifier immédiatement si le primaire P du transformateur de sortie n'est pas coupé, panne assez fréquente. Vérifier également si, d'une façon générale, le circuit anodique de la lampe finale n'est pas interrompu quelque part : connexion coupée accidentellement, mauvaise soudure, etc.

Lorsque le remplacement du transformateur de sortie T_2 s'avère nécessaire, s'inspirer, pour l'adaptation correcte des impédances, de ce que nous avons dit dans le chapitre correspondant.

D'ailleurs, il existe un signe infaillible qui permet de voir immédiatement, sans aucune mesure, que le circuit anodique de la lampe finale est coupé : la grille écran de cette lampe se trouve portée au rouge vif quelques secondes après la mise en marche de l'appareil. Ce phénomène est parfaitement visible avec toutes les lampes en verre.

Nous laissons de côté le cas, que nous avons vu plus haut, et où la tension en C est nulle par suite d'un court-circuit dans le condensateur C_3 .

3. — LA TENSION A L'ECRAN DE LA LAMPE FINALE (POINT E).

Cette mesure est, le plus souvent, une simple formalité, car l'écran étant réuni directement à la haute tension après filtrage, l'absence de tension sur cette électrode ne peut s'expliquer que par la coupure accidentelle de la connexion correspondante, mauvaise soudure, ou autre accident mécanique. Toujours est-il que la tension que l'on doit trouver en E est la même que celle en B (H.T. après filtrage), et ce quel que soit le mode d'alimentation.

4. — LA TENSION A LA CATHODE DE LA LAMPE FINALE (POINT D).

On doit y trouver, normalement, une tension positive par rapport à la masse, et égale à la polarisation de la lampe donnée. En volts positifs cette tension doit être sensiblement la même que celle indiquée dans la quatrième colonne du tableau 24 2.

Si le circuit cathodique se trouve coupé, la lampe finale est « bloquée » et le récepteur reste obstinément muet. Cependant, ce genre de panne, qui se manifeste par une tension beaucoup trop élevée en D (30 à 50 volts) est relativement rare, car la résistance de polarisation R_1 est presque toujours shuntée par un condensateur électrochimique, tel que C_4 , dont la capacité est, généralement, de 25 à 100 μ F et dont la « fuite » est suffisante pour faire fonctionner, faiblement et avec distorsion, le récepteur, même si la résistance R_1 est coupée. Il faut que le circuit cathodique soit coupé complètement quelque part pour que le récepteur s'arrête totalement.

5. — PAR ACQUIT DE CONSCIENCE MESURONS LA TENSION SUR LA GRILLE DE LA LAMPE FINALE (POINT F).

Normalement on ne doit rien y trouver, du moins avec un contrôleur universel normal, mais une surprise est toujours possible. A noter, cependant, qu'une « panne de grille » rend rarement le récepteur complètement muet et occasionne plutôt des distorsions. Cependant, si l'on trouve en F une tension positive élevée (20 volts et plus) le silence du récepteur peut s'expliquer.

Cette tension positive peut avoir trois causes :

a. — Fuite exagérée (court-circuit presque franc) du condensateur de liaison C_6 . Dans ce cas, il suffit de déconnecter la liaison en c , par exemple, pour faire disparaître la tension positive en F. Remplacer alors C_6 par un condensateur de 10 000 à 30 000 pF.

b. — Courant grille exagéré de la lampe finale, autrement dit lampe défectueuse. Ce défaut est beaucoup plus rare aujourd'hui, car la qualité des lampes offertes sur le marché est nettement meilleure que pendant la guerre, mais on le rencontre cependant avec certains types de lampes, genre 25L6, 50L6, 50B5.

c. — Court-circuit à l'intérieur de la lampe finale, mettant la grille en contact plus ou moins franc avec une électrode sous tension : écran ou plaque. Cette panne plutôt rare, a été observée par nous deux ou trois fois.

Toujours est-il que dans les cas *b* et *c* ci-dessus, le fait de remplacer la lampe finale défectueuse par une lampe bonne, fait disparaître la tension positive en F.

6. — LA TENSION A LA PLAQUE DE LA LAMPE PREAMPLIFICATRICE (POINT G).

Normalement, nous devons y trouver, avec un contrôleur universel de 10 000 ohms par volt, utilisé sur la sensibilité 300 volts, une tension de 50 à 70 volts dans le cas d'un tous-courants, et de 90 à 140 volts dans celui d'un « alternatif ».

Deux cas peuvent se présenter :

a. — La tension en G est nulle. Voir si la résistance de charge R_3 aboutit directement à la haute tension ou à une cellule de découplage telle que R_4-C_8 .

S'il existe une cellule de découplage, mesurer la tension au point H. Si elle est également nulle, débrancher d'abord C_8 et mesurer à nouveau. La tension redevenant normale (en H elle est, évidemment, beaucoup plus élevée qu'en G, inférieure de 20 à 60 volts à celle en B), en conclure que C_8 est claqué et remplacer ce condensateur. Si sa valeur exacte ne nous est pas connue, prendre 0,1 à 0,25 μ F.

Lorsque après avoir débranché C_8 on constate que la tension en H est toujours nulle, voir si R_4 n'est pas coupée et, dans l'affirmative, la remplacer (25 000 à 50 000 ohms, 1/2 watt, le plus souvent). Avant de rebrancher C_8 , voir si ce condensateur n'est pas en court-circuit, car le claquage du C_8 peut provoquer la destruction de R_4 .

Si le montage ne comporte aucune cellule de découplage telle de R_4-C_8 , débrancher d'abord le condensateur C_7 (s'il existe) et mesurer à nouveau en G. La tension redevenant normale, remplacer C_7 qui est, le plus souvent, un « mica » de 150 à 500 pF. Par contre, si la tension en G reste nulle, remplacer d'abord R_3 (100 000 à 250 000 ohms), puis vérifier C_7 avant de le rebrancher.

b. — La tension en G est trop élevée. Pratiquement, on constate que la tension en G est un peu moindre que celle en B (H.T. après filtrage). Si l'on fait la mesure avec un contrôleur universel à très forte résistance propre ou bien avec un voltmètre électronique on peut même trouver en G la même tension qu'en B. Cela prouve que le courant anodique de la lampe préamplificatrice est trop faible ou nul et que, par conséquent, il n'y a aucune chute de tension dans R_3 (et dans R_4 , si cette résistance existe).

Plusieurs causes peuvent être à l'origine de cette panne :

Lampe préamplificatrice défectueuse (« morte ») : filament coupé ou complètement usée. Cette supposition se trouve confirmée si la tension à la cathode de cette lampe (point J) est nulle ;

Lampe préamplificatrice (pentode) fonctionnant sans tension écran. Pour s'en convaincre, mesurer la tension en I ; si elle est nulle y remédier comme indiqué plus loin. Se rappeler, par la même occasion, que dans une pentode c'est l'écran qui commande le débit anodique et qu'une tension écran nulle « bloque » pratiquement le tube ;

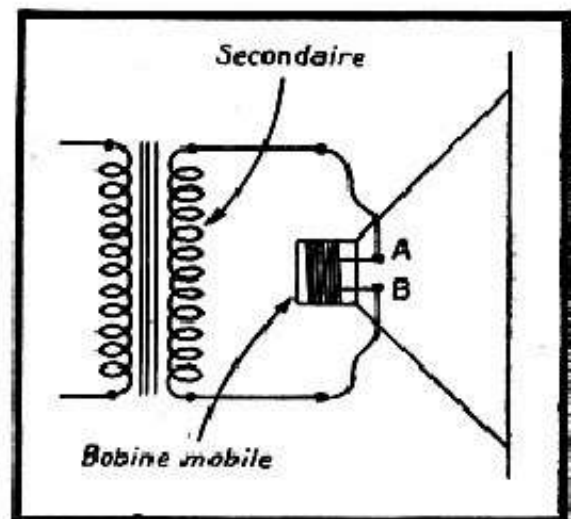
Circuit cathodique de la lampe coupé. Dans ce cas, en mesurant la tension entre J et masse on trouvera une tension beaucoup trop forte (15 volts et plus).

7. — LA TENSION A L'ECRAN DE LA PREAMPLIFICATRICE

(POINT I).

Cette mesure ne s'applique évidemment qu'au cas où la préamplificatrice est une pentode. Nous venons de voir comment la tension d'écran nulle, résultant d'un court-circuit du condensateur C_9 (0,1 μ F le plus souvent) ou de la coupure de la résistance R_8 (500 000 ohms à 1 M Ω), se répercute sur la tension plaque de la lampe.

Fig. 29-1. — La bobine mobile peut être coupée.



Il faut ajouter qu'on observe quelquefois le phénomène paradoxal d'un récepteur fonctionnant, très faiblement il est vrai, avec la tension d'écran de la préamplificatrice nulle.

8. — LA TENSION A LA CATHODE DE LA PREAMPLIFICATRICE

(POINT J).

Cette tension doit être, normalement, de 1 à 3 volts, le plus souvent, suivant le type de la lampe préamplificatrice employée (voir le tableau 24-1). Si la tension mesurée est beaucoup plus élevée (15 volts ou plus), le circuit cathodique est probablement coupé. Il est rare cependant que la coupure de la résistance R_8 provoque l'arrêt total du récepteur, car le condensateur électrochimique C_{10} joue alors le rôle d'une résistance (beaucoup plus élevée que R_8) et le récepteur fonctionne quand même, plus ou moins faiblement et avec plus ou moins de distorsion. Il faut donc chercher la coupure quelque part dans la connexion cathode- R_8 ou R_8 -masse.

Si toutes les mesures que nous venons d'effectuer ne nous ont rien révélé d'anormal, il s'agit vraisemblablement d'une panne « mécanique », par exemple :

a. — Coupure du circuit secondaire (Sec.) du transformateur de sortie T_2 . Les extrémités de la bobine mobile (B.M.) aboutissent, le plus souvent, à deux œillets (A

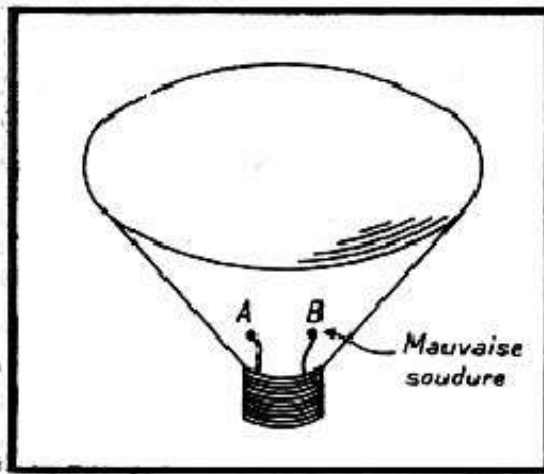
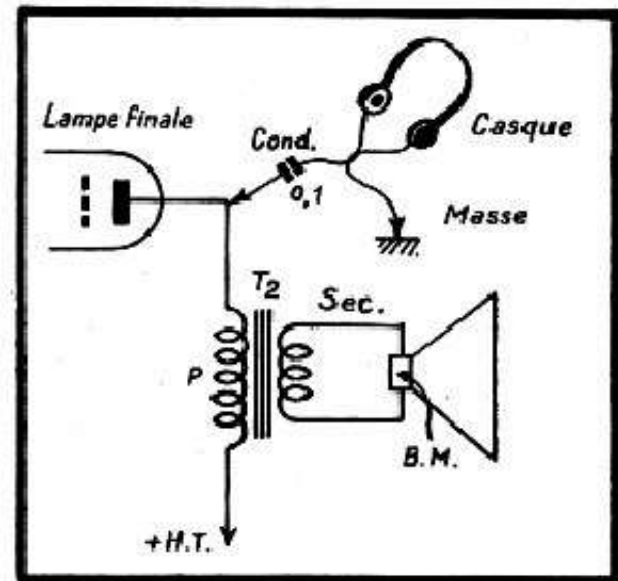


Fig. 29-2. — Il peut y avoir une mauvaise soudure à l'endroit où les extrémités de la bobine mobile aboutissent aux fils de liaison vers le secondaire (A et B).

Fig. 29-3. — Si le circuit secondaire est défectueux, on peut obtenir une audition en branchant un casque comme le montre le schéma ci-contre.



et B, fig. 29-1), fixés sur la membrane, et les deux fils venant du secondaire sont soudés à ces œillets. La coupure est presque toujours occasionnée par une mauvaise soudure en A ou en B (fig. 29-2). Panne relativement fréquente et que l'on peut localiser soit en branchant un autre haut-parleur, soit en connectant un casque, comme le montre la figure 29-3.

b. — Court-circuit dans une connexion blindée. Très souvent, les connexions allant de la prise P.U. vers le potentiomètre (Pot.) d'une part, et du potentiomètre vers la grille de la préamplificatrice, d'autre part, sont blindées et il est toujours à craindre que des brins de tresse mal arrêtés, ou une soudure trop chauffée, ne mettent en court-circuit le conducteur intérieur avec la gaine métallique. Mesurer, à l'aide d'un ohmmètre la résistance entre la grille de la préamplificatrice et la masse ; on doit trouver, au moins, une résistance égale à celle du potentiomètre, c'est-à-dire, le plus souvent, 500 000 Ω ms à 1 M Ω .

c. — Il arrive, parfois, que le curseur du potentiomètre ne fait plus contact avec la piste résistante.

MANQUE DE PUISSANCE

Nous utilisons volontairement, ce terme vague, car, tant que nous n'avons pas appris à chiffrer la puissance d'un récepteur ou d'un amplificateur, force nous est de nous contenter d'« impressions ». Or, rien n'est plus trompeur qu'une impression auditive, et lorsque nous commençons à nous apercevoir qu'un récepteur « manque de puissance », cette dernière ne représente, bien souvent, que le quart ou le cinquième de la puissance normale.

D'ailleurs, le manque de puissance se rencontre assez rarement à l'état pur pour ainsi dire, et il est le plus souvent accompagné de distorsion, de ronflement, etc.

Bien que la vraie méthode, pour localiser ce genre de pannes, consiste à utiliser un générateur B.F. et un voltmètre électronique, nous pouvons, en attendant, essayer de nous tirer d'affaire par l'interprétation de quelques mesures « statiques ».

*1. — S'ASSURER, AVANT TOUT, QUE LA HAUTE TENSION,
AVANT ET APRES LE FILTRAGE (POINTS A ET B),
EST NORMALE.*

C'est-à-dire que le manque de puissance ne vient pas d'une haute tension trop faible, conséquence d'une valve usée, du premier électrochimique C_1 desséché, etc.

Cette dernière panne (C_1 en mauvais état) est particulièrement fréquente, et lors qu'elle se produit, la haute tension avant filtrage tombe à quelque 250 ou 230 volts (au lieu de 350-370) pour un récepteur alternatif et à 50-60 volts (au lieu de 110-130) pour un « tous-courants ». A noter dans ce cas que le manque de puissance s'accompagne, presque toujours, d'un ronflement plus ou moins fort, et que le débit-secteur est inférieur à la normale.

*2. — SI LA HAUTE TENSION SEMBLE NORMALE (OU UN
PEU ELEVEE), MESURER LA TENSION DE POLARISATION
DE LA LAMPE FINALE (ENTRE LE POINT D ET LA MASSE),
OU, CE QUI EST MIEUX, MESURER LE DEBIT ANODIQUE
DE LA LAMPE FINALE.*

Cette dernière mesure peut se faire très commodément, sans rien dessouder, en branchant le contrôleur universel, sur la sensibilité 75 mA en continu, directement aux bornes du primaire du transformateur de sortie T_2 (fig. 30-1). Etant donné que la résistance ohmique du primaire P est toujours assez élevée (150 à 250 ohms) et que

la résistance propre du contrôleur universel sur la sensibilité de 75 mA est de l'ordre de quelques ohms, tout au plus, la quasi-totalité du courant anodique de la lampe passera par le contrôleur universel, qui nous indiquera sa valeur avec une très faible erreur.

Donc, si en mesurant le courant anodique nous constatons qu'il est nettement inférieur à la normale (par exemple, de 30 % ou plus), nous pouvons commencer à suspecter la lampe finale, sous réserve d'une vérification ultérieure plus poussée.

Le courant anodique normal est toujours indiqué dans tous les catalogues, recueils de caractéristiques et autres « Lexiques », mais nous croyons utile de l'indiquer dans le tableau 30-1, ainsi que le courant d'écran, pour les principales lampes finales.

Tableau 30-1. — INTENSITE ANODIQUE ET CELLE D'ECRAN DE QUELQUES LAMPES FINALES COURANTES

Lampes	Courant anode (mA)	Courant écran (mA)	Lampes	Courant anode (mA)	Courant écran (mA)
ABL1-AL2-AL3-AL4	36	4	EL42	26	4,1
AL1	36	6,8	EL84	36	4
AL5	72	7		48	5,4
CBL6	50	5	UL41	32	5
CL2-CL6	50	7	2A5-6F6-42	34	6,5
CL4	45	6	6AL6	72	2,5
EBL1-EBL21-EL3N-EL11	36	4	6AQ5 - 6Y6 - 7C5	45	4,5
ECL80	16	3	6K6 - 7B5	32	5,5
ECL82	41	8	6L6	75	5,4
	35	7	6Y6	58	3,5
ECL86	36	6	12A5	45	8
EL2	32	5	25A6-43	37	8
EL5	72	7	25B5	45	7
EL6-EL12	72	8	25L6 - 50B5 - 50L6	49	4
EL34	100	14,9	35B5	40	3
EL41	36	5,2	41	34	5,7

Les chiffres ci-dessus sont évidemment valables lorsque le tube est utilisé « normalement » : 250 volts pour les lampes « alternatives » et 100 volts pour les « tous-courants ».

Cependant attention ! Si nous constatons que le courant anodique est nettement trop faible, il convient de mesurer quand même la tension de polarisation de la lampe (entre D et masse), avant de porter un jugement définitif. En effet, le courant anodique peut être trop faible à cause d'une polarisation trop élevée, causée, elle, par la variation de la résistance R_1 ou par sa valeur incorrecte (trop élevée).

Cependant, on s'apercevra rapidement qu'il y a une différence essentielle entre les deux cas : polarisation trop élevée ou lampe usée.

Dans le premier cas, le manque de puissance s'accompagne toujours d'une distorsion plus ou moins marquée, surtout lorsqu'on essaie de « pousser » le potentiomètre de renforcement.

Dans le second cas, manque de puissance, tout simplement. La distorsion est beaucoup moins marquée.

3. — VERIFIER, PAR ACQUIT DE CONSCIENCE, LA VALEUR DE LA RESISTANCE DE FUITE R_2 .

C'est une panne qui ne peut arriver qu'à un récepteur neuf, qui n'a jamais fonctionné, et où on a utilisé une résistance mal marquée (cela arrive !) faisant 50 000 ou même 5000 ohms au lieu de 500 000 ohms, par exemple.

4. — SI LE MANQUE DE PUISSANCE S'ACCOMPAGNE D'UNE TONALITE AIGUE, DESAGREABLE :

vérifier si le condensateur de liaison C_6 n'est pas coupé ou déssoudé, et, en général, si sa valeur n'est pas trop faible, encore une fois par suite d'une erreur toujours possible.

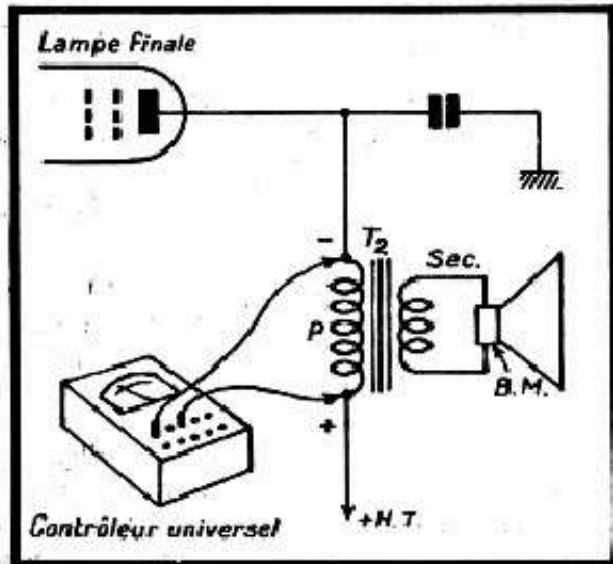


Fig. 30-1. — En fonctionnement normal, il existe une chute de tension aux bornes du primaire.

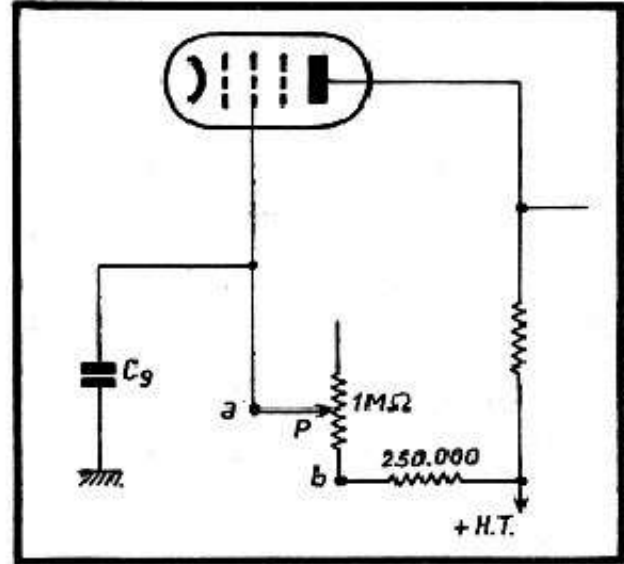


Fig. 30-2. — La tension écran d'une préamplificatrice pentode peut être ajustée à l'aide d'un potentiomètre P.

5. — L'étage final étant vérifié, passons à la lampe préamplificatrice où le diagnostic est beaucoup plus délicat, du fait que nous ignorons presque toujours les conditions exactes de fonctionnement de la lampe. De plus, les tensions que nous mesurerons à l'anode (point G) et à l'écran (point I) seront essentiellement variables suivant le contrôleur universel dont nous disposons.

Donc, il ne nous est possible que d'indiquer l'ordre de grandeur des tensions que l'on doit trouver en ces deux points, soit :

Pour un récepteur alternatif : 70 à 140 volts en G et 40 à 60 volts en I.

Pour un récepteur « tous-courants » : 40 à 70 volts en G et 25 à 50 volts en I.

6. — Si les tensions ci-dessus semblent normales, la marche à suivre serait la suivante :

a. — Noter les tensions mesurées en G et I et remplacer la lampe préamplificatrice par une autre, du même type.

b. — Mesurer à nouveau les tensions en G et I et les comparer avec les valeurs précédemment trouvées. Si l'écart n'excède pas 5 à 10 % en plus ou en moins, on peut admettre que les deux lampes sont identiques et que, par conséquent, la première est bonne. Si, avec une nouvelle lampe, les tensions mesurées sont beaucoup plus faibles, c'est que la première ne « débite » pas assez (probablement lampe usée).

c. — La lampe préamplificatrice étant hors cause, essayer d'agir sur ses différentes tensions et surtout, dans le cas d'une pentode, sur la tension écran, qui est souvent assez critique pour ce genre de montages.

Le plus simple consiste à faire un essai en fonctionnement, en réalisant le montage de la figure 30-2 : on remplace la résistance R_5 par une résistance fixe de 250 000 à 300 000 ohms, en série avec un potentiomètre de 1 M Ω (monté en résistance variable)

et on règle ce dernier jusqu'à obtenir le maximum de puissance. On démonte alors le potentiomètre (sans toucher au réglage) et on mesure, à l'ohmmètre, la résistance entre *a* et *b*. La valeur optimale à donner à la résistance R_g sera donc 250 000 plus la résistance de la portion *ab*.

d. — Il n'est pas indiqué d'agir sur la résistance de charge R_g , car elle influe relativement peu sur l'amplification de la lampe, dans certaines limites, bien entendu. Mais il est prudent de s'assurer que sa valeur est correcte : 50 000 à 250 000 ohms pour une triode : 250 000 à 500 000 ohms pour une pentode.

e. — Vérifier la polarisation de la préamplificatrice, en mesurant la tension entre *J* et masse. Comparer avec les valeurs normales que nous avons indiquées dans le tableau 24-1. Une polarisation trop faible ou trop élevée peut expliquer le manque de puissance, mais alors nous avons presque toujours de la distorsion plus ou moins marquée.

f. — Voir si le condensateur électrochimique C_{10} (10 à 25 μ F, isolé à 20-30 volts) est en bon état. S'il est desséché ou coupé, R_g n'est plus shuntée par une capacité et l'amplification diminue. Le plus simple est de dessouder C_{10} , provisoirement, et mettre à sa place un condensateur neuf.

7.— Dans les récepteurs anciens équipés d'un dynamique à excitation parallèle, il faut faire très attention, car la bobine d'excitation peut se couper sans qu'on s'en rende compte par la mesure des tensions : la haute tension avant et après le filtrage sera simplement un peu trop élevée. Cette panne se produit assez souvent sur des récepteurs tous-courants anciens.

Pour vérifier la bobine d'excitation, le plus simple est de la débrancher et de la mesurer à l'ohmmètre. On doit trouver une résistance de 3000 à 3500 ohms.

On peut essayer encore, en fonctionnement, d'approcher de la culasse un objet en acier ou en fer (une lame de tournevis, par exemple). Si le haut-parleur est « excité », l'objet est nettement attiré par la culasse.



LES DIFFÉRENTES CAUSES DE DISTORSION OU DE TONALITÉ ANORMALE ET LEUR RECHERCHE

La distorsion, c'est-à-dire l'audition désagréable à l'oreille, se manifeste soit isolément, la puissance étant normale, soit en combinaison avec un manque de puissance.

Encore une fois, la recherche des distorsions, telle qu'elle devrait se pratiquer dans un laboratoire, fait appel à un appareillage assez compliqué et coûteux : générateur B.F., générateur de signaux carrés, oscilloscope cathodique, distorsiomètre, etc.

Cependant, dans le cadre des mesures à la portée d'un simple dépanneur, nous pouvons nous en tirer, à peu près, par l'interprétation de quelques mesures statiques, comme nous le verrons plus loin.

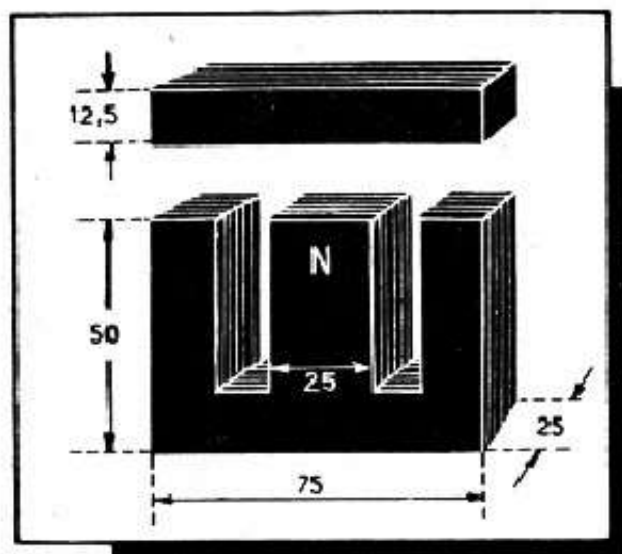


Fig. 31-1. — Dimensions d'un noyau magnétique pour un transformateur de sortie.

En ce qui concerne la tonalité anormale, c'est-à-dire trop grave ou trop aiguë, les causes, en sont facilement décelables et les remèdes simples.

Voyons donc, pour tout cela, quelques cas pratiques.

DISTORSION PLUS OU MOINS PRONONCÉE.

PUISSANCE A PEU PRES NORMALE.

TOUTES LES TENSIONS SENSIBLEMENT NORMALES.

Il y a de grandes chances pour que l'origine de cette distorsion se trouve dans le haut-parleur ou dans son transformateur d'adaptation mal « adapté ». Cette panne, relativement courante, est parmi celles que les moyens de mesure restreints d'un dépanneur sont impuissants à déceler et c'est pourquoi il est recommandé, avant de se lancer dans des modifications et transformations plus ou moins compliquées,

d'essayer la substitution du H. P. soupçonné par un H. P. universel de dépannage dont nous allons donner brièvement la description.

Cet appareil sera constitué par un H. P. à aimant permanent, de bonne marque, de 17 à 21 cm de diamètre et dont on notera l'impédance de la bobine mobile, indiquée toujours par le constructeur, et par un transformateur spécial, à plusieurs sorties au secondaire que nous allons réaliser nous-mêmes de la façon suivante.

Récupérer sur un transformateur hors d'usage ou se procurer quelque part un paquet de tôles ayant la forme et les dimensions de la figure 31-1.

Confectionner une carcasse, en carton solide, mais pas trop épais, s'adaptant exactement sur la partie centrale N du noyau.

Bobiner d'abord, à spires rangées et couche par couche (chaque couche étant isolée de la précédente par une feuille de papier mince), le primaire, constitué par deux enroulements superposés de 1600 spires chacun, en fil émaillé de 15/100 à 18/100 (P_1 et P_2 , fig. 31-2).

Isoler par plusieurs couches de papier et bobiner, en supposant l'impédance de la bobine mobile égale à 2,5 ohms (cas assez courant), en fil émaillé de 80/100 à 90/100 :

50 spires	entre 0 et 1 ;
6 spires	entre 1 et 2 .
4 spires	entre 2 et 3 ,
15 spires	entre 3 et 4 ,
10 spires	entre 4 et 5 ;
15 spires	entre 5 et 6 ;
15 spires	entre 6 et 7

Pratiquement, on commence par bobiner 50 spires, on fait une prise (1), on bobine encore 6 spires, on refait une autre prise (2), etc. Cela nous donnera, pour le primaire utilisé entre A et B (le point milieu C ne servant que dans le cas d'un push-pull), et pour le secondaire connecté à la bobine mobile suivant le croquis de la figure 31-2, les impédances suivantes très sensiblement :

1	—	10000	ohms
2	—	8000	—
3	—	7000	—
4	—	4500	—
5	—	3500	—
6	—	2500	—
7	—	2000	—

c'est-à-dire, pratiquement, toutes les impédances usuelles, que nous choisirons par la simple manœuvre du commutateur K_2 . Quant au commutateur K_3 , il nous permet de brancher les sorties du secondaire sur deux bornes extérieures, S et S_1 , tout en coupant le circuit de la bobine mobile, ce qui peut être utile pour certains essais, comme nous le verrons plus loin.

Donc, si nous soupçonnons le haut-parleur du récepteur à dépanner, nous procéderons de la façon suivante :

Déconnecter le fil de plaque du haut-parleur suspect et réunir la cosse correspondante de son transformateur T_1 (fig. 31-3) à la borne B_1 du H.P. d'essai.

Réunir la plaque de la lampe finale du récepteur essayé à la borne B du H. P. d'essai.

S'il existe, aux bornes du transformateur T_1 un condensateur de découpage tel que C_1 , le déconnecter et le placer directement entre la plaque de la lampe finale et le + H.T., dans la position C_2 de la figure 31-3.

Réunir la borne A du H. P. d'essai à la haute tension du récepteur.

Placer K_2 sur la position correspondant à l'impédance normale pour la lampe finale donnée.

Placer K_3 sur la position 1.

Dans ces conditions, par la simple manœuvre du commutateur triple K_1 , nous passons d'un H. P. à l'autre et pouvons comparer immédiatement les deux.

S'il se révèle que le haut-parleur du poste est nettement défectueux, encore faut-il se rendre compte si le mal vient de son transformateur ou du H. P. lui-même (bobine mobile, membrane, etc.).

Nous débrancherons alors, sur le récepteur, les deux fils qui viennent du secondaire du T_1 à la bobine mobile et connectons cette dernière aux bornes S et S_1 en mettant K_3 sur 2 et K_1 sur 2. De ce fait, nous attaquons le H. P. du récepteur à travers le transformateur T du H. P. d'essai et pouvons constater soit le bon fonctionnement du H. P. du poste, soit, au contraire, des vibrations ou déformations provenant, par exemple, de la bobine mobile décentrée.

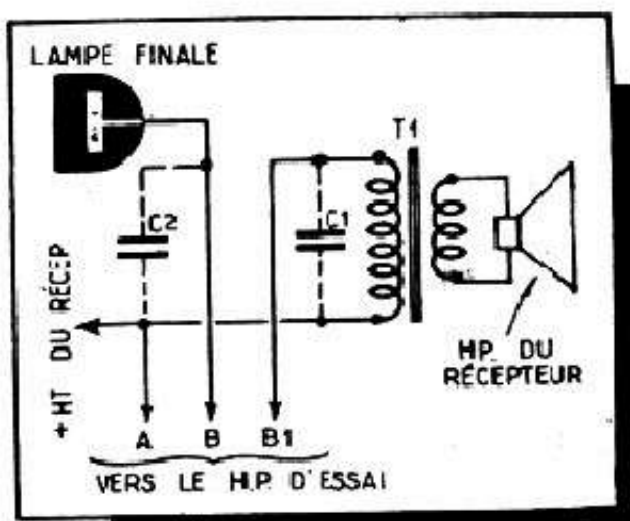
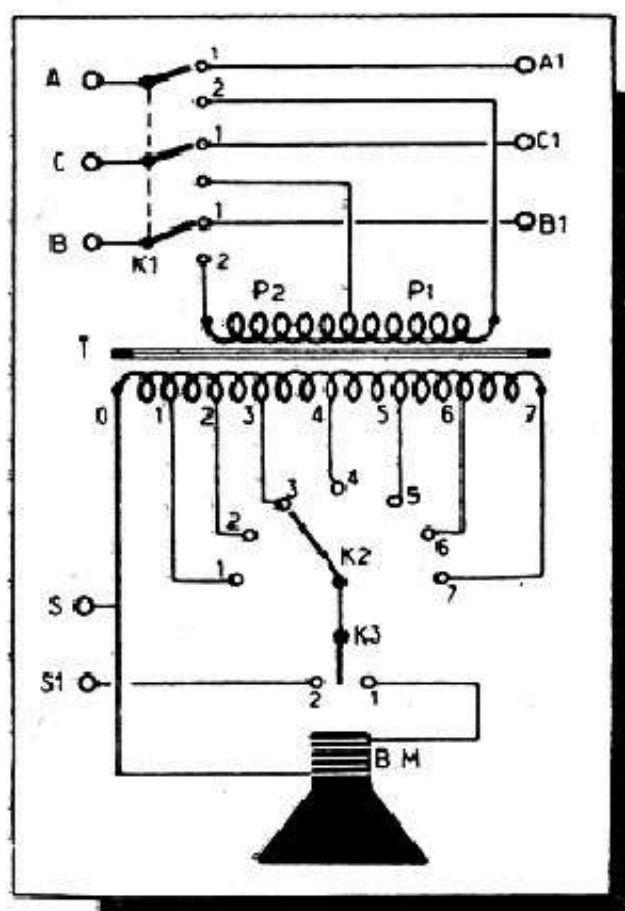


Fig. 31-3. — Branchement d'un haut-parleur universel.

Fig. 31-2 (à gauche). — Schéma d'un haut-parleur universel.

Ces différents essais, malgré les explications un peu longues, se font très rapidement et nous fixent, une fois pour toutes sur le comportement du H. P. Ce point élucidé, nous pouvons aller plus loin.

DISTORSION SENSIBLE SURTOUT LORSQU'ON POUSSE

LE POTENTIOMETRE DE RENFORCEMENT, C'EST-A-DIRE

A FORTE PUISSANCE. CERTAINES TENSIONS ANORMALES.

Ouvrons immédiatement une parenthèse pour dire que ce défaut, sous une forme plus ou moins grave, affecte à peu près la totalité des récepteurs du commerce, du type classique du moins, et cela d'autant plus que le H. P. équipant le châssis est

d'un diamètre plus réduit. En effet, pour « encaïsser » convenablement la pleine puissance d'une EL41, d'une 6AQ5 ou, à plus forte raison, d'une EL84, il faudrait un H. P. de 24 cm et un bon transformateur, ce qui est loin du « standard » communément adopté.

Mais il est évident qu'un récepteur qui commence à distordre dès que le potentiomètre est à la moitié de sa course est anormal, et nous devons rechercher la cause de cette déformation.

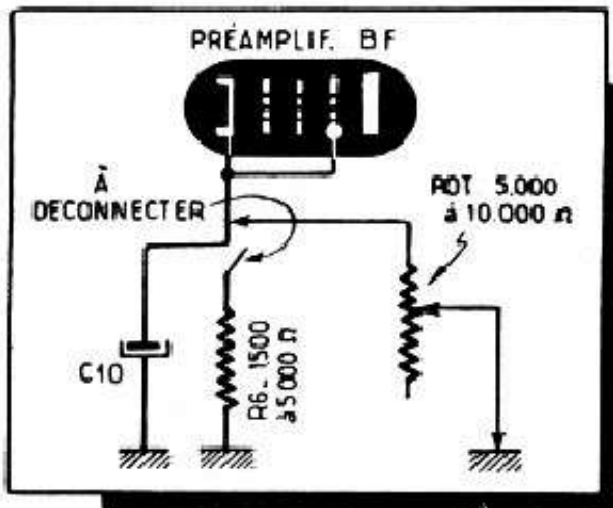


Fig. 31-4. — Ajustage d'une polarisation cathodique à l'aide d'un potentiomètre.

Reprenons encore une fois notre schéma « universel » (fig. 28-4). En premier lieu, il faut voir les tensions de polarisation, c'est-à-dire celles en D (cathode de la lampe finale) et en J (celle de la préamplificatrice). Les comparer avec les chiffres que nous avons indiqués précédemment et rectifier tout écart dépassant 10 à 15 %.

Ne pas omettre de tenir compte de la haute-tension. Autrement dit, si la polarisation normale d'une lampe est, par exemple, de 12,5 volts pour 250 volts, à l'anode et à l'écran, cette valeur sera trop faible si la haute tension est de 300 volts et trop élevée si elle n'est que de 200 volts. On pourra s'inspirer, pour apprécier l'ordre de grandeur de la tension normale, de ce qui a été dit à propos de la transposition des caractéristiques de lampes, à la fin du chapitre XXII.

Pour la polarisation de la préamplificatrice, le moyen le plus simple consiste à remplacer la résistance fixe \$R_6\$ par un potentiomètre, de valeur légèrement supérieure, et à essayer, en fonctionnement, si aucune amélioration n'est apportée en diminuant ou en augmentant la valeur de \$R_6\$ (fig. 31-4).

Enfin, la distorsion peut également provenir des tensions incorrectes sur l'anode ou l'écran de la préamplificatrice, ce qui arrive parfois lorsque les résistances correspondantes (\$R_3\$ ou \$R_5\$, fig. 28-4) changent de valeur en vieillissant.

DISTORSION A PUISSANCE ELEVEE SEULEMENT.

TOUTES LES TENSIONS SONT NORMALES.

Deux hypothèses sont alors à formuler : le haut-parleur du récepteur « n'encaisse pas » ; l'une des lampes de l'amplificateur est « saturée ».

En ce qui concerne le H. P., il suffira de connecter, comme précédemment, notre H. P. d'essai, pour se rendre compte si une amélioration est possible de ce côté.

Si la distorsion persiste, elle provient certainement de ce que la grille d'une lampe (la lampe finale, très souvent) reçoit un signal B.F. qui dépasse ses possibilités d'absorption, ce qui revient à dire que la lampe précédente amplifie trop.

Nous pouvons alors envisager deux remèdes : diminuer l'amplification de la lampe précédente ou réduire l'admission sur la grille de la lampe finale.

Le premier est relativement compliqué dans son application pratique, car, pour une pentode préamplificatrice, par exemple, il faut retoucher aussi bien la résistance de charge anodique (R_3), que la tension écran (R_5) et la polarisation (R_6).

Il est bien plus simple de réaliser le dispositif de la figure 31-5, c'est-à-dire ajouter une résistance R entre le condensateur de liaison C_6 et la grille de la lampe finale (avant R_2 , bien entendu). Comme on le voit, R et R_2 forment un diviseur pour la tension B. F. en provenance de C_6 , et la grille de la lampe finale ne reçoit qu'une fraction de cette tension, d'autant plus faible que R est grande par rapport à R_2 .

Pratiquement, R_2 étant presque toujours de 250 000 à 500 000 ohms, R sera comprise entre 100 000 et 200 000 ohms.

A vrai dire, il existe encore un troisième remède : la contre-réaction, et nous ne pouvons pas le passer sous silence, malgré une certaine anticipation que cela constitue. Nous allons donc donner la recette toute nue, réservant les explications pour plus tard.

Il suffit de placer, entre la plaque de la lampe finale et celle de la préamplificatrice (fig. 31-6) une résistance R , que l'on choisira par tâtonnement entre 500 000 ohms et 2 M Ω , en tenant compte que l'effet (diminution de puissance) est d'autant plus sensible que la valeur de R est plus faible. On constate, de plus, et très souvent, une nette amélioration de la musicalité en général.

DISTORSION APPARAISSANT AU BOUT D'UN CERTAIN TEMPS DE FONCTIONNEMENT.

Les choses se présentent, en général de la façon suivante : pendant 5 à 20 minutes, quelquefois plus, le récepteur fonctionne normalement, puis une distorsion, d'abord à

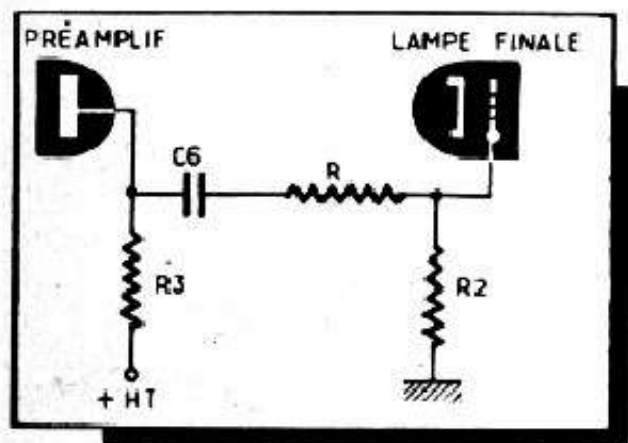


Fig. 31-5. — La résistance R limite la tension B. F. appliquée à la grille de la lampe finale, mais n'agit pratiquement pas sur la tonalité.

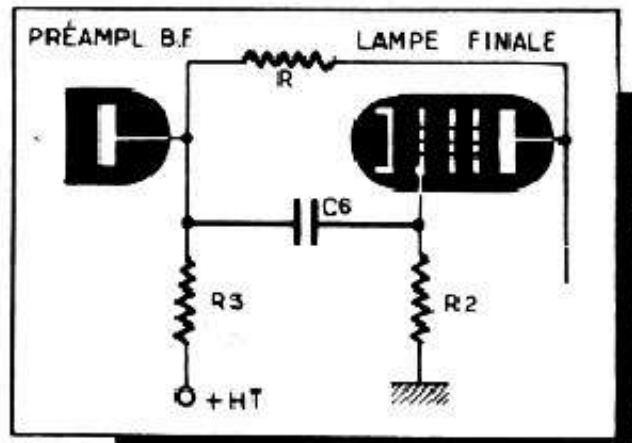


Fig. 31-6. — En introduisant une résistance R entre la plaque de la lampe finale et celle de la préamplificatrice on réalise une contre-réaction en tension. Cette contre-réaction n'agit pratiquement pas sur la tonalité à condition que R_3 ne soit pas shuntée par une capacité.

peine perceptible, apparaît, s'amplifiant plus ou moins vite jusqu'à rendre la musique et la parole absolument insompréhensibles, en même temps que la puissance baisse fortement.

Il est à peu près certain que si nous mesurons, au moment où cette distorsion atteint son maximum, la tension sur la grille de la lampe finale, nous y trouverons une tension positive de quelques volts, à condition d'utiliser un contrôleur universel à forte résistance propre (10 000 Ω/V , par exemple).

Le mal vient, et nous avons déjà eu l'occasion d'en parler, du courant grille prenant naissance dans la lampe finale. Ce courant même très faible (3 à 15 μA) suffit, étant donné la valeur élevée de R_2 , pour polariser positivement la grille, malgré la polarisa-

tion de départ existante, et provoquer aussi bien la distorsion qu'un courant anodique exagéré de la lampe.

Ce défaut se rencontre surtout dans les lampes finales type 25L6, 50L6, 50B5 et CBL6 et semble être dû, en partie du moins, à un échauffement excessif du tube, ce qui est à peu près général dans les « tous-courants ».

Cela est tellement vrai que l'on arrive quelquefois à faire disparaître ce courant indésirable en diminuant le chauffage du filament, autrement dit en shuntant ce dernier par une résistance appropriée.

La première chose à faire est, par conséquent, la vérification du courant de chauffage de l'ensemble des filaments en série. On interrompt la chaîne des filaments quelque part (fig. 31-7) et on y intercale un contrôleur universel sur la sensibilité convenable (300 mA en général), en alternatif. A la mise en marche du récepteur, le courant est nettement plus élevé que la normale, mais retombe assez vite et prend, au bout de 20 à 30 secondes, sa valeur définitive, c'est-à-dire 300, 200, 150 ou 100 mA suivant le type de lampes employées.

Si le courant est un peu trop fort, on augmente légèrement la résistance série R (fig. 31-7) de façon à le ramener à sa valeur normale.

Si, malgré tout, il existe toujours un courant grille dans la lampe finale, on essaie de diminuer le chauffage de cette dernière, en shuntant son filament par une résistance dont la valeur dépend du type de la lampe et du taux de réduction du courant de chauffage que l'on désire obtenir.

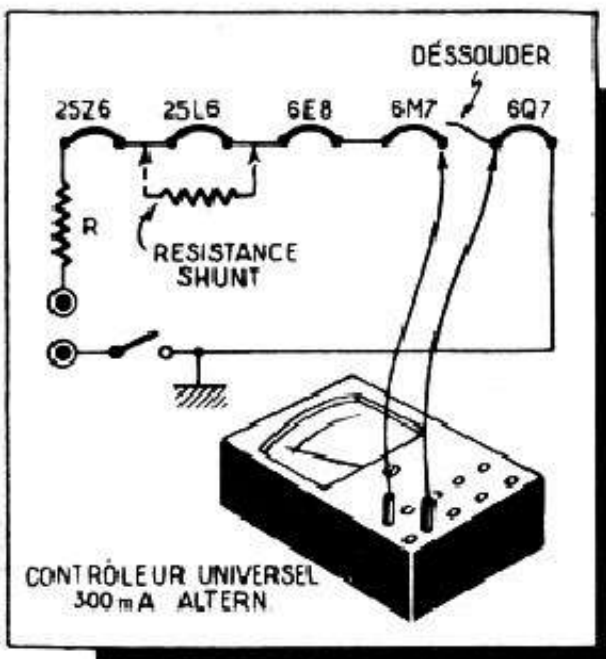


Fig. 31-7. — Mesure du courant de chauffage des filaments montés en série

Pour fixer les idées, on peut, sans inconvénient majeur, réduire de 10 % le courant de chauffage. Dans ces conditions, la valeur de la résistance-shunt sera de

1 000 à 750 ohms pour les tubes 25 volts, 300 mA (25L6).

2 500 à 2 000 ohms pour les tubes 44 volts, 200 mA (CBL6).

3 500 à 3 000 ohms pour les tubes 50 volts, 150 mA (50L6, 50B5).

4 500 à 4 000 ohms pour les UL41.

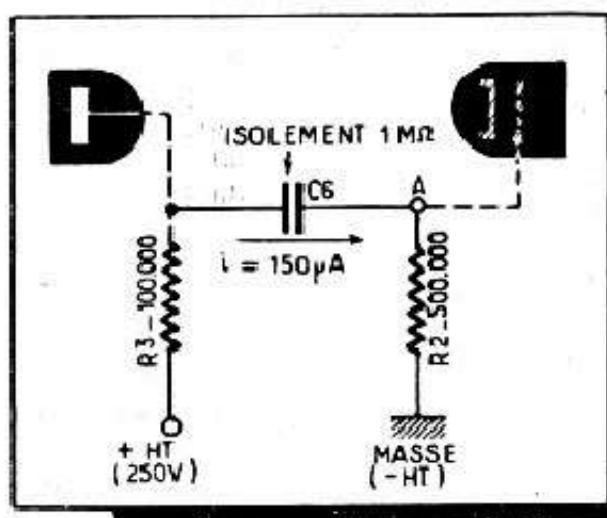
Nous ne parlerons pas des lampes pour alternatif. La panne due au courant grille y étant beaucoup plus rare, occasionnée, d'ailleurs, par le défaut du tube, à remplacer.

En même temps que l'on réduit le courant de chauffage, on essaie de diminuer la valeur de la résistance de fuite R_2 (fig. 31-6), surtout si elle dépasse 250 000 ohms. La raison de cette opération se comprend aisément : si la résistance est très élevée, un courant grille, même infime, occasionnera des troubles de fonctionnement, car la chute de tension due à un courant de 2 à 3 μ A est loin d'être négligeable dans une résistance

de 500 000 ohms à 1 M Ω (1 à 3 volts). Tandis qu'un même courant, traversant une résistance de 200 000 ohms, par exemple, ne donnera que 0,4 à 0,6 volt, ce qui a beaucoup moins d'importance. La perte de puissance, lorsqu'on diminue R_2 de 500 000 à 200 000 ohms, est pratiquement imperceptible.

D'ailleurs, les pannes, les distorsions, dues au courant grille, sont immédiatement décelées lorsqu'on mesure la tension sur cette grille à l'aide d'un contrôleur universel à

Fig. 31-8. — Un condensateur de liaison tel que C_6 peut avoir une fuite qui amène une tension positive sur la grille de la lampe suivante.



résistance propre relativement faible : au moment de la mesure l'audition redevient normale ou, du moins, bien meilleure, bien que la déviation de l'appareil soit nulle ou imperceptible.

Cela se comprend aussi, car le fait de mesurer la tension entre la grille et la masse, équivaut à shunter R_2 par la résistance propre du voltmètre, donc diminuer sa valeur.

*DISTORSION PLUS OU MOINS PRONONCÉE, APPARAISSANT
DES LA MISE EN ROUTE DU RECEPTEUR ET ALLANT,
PARFOIS, JUSQU'A L'ETRANGLEMENT PRESQUE
COMPLET DE LA MUSIQUE ET DE LA PAROLE.*

Plusieurs tensions sont incorrectes. Notamment, la haute tension après filtrage est souvent trop faible, tandis que la polarisation cathodique de la lampe finale, entre D et masse (fig. 28-4) est trop élevée accusant un débit cathodique exagéré.

On constate, également, la présence d'une tension positive plus ou moins marquée, mais pouvant atteindre plusieurs volts, sur la grille de la lampe finale.

Le coupable est le condensateur de liaison C_6 dont l'isolement laisse à désirer. Le mécanisme de la panne est facile à comprendre en regardant la figure 31-8, qui schématise une liaison à résistances-capacité classique. Normalement, un condensateur au papier de bonne qualité, de valeur courante, présente un isolement de 10 000 à 50 000 M Ω , ce qui équivaut, pratiquement, à une coupure, pour le courant continu du moins.

Mais il suffit que ce condensateur ait séjourné longtemps dans l'humidité ou, plus simplement, que sa qualité laisse à désirer, pour que son isolement tombe à quelques dizaines de mégohms ou même à quelques mégohms.

Supposons donc que l'isolement de C_6 soit de 1 M Ω (nous avons souvent vu beaucoup moins), que R_3 soit de 100 000 ohms et R_2 de 500 000 ohms. Nous avons alors, entre le + H. T. et la masse, un pont de résistance totale 1,6 M Ω et un courant de

$$\frac{250}{1\,600\,000} = 0,00015 \text{ A environ,}$$

soit 120 μA environ, ce qui devrait nous donner à peu près 75 volts positifs sur la grille de la lampe finale (point A, fig. 31-8). En fait, la tension que l'on y trouve est moindre, car la grille positive commence à se comporter un peu comme une anode et le courant qui en résulte tend à compenser, dans une certaine mesure, la tension positive créée en A par un mauvais isolement du C_6 .

On voit, d'après cet exemple, poussé un peu à l'extrême, bien que conforme à certains cas rencontrés dans la pratique, que même si C_6 avait un isolement de 15 à 16 $\text{M}\Omega$, le courant dans le circuit $R_3 - C_6 - R_2$ serait encore de 15 μA , et la tension positive en A de quelques volts au moins.

Méfiez-vous comme de la peste des condensateurs au papier de récupération, qui traînent dans vos tiroirs depuis des mois ou des années ! Car en dehors d'un défaut franc d'isolement, cas cependant assez fréquent, il y a beaucoup plus souvent des fuites sournoises, imperceptibles, laissant passer 1 ou 2 μA , et qui occasionnent des distorsions légères, détruisant complètement toutes les qualités musicales d'un récepteur. On cherche vainement partout (car toutes les tensions sont alors normales et la tension positive sur la grille mesurable uniquement au voltmètre électronique), on essaie la contre-réaction, on remplace le H. P., on change la lampe, etc., et c'est tout simplement le condensateur de liaison qui, sans être franchement mauvais, n'est plus très bon. Un bon conseil également : si vous dépannez un récepteur ancien ou sur lequel vous relevez des traces d'humidité, de rouille, de vert-de-gris, remplacez automatiquement les condensateurs de liaison B. F., même si la panne n'a rien à voir avec ces derniers. S'ils ne sont pas encore mauvais, ils vont le devenir, à coup sûr, dans un délai plus ou moins bref, et le récepteur vous reviendra.

DISTORSIONS DIVERSES.

Il serait vain de vouloir énumérer et classer toutes les causes de distorsions, d'autant plus que certains défauts provoquent, suivant les conditions, le montage, etc., soit une distorsion, soit un manque de puissance, soit encore un ronflement, ou encore les trois à la fois.

C'est ainsi que, aussi bizarre que cela puisse paraître, la coupure de la résistance de charge R_3 (tension nulle en G) ne provoque pas toujours l'arrêt total du récepteur, qui continue à fonctionner faiblement et avec une très forte distorsion.

De même, la coupure de la résistance de fuite R_2 occasionne parfois simplement de la distorsion, qui disparaît, d'ailleurs, au moment où l'on essaie de mesurer la tension sur la grille (en F, fig. 28-4), mais souvent aussi des ronflements et des accrochages.

Une lampe finale défectueuse, « pompée », provoque souvent un manque de puissance, tout simplement, mais parfois également une forte distorsion.

Une déformation accompagnée le plus souvent d'un ronflement plus ou moins perceptible, apparaît presque toujours lorsqu'il existe un court-circuit cathode-filament dans la lampe finale, dans les récepteurs « alternatifs » du moins, car dans les « tous-courants » où les filaments sont en série, les conséquences d'un tel court-circuit sont bien plus compliquées.

Quelquefois la cause de la distorsion est une lampe, préamplificatrice ou finale, apparemment bonne et pour laquelle un lampemètre normal n'indique aucun défaut. Il nous est arrivé de constater ce genre de pannes avec des 6Q7, 6J7, 6F6, et autres.

TONALITE TROP AIGUE.

Ce genre de panne est, presque toujours, occasionné par la coupure plus ou moins franche d'une liaison B. F., en particulier des capacités C_6 et similaires. En effet, pour transmettre correctement les fréquences basses, il faut que cette capacité ait une valeur suffisante, en général 10 000-à-30 000 pF. Une coupure se produit parfois à l'intérieur, à l'endroit où les fils extérieurs viennent se raccorder aux armatures, et la capacité

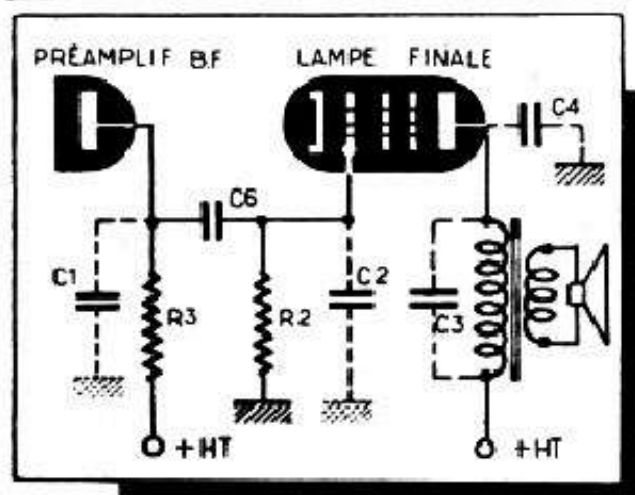


Fig. 31-9. — Pour affaiblir les aiguës on peut introduire des capacités telles que C_1 , C_2 , C_3 ou C_4 qui shuntent soit les circuits d'anode, soit ceux de grille.

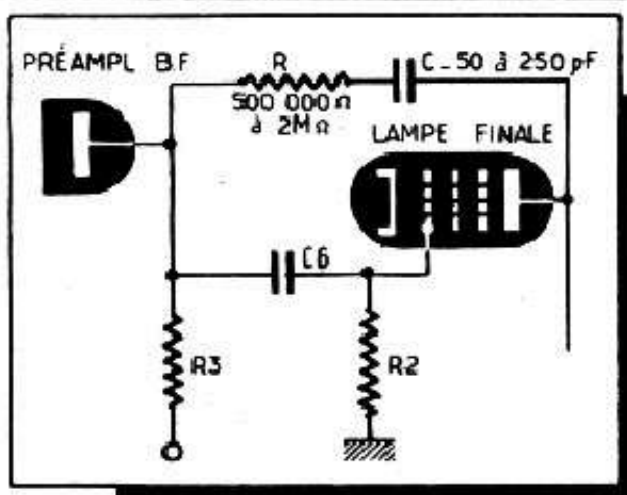


Fig. 31-10. — Pour affaiblir les aiguës on peut également introduire une contre-réaction dont le circuit comprend une résistance R avec, en série, une capacité C , l'ensemble étant placé entre la plaque de la lampe finale et la plaque de la préamplificatrice.

résiduelle d'une telle pièce suffit tout juste pour laisser passer les aiguës, et encore avec un affaiblissement considérable.

Dans le cas où la tonalité est simplement un peu trop aiguë à notre goût ou à celui de notre client, les moyens ne manquent pas pour la rendre plus grave.

Le plus simple est de mettre des condensateurs de valeur convenable, ou d'augmenter la valeur des condensateurs existants. C'est ainsi que (fig. 31-9) le condensateur C_1 existe presque toujours et sa valeur classique est de 150 à 300 pF. En augmentant sa valeur, jusqu'à 1000 à 2000 pF, nous rendons la tonalité de plus en plus grave.

On peut aussi ajouter un condensateur sur la grille de la lampe finale (C_2 , fig. 31-9): 200 à 2000 pF suivant le cas et la tonalité désirée.

Enfin, les condensateurs tels que C_3 et C_4 existent presque toujours (5000 pF, le plus souvent). En augmentant leur valeur on rend la tonalité plus grave: on peut sans inconvénient aller jusqu'à 30 000 à 50 000 pF, surtout si la lampe finale est prévue pour une impédance assez faible, ce qui est le cas des 25L6, CBL6 et autres UL41.

Mais le moyen le plus élégant et le plus souple améliorant, en même temps, la musicalité, reste la contre-réaction que l'on réalisera comme dans le cas de la figure 31-6, mais en intercalant un condensateur C , de 50 à 250 pF, en série avec R (fig. 31-10). La tonalité est d'autant plus grave que la valeur de C est plus élevée. En particulier, c'est un excellent moyen pour atténuer la tonalité désagréablement criarde de certains récepteurs miniatures.

TONALITE TROP GRAVE.

C'est un défaut qui vient rarement d'une panne, mais plutôt d'une conception particulière ou incorrecte du montage. A une certaine époque, vers 1933-1934, la mode était à la tonalité « tonneau », obtenue à grand renfort de capacités de valeur élevée entre les plaques et la masse (voir la figure 31-9).

Si nous avons à modifier un tel appareil, il suffit, la plupart du temps, de redonner à ces différents condensateurs leur valeur normale, que nous avons indiquée plus haut.

ACCROCHAGES, SIFFLEMENTS, MOTOR-BOATING

Ce que l'on appelle vulgairement « accrochage » n'est autre chose que l'amorçage d'oscillations dans un étage de l'amplificateur. L'effet de cette « entrée en oscillation » peut prendre mille formes diverses, depuis un hurlement épouvantable jusqu'au silence complet, en passant par un sifflement plus ou moins aigu ou par un bruit saccadé à cadence plus ou moins accélérée (motor-boating).

Tout dépend de la fréquence de cette oscillation indésirable et des circuits où elle prend naissance. Parfois, l'oscillation s'amorce sur une fréquence très élevée, de l'ordre de plusieurs mégahertz, bloquant complètement l'étage final du récepteur.

Or, la cause d'un accrochage est toujours un couplage soit entre les circuits d'entrée et de sortie (grille et plaque) d'un étage, soit entre l'entrée et la sortie de l'amplificateur tout entier.

Pour combattre ces couplages indésirables on a recours au « découplage », procédé que tout radiotechnicien emploie constamment, et souvent sans réfléchir et sans se rendre compte du rôle exact de tel ou tel circuit.

Il nous semble donc utile, tout en passant en revue les différentes causes d'accrochages qui peuvent se présenter, d'insister sur le « pourquoi » des moyens mis en œuvre pour les combattre.

Accrochages dans l'étage final.

Une lampe finale, surtout si elle est du type « poussé », accroche avec une facilité déconcertante, et les tubes tels que EL41, EBL1, EL3N, CBL6, EL84, etc., doivent toujours être traités avec précautions.

Le cas le plus courant est l'absence ou la coupure du condensateur classique (C_1 ou C_2 , fig. 32-1) découplant la plaque. Même si, dans ces conditions, aucun accrochage ne se manifeste, le récepteur se trouve à la limite, et la moindre perturbation provoque l'accrochage. Il suffit parfois, par exemple, de mesurer la tension à la plaque pour le déclencher, ce qui se manifeste soit par l'arrêt complet de toute réception, soit par une sorte de fonctionnement en « accroché », comme une détectrice dont on a exagéré la réaction, soit encore par un hurlement ou sifflement quelconque.

On se rend d'ailleurs compte, très facilement, que l'oscillation parasite qui prend ainsi naissance se fait sur une fréquence très élevée : en faisant fonctionner un récepteur quelconque dans le voisinage immédiat du récepteur « accroché » on constate l'apparition d'un souffle puissant, provoquant des sifflements d'interférence et gênant surtout dans le bas des O.C. (vers 7-6 MHz) et dans le haut des P.O. (vers 1500 kHz).

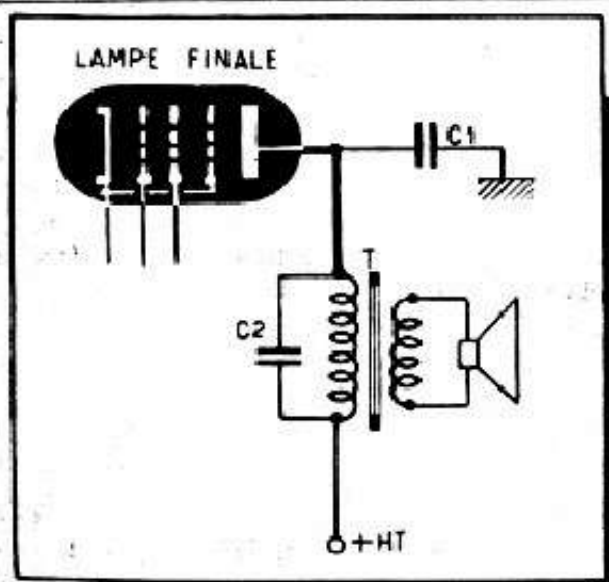


Fig. 32-1. — Pour combattre les accrochages des condensateurs tels que C_1 et C_2 sont à peu près indispensables.

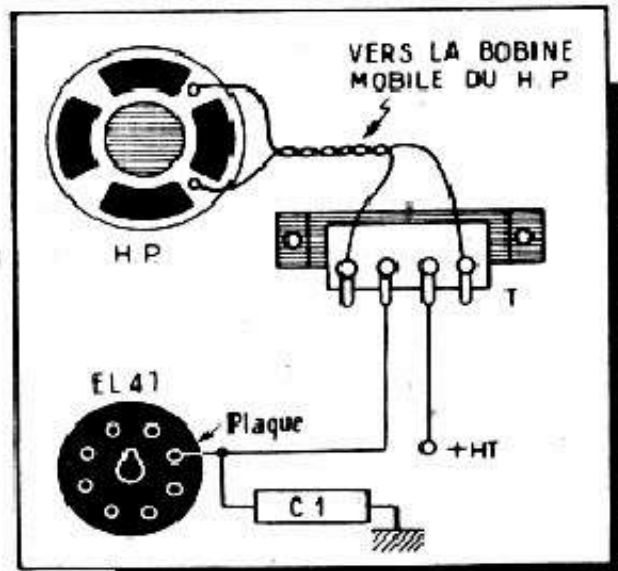


Fig. 32-2. — Un condensateur tel que C_1 sera disposé dans le voisinage immédiat de la broche plaque du support.

Dans ces conditions, le rôle des condensateurs tels que C_1 ou C_2 devient évident : ils constituent, pour les fréquences données, un court-circuit franc vers la masse, ou vers le + H. T. qui lui est à la masse, pour l'alternatif du moins, par le deuxième électrochimique de filtrage. L'accrochage a lieu d'autant plus facilement que la connexion entre la plaque de la lampe finale et le transformateur de sortie T (fig. 32-1, en trait gras) est plus longue et dépend, par ailleurs, de la position de C_1 qu'il est recommandé de souder directement entre la cosse « plaque » du support et la masse.

Il nous est arrivé de voir des accrochages qui apparaissaient ou disparaissaient suivant le sens de C_1 : accrochage si l'armature extérieure de C_1 est reliée à la plaque ; fonctionnement normal dans l'autre sens.

Etant donné tout cela, il est particulièrement indiqué, lorsqu'on construit ou modifie un récepteur, de fixer le transformateur de sortie T à l'intérieur du châssis et dans le voisinage immédiat de la lampe finale (fig. 32-2). De ce fait, la connexion plaque-primaire est réduite au minimum, la longueur du câble allant du secondaire vers la bobine mobile du H. P. n'ayant aucune importance (ne pas dépasser, cependant, 25 à 30 m !).

Une cause d'accrochages assez fréquente, avec des lampes finales dont la sortie de grille se fait au sommet de l'ampoule (EBL1, CBL6, etc.) est le voisinage des connexions de grille et de plaque, comme le montre la figure 32-3, surtout si le condensateur de découplage tel que C_2 se trouve sur le H.P. et non à côté du support.

Parfois, une certaine instabilité, certains accrochages intermittents, apparaissant à puissance de sortie élevée, sont radicalement éliminés en mettant à la masse l'une des extrémités du secondaire du transformateur de sortie T, comme le montre la figure 32-4. En tout cas, c'est une excellente précaution qui devrait être adoptée dans tous les montages.

Nous avons également vu des accrochages que l'on supprimait en réunissant à la masse du châssis la masse métallique du haut-parleur. L'effet est équivalent au montage de la figure 32-4 : on introduit une capacité supplémentaire entre le primaire du transformateur T et la masse.

Il ne faut pas croire qu'un accrochage est toujours franc et provoque des manifestations extérieures violentes sous forme de bruits divers. Quelquefois il est inter-

mittent, sournois, et pratiquement imperceptible à l'oreille. Seul l'examen à l'oscilloscope de la tension de sortie nous révèle, au moment où l'accrochage se produit, une curieuse dentelure de la sinusoïde. Dans la figure 32-5, nous voyons, en *a*, la forme d'une tension de sortie normale, et en *b*, l'effet d'un accrochage léger.

Pour « stabiliser » l'étage final et s'assurer contre ces accrochages « clandestins », on emploie couramment des résistances dites d'amortissement, soit dans le circuit de grille, soit dans celui de plaque, soit dans les deux, simultanément. Le schéma de la figure 32-6 montre l'emplacement de ces différentes résistances : R_1 pour la grille (ordre de grandeur 1000 à 10 000 ohms) ; R_2 pour la plaque (ordre de grandeur 25 à 50 ohms) ; R_3 pour l'écran (ordre de grandeur 100-200 ohms).

Accrochages dans l'étage préamplificateur.

Lorsqu'il s'agit d'un amplificateur B.F. simple à deux étages (préamplificateur et final), comme celui que nous avons décrit dans nos exemples précédents, la lampe préamplificatrice constitue rarement une source d'ennuis, et la plupart du temps, un condensateur de découplage C de 100 à 300 pF, placé entre la plaque et la masse (fig. 32-7) suffit pour tout remettre en ordre.

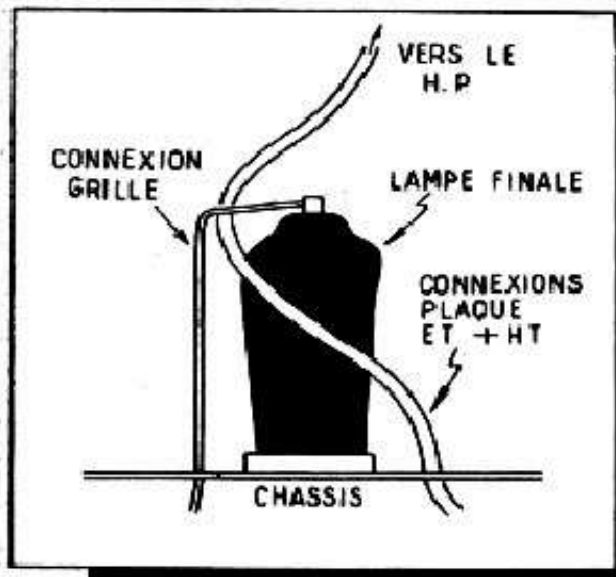


Fig. 32-3. — Le voisinage des connexions plaque et grille d'une lampe finale peut provoquer un accrochage.

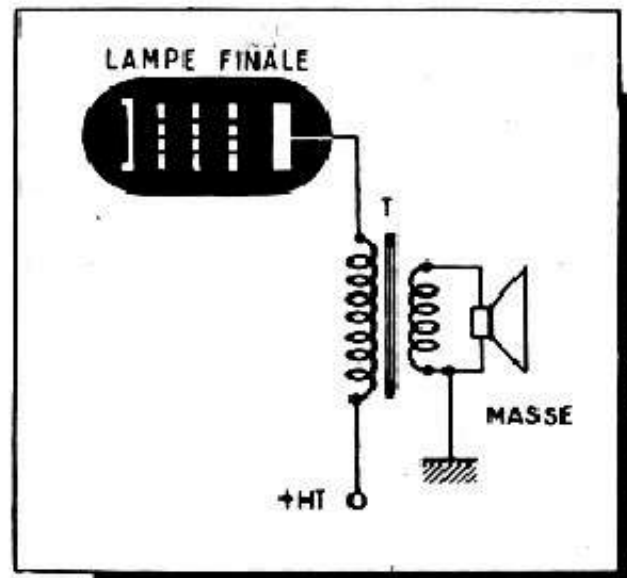


Fig. 32-4. — Il est indiqué de réunir à la masse l'une des extrémités du secondaire du transformateur de sortie.

Bien souvent, il est même possible de s'en dispenser, car le circuit grille de la lampe préamplificatrice est presque toujours considérablement amorti par emploi de connexions blindées plus ou moins longues.

Alimentation, source d'ennuis.

Si les accrochages qui prennent naissance dans un étage isolé sont, après tout, relativement faciles à éliminer, les choses se compliquent singulièrement lorsqu'il existe un couplage entre deux étages d'un amplificateur.

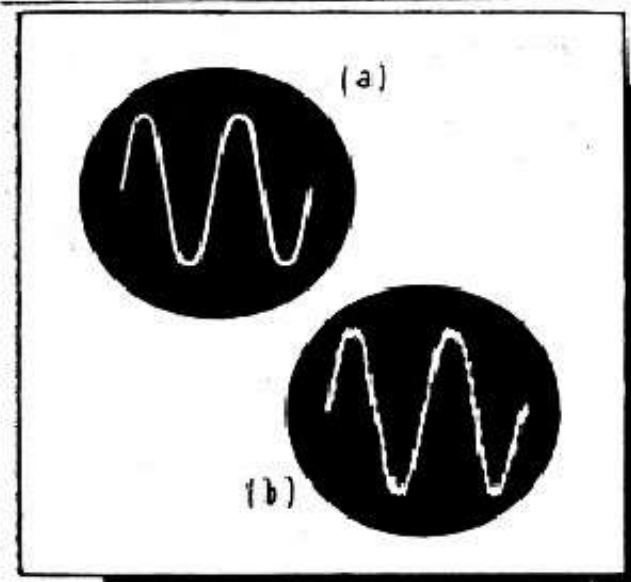


Fig. 32-5. — Un accrochage se manifeste, à l'oscilloscope, par une dentelure de la sinusoïde (en b).

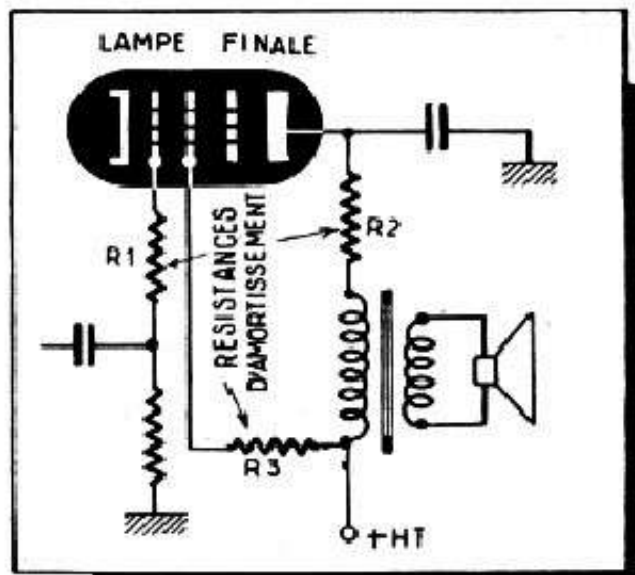


Fig. 32-6. — Les accrochages dans l'étage final peuvent être combattus par l'introduction des résistances d'amortissement (R_1 , R_2 et R_3).

Fig. 32-7 (ci-contre). — Un condensateur (C) entre la plaque de la préamplificatrice et la masse peut éliminer certains accrochages.

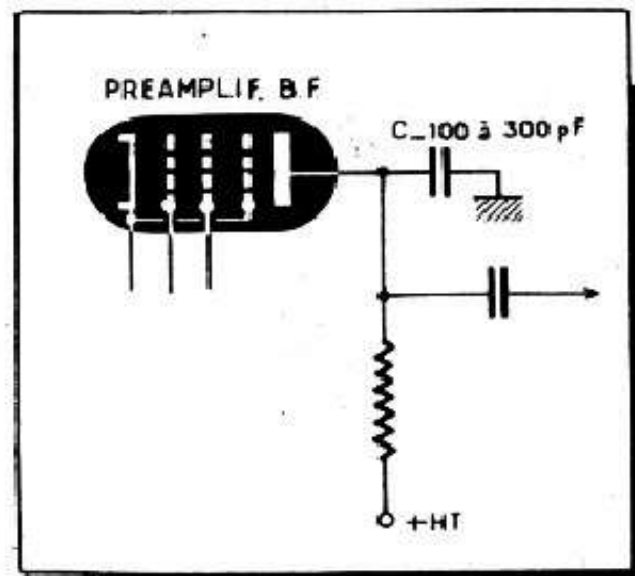
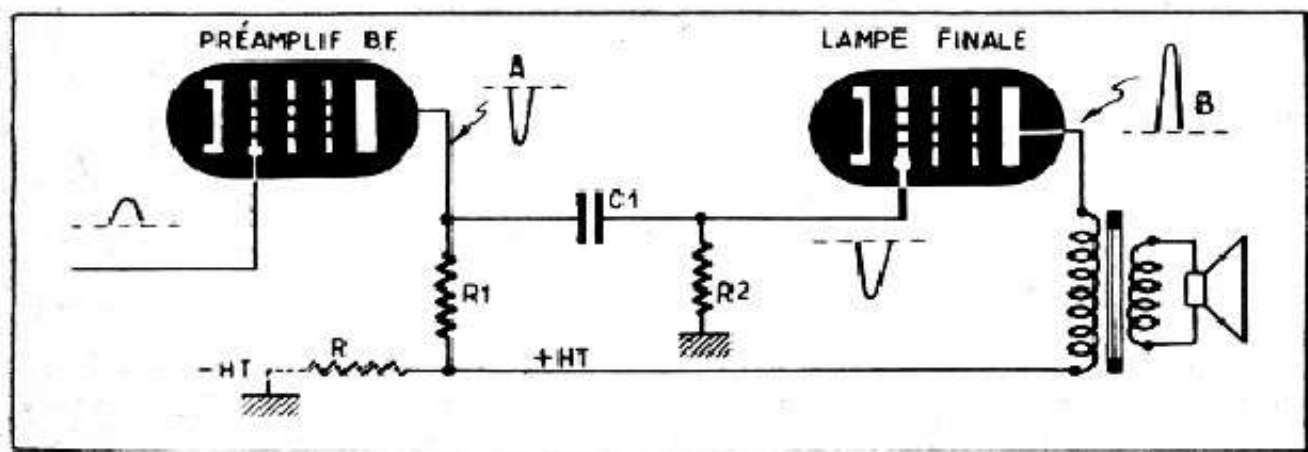


Fig. 32-8 (ci-dessous). — La résistance R du circuit d'alimentation peut déterminer un couplage entre l'étage final et l'étage précédent.



Or, ce couplage est presque toujours déterminé par la source d'alimentation commune, plus exactement par la haute tension commune, dont la résistance interne, qui peut être faible, n'est jamais nulle. Il n'est guère facile de donner une explication générale faisant comprendre le mécanisme de la naissance des oscillations parasites de ce genre, car leur fréquence et leur violence dépendent des relations de phase qui, elles, dépendent du genre de liaisons entre les étages, du nombre de ces derniers, etc.

Cependant le schéma de la figure 32-8 nous fera entrevoir, sous une forme simplifiée, la façon dont l'étage final peut réagir sur le circuit anodique de l'étage préamplificateur et les phénomènes qui peuvent en résulter.

Supposons qu'à un instant donné la grille de la préamplificatrice reçoive une alternance positive d'une tension sinusoïdale quelconque. Sur la plaque de la même lampe, en A, apparaît, si nous considérons la tension, une alternance analogue d'amplitude beaucoup plus élevée, mais négative. Cette alternance amplifiée est transmise à la grille de la lampe finale, par la liaison classique à résistances-capacité ($C_1 - R_2$) que nous supposons parfaite, en ce sens que l'alternance arrivant sur la grille est la réplique exacte de celle existant en A.

Par analogie avec ce qui s'est passé dans l'étage préamplificateur, notre alternance apparaît finalement sur la plaque de la lampe de puissance, en B, encore amplifiée, mais retrouvant son orientation d'origine. On résume cet état de choses en disant que la tension de sortie est en phase avec la tension d'entrée (sur la grille de la préamplificatrice) et en opposition de phase avec celle existant en A.

Or, si la source de tension anodique présente une certaine résistance interne R_s , une portion de la tension existant en B se retrouve aux bornes de cette résistance, portion d'autant plus importante que R_s est plus grande par rapport à l'impédance de charge de la lampe finale. Mais, comme nous le voyons d'après le schéma, R_s fait également partie du circuit anodique de la préamplificatrice, de sorte qu'une fraction de la tension B se retrouvera en A.

Dans le cas idéal ci-dessus, la tension réappliquée en A sera en opposition avec la tension existant en ce point, d'où affaiblissement de A et, par conséquent, diminution du gain de l'étage préamplificateur.

Mais le cas idéal n'existe dans la pratique, du moins dans les amplificateurs courants, que pour une très faible bande de fréquences amplifiées. En particulier, aux fréquences basses et très basses (au-dessous de 50 Hz), les différents déphasages interviennent vigoureusement et la portion de la tension B, réappliquée en A peut se trouver presque en phase avec A. D'où une véritable réaction positive, avec amorçage de hurlements ou de motor-boating s'il s'agit d'une fréquence très basse.

Nous avons, évidemment, toute une gamme de possibilités intermédiaires, avec déphasage entre A et B plus ou moins prononcé et la déformation de la tension en A qui en résulte.

En un mot, nous pouvons avoir soit une diminution d'amplification, soit un accrochage franc sur une fréquence quelconque, souvent très basse, soit enfin une distorsion plus ou moins sensible.

Les choses se compliquent encore si nous avons deux étages successifs de préamplification, et nous laissons au lecteur le soin d'imaginer toutes les réactions parasites qui peuvent s'y produire.

Tournons-nous maintenant vers la résistance interne R_s de la source d'alimentation et voyons aussi bien son ordre de grandeur que les moyens de la réduire. Cette résistance, ou plus exactement impédance, est surtout celle du condensateur de sortie du filtre, ce qui nous indique déjà que son influence est avant tout néfaste aux fréquences basses.

Il ne faut pas oublier que même un condensateur, théoriquement parfait, de 32 μF présente une impédance de 100 ohms à 50 hertz, de 200 ohms à 25 et de 400 ohms à 12,5, chiffres nettement au-dessous de la réalité à cause de ce que

l'on appelle « la résistance-série » des condensateurs électrochimiques. Ajoutons à cela que cette résistance-série peut varier d'une marque à l'autre et croît très sensiblement lorsque le condensateur vieillit. Cela nous explique, en passant, les accrochages ou le manque d'amplification qui se produisent dans les récepteurs et amplificateurs où le deuxième condensateur de filtrage est en mauvais état. Parallèlement nous voyons que l'influence de R est minime lorsqu'on ne cherche pas à

Fig. 32-9 (ci-contre). — Pour éviter les accrochages à très basse fréquence (motor-boating) la courbe en trait plein est préférable à celle en pointillé.

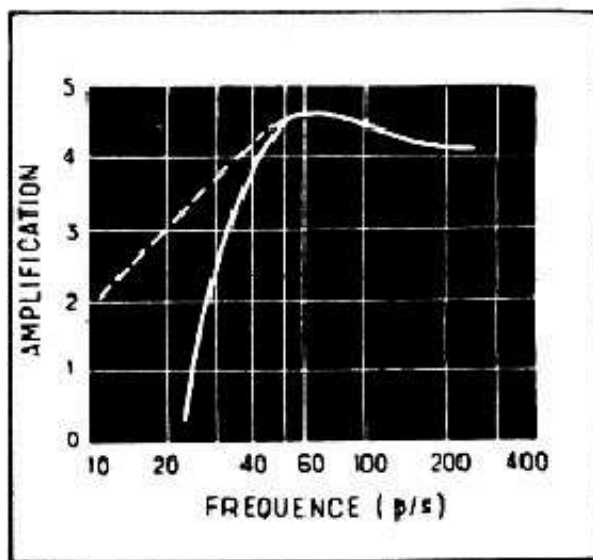
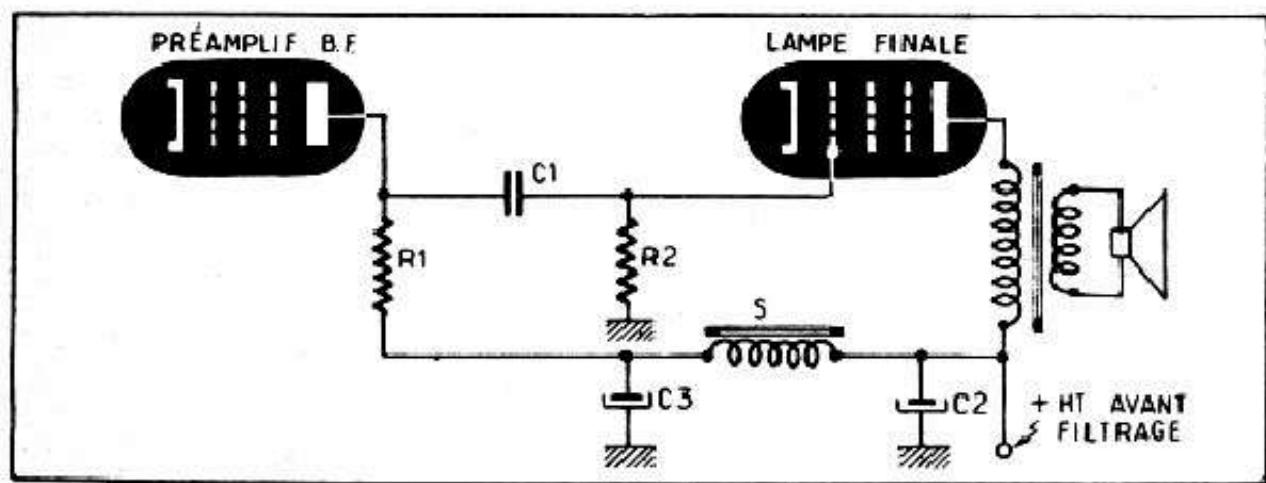


Fig. 32-10 (ci-dessous). — Le circuit anodique de l'étage final peut être alimenté par la haute tension prise à l'entrée du filtre, ce qui peut éviter certains accrochages.



amplifier les fréquences basses, ce qui est le cas de la plupart des montages commerciaux de qualité courante. Les ennuis ne commencent guère qu'au-dessous de 100 hertz, ce qui souligne encore une fois les difficultés auxquelles on se heurte lorsqu'il s'agit de transmettre correctement une large bande en B. F.

Enfin, il est évident que le danger de réaction parasite est d'autant plus grand que la puissance de l'amplificateur est plus élevée : la tension parasite aux bornes de R croît lorsque B croît. Ce fait est d'ailleurs confirmé par la pratique, car on constate souvent que l'accrochage, la déformation ou le motor-boating ne s'amorcent qu'à la limite de la puissance maximale.

Les remèdes de tout ce que nous venons de voir peuvent se diviser en deux groupes : suppression de l'effet ou suppression de la cause.

La suppression de l'effet revient à ne pas pousser l'amplificateur sur les fréquences basses ou, si l'on tient absolument à le faire, à s'arranger pour que la courbe de réponse globale de l'amplificateur présente une chute brutale après la fréquence la plus basse que l'on désire transmettre. Autrement dit, pour une fréquence-

limite inférieure de 40 hertz amplifiée encore dans de bonnes conditions, la courbe en trait plein de la figure 32-9 est nettement préférable à celle en pointillé.

Nous verrons plus loin l'influence des différents éléments de liaison sur la transmission des fréquences basses, mais notons dès maintenant, sans entrer dans les détails, qu'il faut éviter de donner au condensateur de liaison C_1 (fig. 32-8) une valeur trop élevée si la résistance R_2 est déjà suffisamment grande. Par exemple, pour $R_2 = 500\,000$ ohms, C_1 ne dépassera pas $0,05\ \mu\text{F}$, et pour $R_2 = 250\,000$ ohms, $0,1\ \mu\text{F}$.

Si, par contre, nous voulons nous attaquer à la cause même, c'est-à-dire à la tension parasite apparaissant aux bornes de R , les solutions ne manquent pas.

Par exemple, nous pouvons envisager l'alimentation de la plaque de la lampe finale par la haute tension prise à l'entrée du filtre (fig. 32-10). Dans ces conditions la tension parasite indésirable se manifesterait aux bornes du condensateur C_2 , et, avant d'être réappliquée à la plaque de la préamplificatrice, se trouverait atténuée par la cellule de filtrage $S-C_3$. Cependant, ce genre de schémas est généralement assez délicat à mettre en pratique et si le danger d'accrochages et de motor-boating diminue, celui de ronflement apparaît. Au contraire, rien ne nous empêche, dans un montage normal, d'envisager une cellule de filtrage supplémentaire, dont l'utilité sera double : améliorer encore le filtrage de la tension anodique de la préamplificatrice ; réduire considérablement l'importance de la tension parasite, origine des accrochages, motor-boating, etc.

Le plus simple est de constituer une cellule à résistance-capacité (R_3-C_4) comme le montre la figure 32-11 mais il est curieux de voir comment ce montage simple est souvent mal compris et ses valeurs choisies au petit bonheur. Or, nous allons voir que le remède, dans ces conditions, peut être quelquefois pire que le mal et qu'une cellule mal établie peut parfaitement favoriser le motor-boating.

Voici, par exemple, une EBC41 que nous voulons monter en préamplificatrice. Mis en garde pour tout ce qui précède nous décidons de la « découpler » énergiquement : $100\,000$ ohms et $0,1\ \mu\text{F}$ (R_3 et C_4 , fig. 32-12). La résistance de charge R_1 est de $50\,000$ ohms.

Malheureusement, si la cellule R_3-C_4 est relativement efficace pour éliminer le résidu de ronflement dû à une insuffisance de filtrage, elle n'offre aux fréquences très basses (inférieures à 25 hertz) qu'un obstacle illusoire, l'impédance de C_4 étant, à ces fréquences, du même ordre de grandeur que la résistance R_3 , ou plus grande.

Par contre, ce montage favorise l'amplification des fréquences très basses, par augmentation de la résistance de charge totale de la lampe. Un simple coup d'œil suffit pour comprendre que si l'impédance de C_4 devient de $150\,000$ ou $200\,000$ ohms, la résistance de charge totale double, pratiquement.

Il est donc parfaitement concevable que le surcroît d'amplification puisse dépasser largement, en pourcentage, l'atténuation procurée par la cellule, et que la tendance au motor-boating, contrairement à ce que l'on cherche, soit favorisée.

Sans entrer dans les détails voici quelques indications pratiques pour l'établissement d'une cellule de découplage.

1. — La valeur de la résistance R_3 restera toujours nettement inférieure à la valeur de la résistance de charge R_1 , par exemple, 2 à 5 fois plus faible.

2. — La combinaison des valeurs R_3 et C_4 sera choisie de telle façon que l'impédance de C_4 , à la fréquence la plus basse possible (10 à 20 hertz), soit encore au moins 5 fois plus faible que la résistance R_3 .

Afin de faciliter l'établissement de ce genre de cellules, nous avons dressé un tableau (32-1) nous donnant la capacitance de quelques condensateurs aux fréquences très basses.

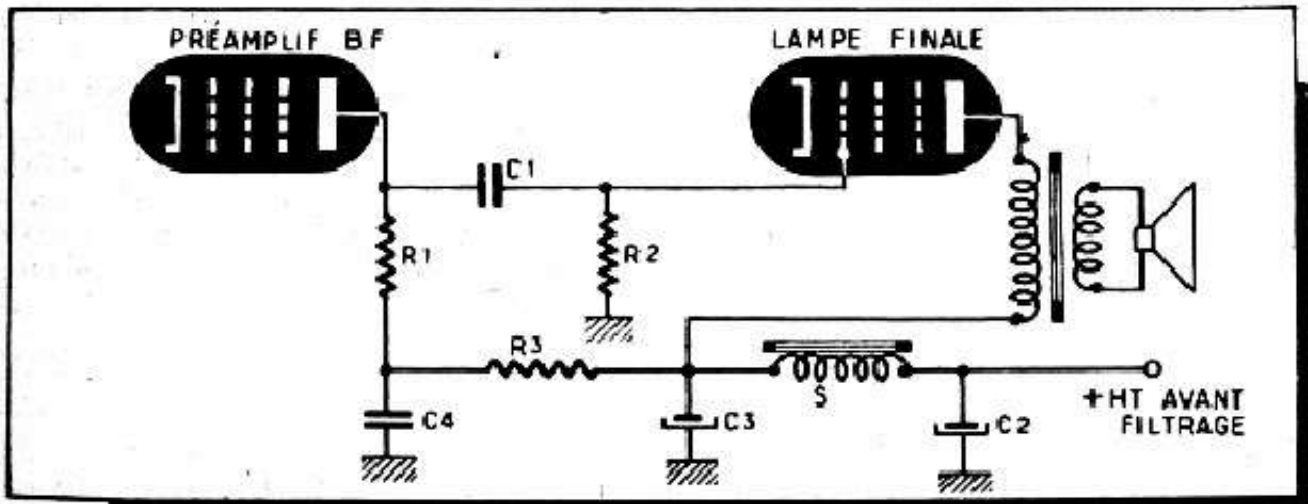


Fig. 32-11. — L'introduction d'une cellule de découplage dans le circuit anodique de la préamplificatrice permet de supprimer certains accrochages.

Fig. 32-12. — Si la cellule de découplage R₃-C₄ est mal établie, elle peut favoriser le motor-boating

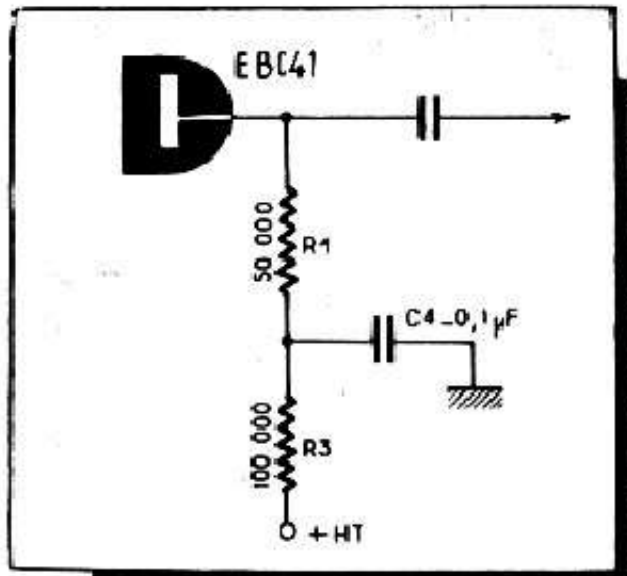


Tableau 32-1. — CAPACITANCE DES CONDENSATEURS AUX FREQUENCES TRES BASSES

C en μF	Fréquence en hertz					
	10	20	30	40	50	100
0,1	160 000	80 000	53 000	40 000	32 000	16 000
0,25	64 000	32 000	21 000	16 000	13 000	6 400
0,5	32 000	16 000	10 500	8 000	6 400	3 200
1	16 000	8 000	5 200	4 000	3 200	1 600
8	2 000	1 000	600	500	400	200
16	1 000	500	330	250	200	100
32	500	250	160	125	100	50
50	320	160	105	80	64	32

Par exemple, et en reprenant notre montage avec EBC41, nous prendrions $R_3 = 20\ 000$ ohms et $C_4 = 8\ \mu\text{F}$ (condensateur électrochimique).

Si la résistance de charge R_1 est très élevée, 200 000 ohms, ce qui est assez courant, on peut faire $R_3 = 50\ 000$ ohms et se contenter, à la rigueur, de $C_4 = 0,5$ à $1\ \mu\text{F}$.

Mais, en fin de compte, c'est l'expérience seule qui doit nous guider et il arrive très souvent qu'une cellule telle que R_3-C_4 se révèle inutile, du moins dans un amplificateur à deux étages. Par contre, si nous avons trois étages, le découplage du circuit anodique du premier est toujours nécessaire, et on est obligé, parfois de mettre deux cellules successives.

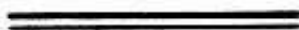
Accrochages divers.

Voici, pour en finir, quelques points qu'il est bon de vérifier lorsqu'on a affaire à un accrochage.

1. — Mauvais état du condensateur électrochimique découplant la résistance de polarisation de la préamplificatrice (C_{10} , fig. 28-4).

2. — Lampe défectueuse, que peut être aussi bien la préamplificatrice que la lampe finale.

3. — Une résistance de fuite de grille (préamplificatrice ou finale) coupée ou trop élevée



RONFLEMENT

Pourquoi et comment.

Dans un récepteur quelconque fonctionnant sur secteur alternatif, un ronflement peut prendre naissance par application d'une tension alternative à un circuit grille ou plaque d'un étage B.F. surtout. Il est évident que le ronflement est d'autant plus intense que la tension alternative parasite est plus élevée ou que l'amplification qui suit le circuit affecté est plus poussée.

Par exemple, si une tension alternative de 0,5 volt est pratiquement sans effet sur le circuit anodique de la lampe finale, le ronflement sera déjà gênant si cette tension est appliquée à la grille de la lampe finale, et intolérable, couvrant toute audition, si c'est sur la grille de la préamplificatrice B.F. que nous l'appliquons.

D'où viennent ces tensions alternatives parasites ? Très souvent de la haute tension mal ou insuffisamment filtrée ; assez souvent aussi des « masses » mal établies. Parfois, le ronflement est occasionné par une induction directe de la tension alternative sur un circuit « sensible », tel que celui de grille d'une préamplificatrice B.F., ou par un mauvais isolement cathode-filament d'une lampe.

En principe, lorsqu'il s'agit d'un récepteur à redressement « biplaque », le ronflement dû à un défaut de filtrage est à 100 hertz, tandis que celui occasionné par une induction directe, par exemple, est à 50 hertz. On devrait donc pouvoir, théoriquement du moins, les distinguer assez facilement. Malheureusement, cette distinction est assez malaisée en pratique, car la présence d'harmoniques fausse l'appréciation et que, de plus, il arrive assez souvent que ces deux sortes de ronflement coexistent, ce qui rend le diagnostic encore plus difficile.

Enfin, une remarque d'ordre pratique : un ronflement qui passe parfaitement inaperçu dans un atelier tant soit peu bruyant devient gênant dans une pièce calme, surtout le soir, et c'est pourquoi il convient particulièrement d'y faire attention lors d'un dépannage.

Nous commencerons par passer en revue les différents aspects d'un ronflement occasionné par un défaut de filtrage et verrons par la même occasion les remèdes à y apporter.

Ronflement par défaut de filtrage.

Le système de filtrage classique d'un récepteur « alternatif » est représenté dans la figure 33-1, où C_1 et C_2 sont des condensateurs électrochimiques de 8 à 50 μ F. tandis

que S est assez souvent une « self », quelquefois la bobine d'excitation du H.P., et fréquemment une simple résistance.

Si nous avons affaire à un récepteur de ce type, la marche à suivre pour vérifier le système de filtrage est très simple :

1. — S'assurer d'abord que les tensions A et B sont normales, chose que nous savons déjà faire. Si en A et B nous trouvons des valeurs nettement inférieures à la normale, que l'intensité primaire du récepteur est, en même temps, trop faible, il est presque certain que le premier condensateur de filtrage, C_1 , est en mauvais état : desséché et ne présentant plus qu'une capacité ridiculement faible ;

2. — Si les tensions semblent normales, essayer de remplacer successivement C_1 et C_2 par un électrochimique « volant », de capacité équivalente ou plus élevée. Contrairement à ce que l'on fait le plus souvent, il est prudent de dessouder l'électrochimique remplacé. En effet, il arrive quelquefois que le ronflement provient d'un courant de fuite exagéré de l'un des électrochimiques. Si nous ne le dessoudons pas au moment de l'essai, le défaut subsiste et le ronflement aussi, même si nous mettons un autre condensateur en parallèle ;

3. — Si le ronflement persiste même lorsque nous augmentons sensiblement la valeur de C_1 et C_2 , il nous reste à supposer que la « self » S (ou la résistance qui en tient lieu) ne remplit pas suffisamment son rôle. Cela peut se produire, pour une « self », lorsque son coefficient de self-induction (en henrys) est trop faible, ou encore lorsque le courant qui traverse S se trouve trop élevé, d'où saturation de la « self », diminution de sa valeur en henrys et filtrage moins bon.

Il faut particulièrement se méfier des petites « selfs » du type « tous-courants » qui font, le plus souvent, 4 à 5 henrys et n'admettent qu'une intensité de 40 à 50 mA, quelquefois encore moins. Dans un récepteur « tous-courants », où les condensateurs C_1 et C_2 sont presque toujours de 50 μF , et où le courant H.T. total reste de l'ordre de 50 mA, cela peut suffire, mais si nous montons une telle inductance dans un récepteur alternatif, même avec C_1 et C_2 de 16 μF chacun, le filtrage risque de ne plus être suffisant, aussi bien par suite de la valeur trop faible de S , qu'à cause du courant H.T. généralement plus élevé.

Disons, pour fixer les idées, que pour un récepteur alternatif, la valeur minimale de S , dans un montage normal, sera de l'ordre de 7 à 10 henrys et que, de plus, la « self » sera largement dimensionnée : circuit magnétique assez important, de la taille d'un transformateur de sortie normal pour H.P. de 21 cm.

Le schéma également souvent utilisé, de la figure 33-2, peut nous occasionner les mêmes ennuis que celui de la figure 33-1 (mauvais état de C_1 et C_2 , insuffisance de S , etc.), mais aussi des ennuis propres à ce genre de montages.

En effet, nous y voyons la résistance R , intercalée entre le point milieu de la haute tension et la masse, que l'on utilise généralement pour polariser une ou plusieurs lampes suivant le système que nous avons déjà étudié en détail.

Il en résulte la nécessité d'isoler de la masse le côté « moins » du C_1 , que l'on oublie parfois lors d'un dépannage ou d'une remise en état, d'où ronflement plus ou moins intense.

Mais en dehors de cela, même si C_1 est correctement branché, il existe au point C une faible composante alternative que l'on risque d'appliquer aux grilles polarisées si l'on ne prend pas certaines précautions.

En général, cette composante alternative est suffisamment faible pour être négligée lorsqu'on l'applique à la grille d'une lampe finale, dont la résistance de fuite sera, par conséquent directement connectée au point C .

Il en est tout autrement lorsqu'on polarise la grille d'une préamplificatrice B.F..

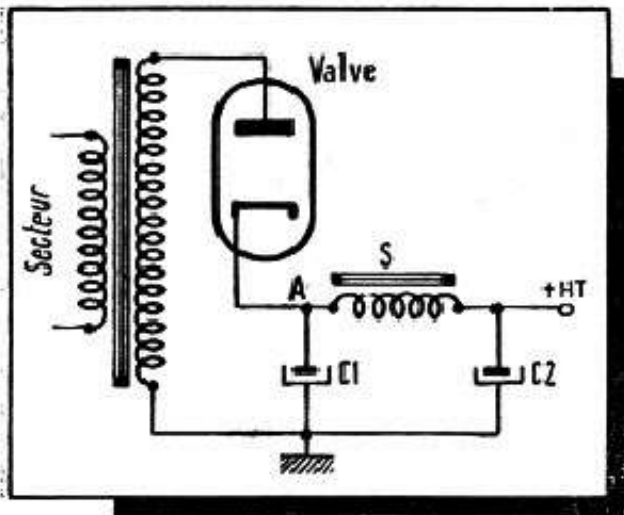


Fig. 33-3. — Filtrage classique avec redressement d'une seule alternance.

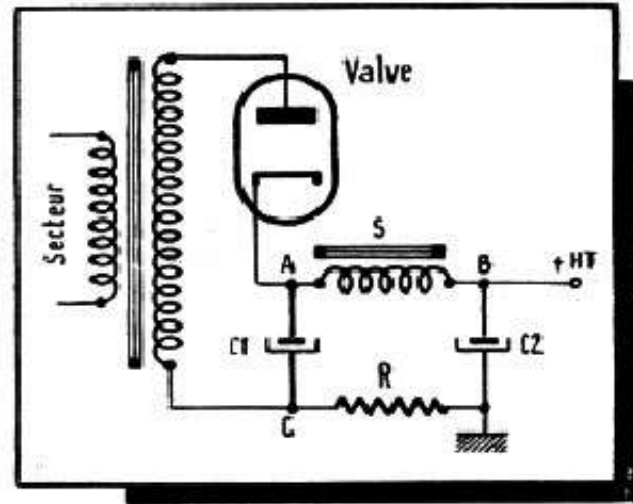


Fig. 33-4. — Redressement d'une seule alternance et filtrage avec résistance dans le retour à la masse de la haute tension.

Localisation rapide d'un ronflement.

Quelle que soit la nature du ronflement qui nous tracasse, un certain nombre d'essais rapides nous permettent, presque toujours, d'en localiser l'origine.

Prenons le schéma simplifié de la partie B.F. (fig. 33-5) et voyons l'ordre des opérations, ainsi que les conclusions à tirer.

1. — Commencer par la préamplificatrice. Mettre à la masse, par une connexion aussi courte que possible, et que l'on ne tiendra pas à la main, la grille de la lampe (point A), ou la base (point B) de la résistance de fuite R_1 au cas où cette base n'est pas réunie à la masse.

Si la résistance R_1 aboutit à la masse (en B) et que le ronflement disparaît en mettant A à la masse, voir attentivement tout le circuit de grille, entre le curseur du potentiomètre et cette dernière : connexions mal blindées, masses défectueuses ou incorrectes, etc.

Si la résistance R_1 aboutit, en B, à une tension de polarisation, et que le ronflement disparaît en mettant B à la masse, il est à peu près certain que c'est la tension de polarisation qui nous apporte une composante alternative indésirable. Remède : cellule de filtrage supplémentaire comme indiqué dans la figure 33-6a.

2. — Le ronflement persistant, passons au circuit plaque de la préamplificatrice. Court-circuitons à la masse le point C (fig. 33-5). Si le ronflement disparaît, il est vraisemblable que c'est la haute tension alimentant la plaque qui nous l'amène. Essayons une cellule de filtrage supplémentaire, suivant le schéma de la figure 33-6b, en donnant à R_1 une valeur comprise entre 25 000 et 50 000 ohms et en prenant $C_1 = 8 \mu\text{F}$ (électrochimique).

3. — Si le ronflement disparaît en mettant C à la masse, mais persiste malgré toutes nos tentatives pour améliorer le filtrage, vérifier l'état de la lampe préamplificatrice elle-même, et en particulier son isolement cathode-filament.

4. — Il est assez rare de voir un ronflement occasionné par une tension alternative parasite amenée directement sur la grille de la lampe finale (en D), mais il est cependant prudent de procéder aux mêmes essais qu'avec la grille de la préamplificatrice. Si on arrive à faire disparaître le ronflement en court-circuitant E, lorsque la lampe est polarisée

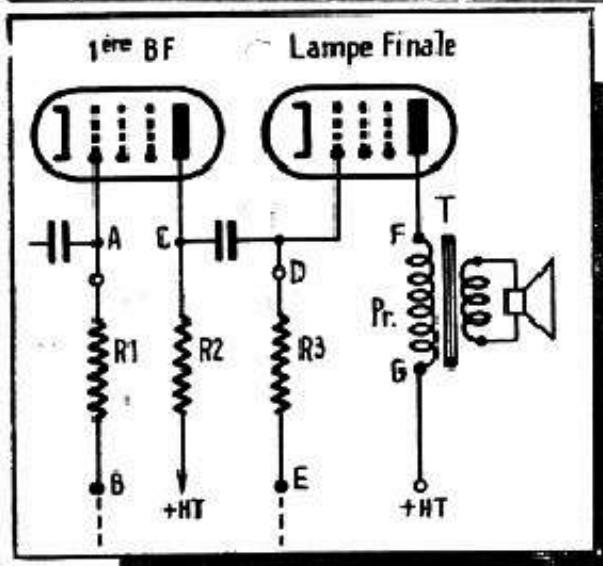


Fig. 33-5. — Points à examiner lorsqu'on cherche à localiser un ronflement. On court-circuite, successivement, les différentes résistances.

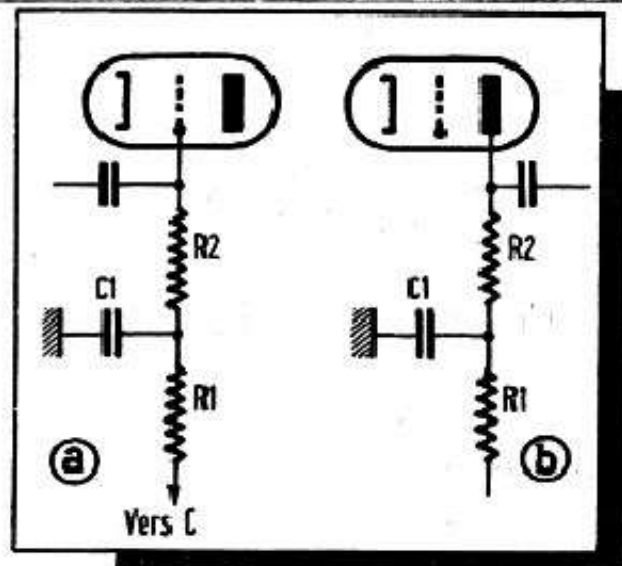


Fig. 33-6. — On arrive parfois à éliminer un ronflement par l'introduction de cellules de filtrage supplémentaires dans le circuit de grille (a) ou dans celui d'anode (b).

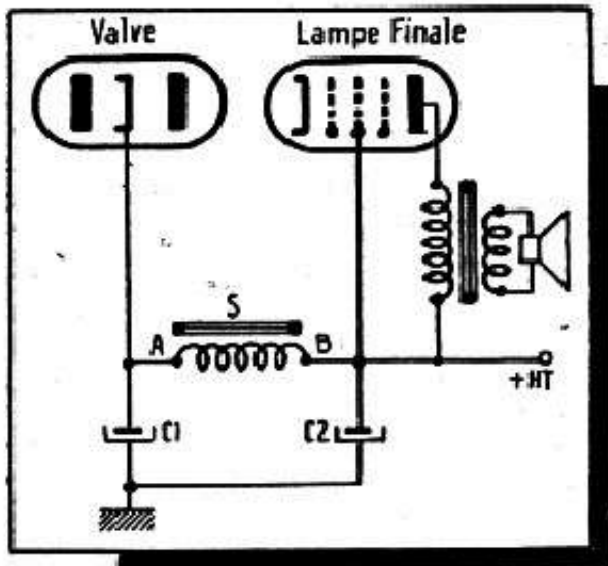


Fig. 33-7. — Alimentation du circuit anodique de l'étage final après filtrage.

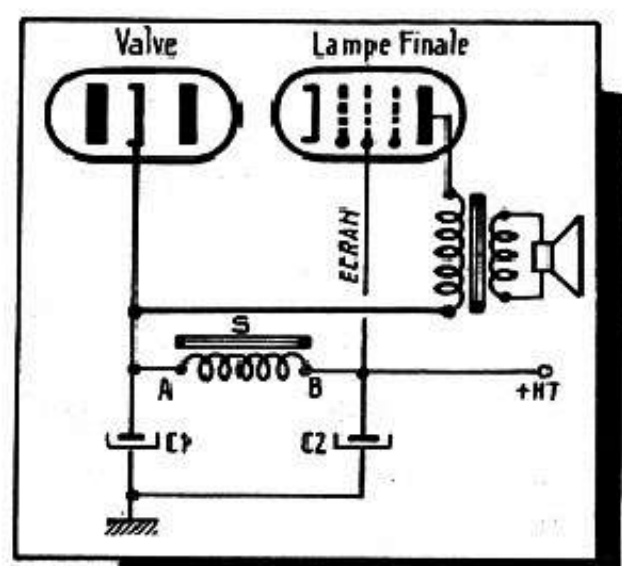


Fig. 33-8. — Alimentation du circuit anodique de l'étage final avant filtrage.

« par la grille », prévoir une cellule de filtrage, comme pour la préamplificatrice (fig. 33-6a), mais en donnant à R_1 une valeur moindre : 200 000 à 500 000 Ω .

5. — La persistance du ronflement après l'essai sur la grille de la lampe finale peut nous conduire à deux conclusions : défaut interne de la lampe (mauvais isolement cathode-filament) ou existence d'une composante alternative trop importante dans la haute tension alimentant la plaque de la lampe.

Cette dernière circonstance peut se produire, quelquefois, lorsque le circuit anodique de la lampe finale est connecté à la haute tension avant le filtrage, suivant le schéma de la figure 33-8, et que la capacité du condensateur C_1 n'est pas suffisante. Il reste alors à réaliser le branchement de la figure 33-7 pour que tout rentre en ordre.

Il est bon de noter, cependant, qu'un récepteur peut parfaitement ronfler avec le montage de la figure 33-7 et que le ronflement disparaît en réalisant le montage de la figure 33-8. Ce phénomène est parfaitement compréhensible si l'on se reporte à tout ce que nous avons dit sur le filtrage.

DÉPANNAGE DE LA PARTIE B. F. DES RÉCEPTEURS A TRANSISTORS

Méthode générale.

Dépanner un amplificateur B.F. à transistors veut dire trouver une ou plusieurs anomalies dans son fonctionnement. Mais pour déceler une anomalie il faut savoir très exactement ce qui est normal, c'est-à-dire connaître la structure de tous les montages courants, se rappeler l'ordre de grandeur des différents éléments et avoir une idée suffisamment précise sur les tensions que l'on doit normalement trouver en tel ou tel point.

Notons, en passant, que tout cela est valable pour le dépannage en général, qu'il s'agisse d'un récepteur, d'un téléviseur ou de n'importe quel appareil électronique.

Toujours est-il qu'il est primordial de se constituer une documentation abondante et variée, sous forme de schémas empruntés à quelques marques connues, par exemple, et comportant toutes les indications utiles : tensions, intensités, résistance ohmique des différents enroulements, variantes possibles, etc. Plus il y a de renseignements, mieux cela vaut.

Ensuite, cela devient une affaire de méthode : en présence d'un montage en panne, on mesure tout ce qu'il est possible de mesurer et on confronte les chiffres trouvés avec ceux des montages « étalons », ou, encore mieux, avec le schéma de l'appareil à dépanner lorsqu'on a la chance d'en disposer.

Nous allons donc commenter, dans tout ce qui suit, quelques schémas que tout technicien peut être appelé à rencontrer un jour ou l'autre, en attirant l'attention du lecteur sur le côté délicat de certaines mesures. Parallèlement à cette analyse, nous indiquerons quelques pannes caractéristiques.

Amplificateur B.F. à 3 transistors.

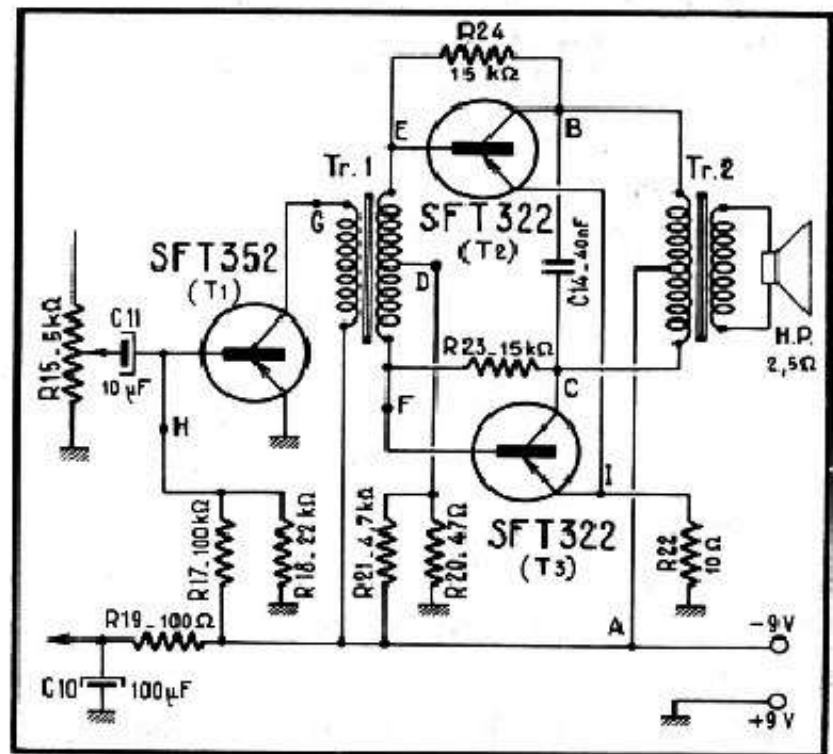
C'est le schéma de la figure 34-1, tout à fait classique, qui constitue, à quelques détails près, la partie B.F. de beaucoup de récepteurs à transistors. Il comprend un étage préamplificateur, équipé d'un transistor T_1 , et un étage final de puissance, un push-pull classe B, utilisant deux transistors identiques, T_2 et T_3 .

TENSIONS

Voici les tensions qui ont été mesurées aux différents points du schéma de la figure 34-1. Nous indiquons, une fois pour toutes, que ces tensions sont négatives par rapport à la masse.

A. — Tension de la pile (on suppose que cette tension est de 9 V). Cette mesure doit se faire en fonctionnement ou, comme on dit, en charge. En effet, si l'on mesure la tension de cette pile à vide, l'interrupteur du récepteur étant coupé, on trouve une valeur légèrement plus élevée, de 0,1 à 0,3 volt. Au dessous de quelle tension

Fig. 34-1. — Amplificateur B.F. classique à trois transistors, sans compensation thermique pour le préamplificateur.



une pile doit être considérée comme « morte » ? C'est assez difficile à dire, car cela dépend un peu du montage, mais des anomalies de fonctionnement commencent généralement à apparaître lorsque la tension descend au dessous de 7 V à peu près : manque de puissance et distorsion plus ou moins prononcés. Ne pas oublier également que cette mesure doit se faire en l'absence de toute émission, ou ce qui revient au même, avec le potentiomètre de puissance au minimum. En effet, à pleine puissance le courant absorbé par l'étage final est beaucoup plus élevé qu'au repos, d'où une chute de tension plus élevée à l'intérieur de la pile et une tension plus faible aux bornes de cette dernière. On trouvera, par exemple, 8,6 V en A avec R_{15} au minimum, et 8,3 V seulement lorsqu'on écoute à puissance « confortable » ;

B et C. — Tension de collecteur des deux transistors de puissance. Etant donné la résistance ohmique normalement très faible du primaire du Tr.2, la tension en B et C sera pratiquement la même qu'en A, du moins au repos. A pleine puissance on peut enregistrer des différences atteignant 0,3 - 0,4 V ;

D. — Polarisation de l'étage final, obtenue par le diviseur de tension R_{21} - R_{20} . Dans le cas de la figure 34-1 cette tension est de 0,12 V. On doit la mesurer avec beaucoup de soin, car c'est elle qui fixe le courant de repos du push-pull, place en quelque sorte sont point de fonctionnement et influe sur le taux de distorsion ;

E et F. — Tension de polarisation réelle des bases du push-pull. Etant donné l'existence d'un courant de bases et d'un courant déterminé par la présence des résistances R_{23} et R_{24} , il se produit une chute de tension parfaitement décelable dans chacune des sections du secondaire Tr. 1. Cependant, pour la mesurer, il faut évidemment disposer d'un contrôleur possédant une sensibilité de l'ordre de 100 mV, ce qui est le cas, par exemple, du « Supertest 680C » (ICE). Dans ces conditions, on trouve, pour chaque demi-secondaire, une chute de tension de l'ordre de 40 mV, de sorte que la tension en E et en F est voisine de 0,16 V (160 mV).

Il faut ajouter que l'on trouve rarement exactement la même tension en E et en F, d'une part à cause de l'inégalité des résistances R_{23} et R_{24} , et d'autre part à cause du manque de symétrie du secondaire Tr. 1.

Enfin, on doit remarquer que ce montage peut être simplifié par la suppression de la résistance R_{21} . En effet, les résistances R_{23} et R_{24} déterminent une compensation thermique par contre-réaction en tension, comme nous l'avons vu dans le chapitre

XXV. Or, on voit facilement que pour le courant continu les résistances R_{23} et R_{24} se trouvent en parallèle sur R_{21} , car la résistance ohmique du secondaire Tr. 1 et du primaire Tr. 2 est négligeable par rapport à leur valeur. On voit, d'ailleurs, cette disposition dans certains récepteurs ;

G. — Tension de collecteur du transistor préamplificateur T_1 . Cette tension est nettement différente de celle que l'on a trouvé en A, malgré le courant de collecteur relativement faible, car la résistance primaire du Tr. 1. est de l'ordre de quelques centaines d'ohms. Nous trouvons donc, en G, 7,2 V ;

H. — Tension de base du T_1 , c'est-à-dire sa polarisation. Nous trouvons 0,17 V.

I. — Une résistance de très faible valeur est généralement placée dans le circuit d'émetteurs de l'étage final, et constitue un élément de compensation thermique supplémentaire (R_{20} , fig. 34-1). La tension que l'on trouve, au repos, à ses bornes est toujours très faible, mesurable uniquement sur la sensibilité 100 mV : quelque 16 mV dans le cas de la figure 34-1. A puissance moyenne, lorsque le courant collecteur de l'étage final augmente, cette tension augmente aussi, et atteint 110-120 mV.

La mesure de la tension en I constitue un « test » de la consommation normale de l'étage de sortie. Si cette consommation devient anormale pour telle ou telle raison, la tension en I dépasse aussitôt les limites permises et nous alerte.

RESISTANCES

La mesure de certaines résistances d'un montage à transistors peut nous donner souvent des indications utiles pour son dépannage, mais la conduite des mesures et l'ohmmètre employé doivent faire l'objet de précautions tout à fait spéciales.

En effet, dans un montage à transistors nous ne pouvons pas opérer « à froid », c'est-à-dire sans faire intervenir les conductances d'entrée et de sortie des éléments amplificateurs, comme on peut le faire facilement en coupant l'alimentation d'un récepteur à tubes électroniques. Dans un poste à transistors, même lorsque le circuit d'alimentation est coupé, les différentes jonctions restent en place et présentent des résistances très élevées dans un sens et très faibles dans l'autre.

Si l'on ajoute à cela la multiplicité des ponts sur la tension d'alimentation, on arrive à un circuit électrique aux ramifications innombrables, dont il est parfois bien malaisé d'apercevoir la structure exacte lorsqu'on branche l'ohmmètre aux bornes d'un élément particulier.

Dans certains récepteurs, où les transistors sont montés sur de petits supports et peuvent être facilement enlevés, les choses sont plus simples, mais dans le cas général, surtout lorsqu'il s'agit de plaquettes à câblage « imprimé » où il n'est guère possible de dessouder quoi que ce soit, la mesure des résistances doit se faire avec une prudence de serpent.

Voici quelques recommandations, d'une portée très générale, qui peuvent nous aider à éviter certains « malentendus ».

1. — Lorsqu'il n'est pas possible d'enlever facilement les transistors, faire une mesure de résistance en connectant le pôle « plus » de l'ohmmètre côté base.

Par exemple, si nous opérons sur le montage de la figure 34-1, et que nous voulons vérifier la valeur de R_{18} , il faut connecter le « plus » au point H et le « moins » à la masse. De même, pour la mesure d'une résistance telle que R_{24} , le « plus » sera réuni au point E (base) et le « moins » à B (collecteur).

2. — Pour déterminer la polarité d'un ohmmètre (dont on ignore le schéma), le connecter à un voltmètre (sensibilité 1,5 ou 5 V). Le sens de déviation de l'aiguille de ce dernier précisera la polarité de l'ohmmètre.

3. — S'assurer que la source de tension utilisée dans l'ohmmètre ne dépasse pas 6 à 9 V. Se méfier des ohmmètres alimentés sur le secteur (sans pile).

4. — Se méfier également des ohmmètres du type « shunt » ou mixte, car leur résistance-série, lors de la mesure des résistances faibles, est également très faible, de

l'ordre de quelques dizaines d'ohms. Donc si nous mesurons, à l'aide d'un tel ohmmètre, une résistance de quelque 100 ohms, nous y faisons passer un courant de 20 mA environ, si la pile est de 3 V seulement. C'est une intensité qui dépasse largement les possibilités d'une honnête jonction, qui sera vraisemblablement détruite très rapidement.

5. — Eviter d'utiliser des sensibilités trop faibles, à moins que l'on ne soit très sûr de ce que l'on fait. Commencer les mesures toujours par celle qui offre une résistance série de l'ordre de 10 k Ω .

Voici maintenant quelques indications pratiques concernant les mesures dans le cas du montage de la figure 34-1.

Primaire du transformateur de sortie. — La résistance très faible de chaque moitié (quelques ohms) permet d'opérer directement, sans rien dessouder et sans faire attention au sens de branchement de l'ohmmètre. On trouve ainsi une résistance comprise entre 4 et 6 Ω par section, soit 8 à 12 Ω pour la totalité du primaire. A noter également que très souvent on constate une nette asymétrie des deux moitiés. C'est ainsi qu'il nous est arrivé de mesurer 4 Ω d'un côté et 6 de l'autre. Et l'on s'étonne après d'une musicalité plutôt minable !

Résistances R_{23} et R_{24} . — Si l'on veut vérifier la valeur de ces résistances, il est nécessaire de dessouder les deux extrémités du primaire Tr. 2, si l'on ne veut pas mesurer R_{21} , R_{23} et R_{24} en parallèle. De plus, on respectera rigoureusement le sens de branchement de l'ohmmètre : le « plus » en E ou F et le « moins » en B ou C. Dans l'autre sens on trouve une résistance très faible.

Secondaire transformateur Tr. 1. — Ici encore, on peut mesurer la résistance de chaque moitié sans rien dessouder, mais en respectant le sens de branchement de l'ohmmètre. En connectant le pôle « moins » de ce dernier en D, et le pôle « plus » successivement en E et F, on trouve pour chaque moitié une résistance de 90 Ω très sensiblement. Si l'on inverse les connexions de l'ohmmètre, on trouve 65 Ω par section seulement, car de chaque côté la conductance de la jonction base-émetteur intervient et shunte la moitié correspondante du secondaire avec R_{20} et R_{22} en série.

Primaire transformateur Tr. 1. — En somme, il s'agit de mesurer la résistance entre A et G. Sans rien dessouder, nous connectons l'ohmmètre avec le « plus » en A (donc vers la base) et le « moins » en G. Nous trouvons 230 Ω . Si nous inversons les connexions de l'ohmmètre, nous ne trouvons plus que 220 Ω . Si le primaire est coupé et que nous essayons d'en mesurer la résistance avec le « plus » de l'ohmmètre en G, nous trouvons environ 7000 Ω . Dans l'autre sens la résistance est très élevée, mais non infinie : 200 à 250 k Ω .

Voilà donc un exemple des difficultés rencontrées lors de la mesure de résistances dans un montage à transistors. Un enroulement est coupé, et pourtant nous trouvons une résistance parfaitement définie et variable suivant le sens de branchement de l'ohmmètre.

Résistance shunt d'alimentation. — Nous désignons par ce terme la résistance que l'on mesure entre A et la masse, la pile étant déconnectée. Si l'ohmmètre est connecté par son pôle « moins » en A et son pôle « plus » à la masse, on trouve environ 600 Ω . En inversant les connexions la résistance mesurée est légèrement inférieure à 1000 Ω .

La connaissance de cette résistance shunt d'alimentation est utile pour apprécier rapidement si la consommation de repos est normale ou non. En effet, si l'on divise les 9 volts de la tension d'alimentation par 600 Ω , on trouve une intensité de quelque 15 mA, c'est-à-dire, pratiquement, le courant de repos normal du récepteur.

Résistances R_{17} et R_{18} . — Si nous mesurons entre H et A (avec le « plus » de l'ohmmètre en H), nous trouvons environ 20 k Ω , ce qui est tout à fait logique, puisque nous venons de voir que la résistance shunt d'alimentation était de l'ordre de 600 Ω et que, par conséquent, lorsqu'on mesure R_{17} on trouve, en parallèle, R_{18} avec 600 Ω en série.

**Tableau 34-1. — CARACTERISTIQUES DE QUELQUES
AMPLIFICATEURS B.F. A TROIS TRANSISTORS**

Élément du schéma	« Microcote » (Célad)	« Transfox » (Radialva)	R 200 (Roberts) Grande- Bretagne	BPT351 (Ekeo) Grande- Bretagne	Q5 (Pye) Grande- Bretagne	« Susi 830 » (Groetz) Allemagne	« Boy II 59 » (Grundig) Allemagne
Transistor T ₁	SFT 103	991T1	OC78D	OC78D		OC75	OC71
R ₂ (kΩ)	10	39	8,2	12	4,7	10	10
R ₃ (kΩ)	56	82	33	39	18	39	33
V _{b1} (V)	1 à 1,15	2	1,21	1,6	1	0,9	0,9
R ₄ (Ω)	1 000	820	560	560	220	680	330
C ₂ (μF)	50	100	100	100	100	30	25
V _c (V)	1,05 à 1,2	1,8	1,08	1,45	0,85	0,8	0,72
V _e (V)	8,2 à 8,5	8,3	8,7	8,6	5,5	4,9	4,6
R ₅ (Ω)	220	150	560 (*)	680 (*)	270	120	150
Tension après R ₅ (V)	8,7	8,4	7,5	7,1	5,7	5,6	
R ₆ + R ₇ (kΩ)	3,3	4,7	3,9	3,75	1,8 (**)	1,2 à 2,9	0 à 5
R ₈ (Ω)	47	100	82	60	68	100	220
Thermistance sur R ₈	Non	Non	Non	Non	Non	130	300
V _{b2} (mV)	110 à 150	175	180	200	200	170	160
Transistors T ₂ -T ₃	SFT 123	988T1	OC78	OC78		OC72	OC74
Tension d'alimen- tation	9	9	9	9	9	6	6

A signaler que si l'on mesure « à l'envers », on ne trouve que 1200 Ω environ.

Enfin, si l'on mesure aux bornes de R₁₈, avec le « moins » à la masse, on trouve également 20 kΩ environ. Ne pas essayer de mesurer dans l'autre sens, du moins dans le cas particulier de la figure 34-1, où le transistor T₁ ne possède aucune résistance d'émetteur. Un ohmmètre branché aux bornes de R₁₈ équivaut alors à une source de tension connectée directement à la jonction émetteur-base. Le résultat dépend de la résistance que l'on trouvera en série, c'est-à-dire de la résistance propre de l'ohmmètre sur la sensibilité utilisée.

VARIANTES

Le schéma de la figure 34-1 étant classique dans ses grandes lignes, il peut être intéressant de connaître ses variantes que nous pouvons rencontrer dans la pratique.

Le montage de la figure 34-2 a été emprunté à un récepteur *Schneider* (« Cadet »). On voit que le transistor OC71 comporte une compensation thermique par contre-réaction d'émetteur (R₄). De ce fait, la tension à l'émetteur est de 0,63 V, ce qui oblige à porter la base à 0,77 V, de façon à la maintenir négative de 0,14 V environ par rapport à l'émetteur. Remarquons aussi la faible résistance totale du point R₃-R₂, améliorant encore la stabilité thermique de l'étage préamplificateur.

Étant donné les tensions indiquées et la valeur de la résistance R₄, on déduit que le courant de collecteur du OC71 est de 0,92 mA environ et que, par conséquent, la résistance du primaire Tr. est de quelque 320 Ω.

La polarisation de l'étage final est stabilisée par une thermistance dont la résistance à 25° est de 130 Ω de sorte que l'ensemble R₈ - thermistance constitue une résistance de quelque 56 Ω à cette température. À 50° le même ensemble ne représentera plus que 36 Ω environ, ce qui diminuera la polarisation des bases et maintiendra le courant collecteur pratiquement au niveau initial.

Pour quelques autres variantes nous nous baserons sur la structure du schéma de la figure 34-2 et dresserons le tableau 34-1 où V_{b1} désigne la tension à la base du transistor T_1 , V_e et V_c ses tensions d'émetteur et de collecteur et V_{b2} la tension de polarisation des bases de l'étage final.

Certaines valeurs de R_5 sont suivies d'un astérisque (*) qui signifie que dans les montages correspondants le retour du primaire $Tr.$ se fait avant R_5 .

Lorsque la valeur de $R_6 + R_7$ est suivie d'un double astérisque (**), cela veut dire que cette résistance prend son départ après R_5 . D'autre part, lorsque deux valeurs sont indiquées pour $R_6 + R_7$, cela veut dire que cette résistance est ajustable en totalité ou en partie.

Pour le récepteur *Pye* les transistors utilisés n'étaient pas indiqués sur le schéma que

Fig. 34-2. — Un autre amplificateur B.F. à trois transistors, à compensation thermique beaucoup plus étudiée.

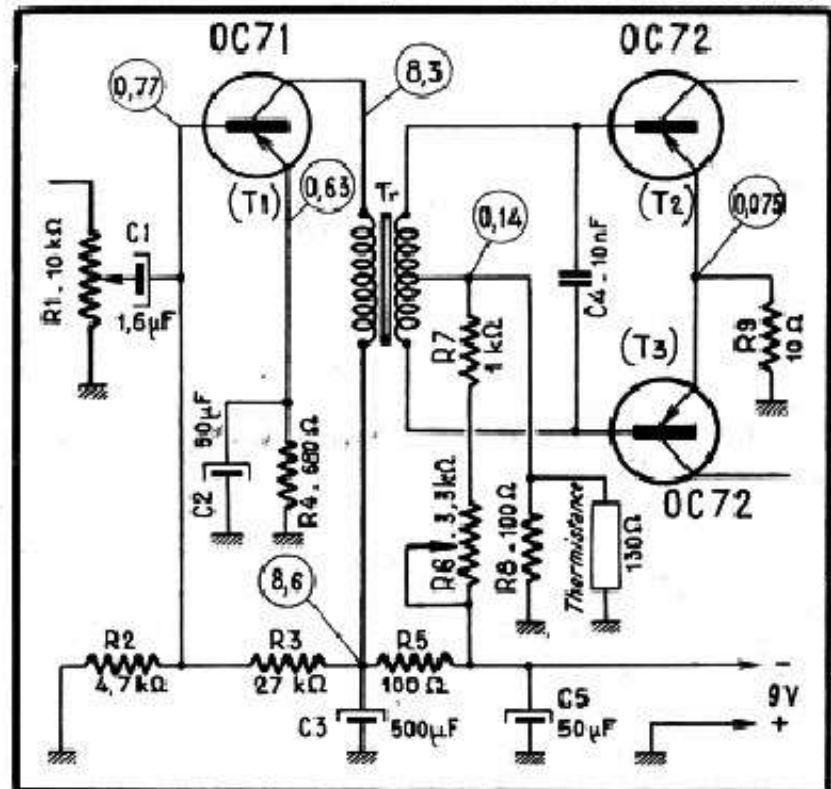
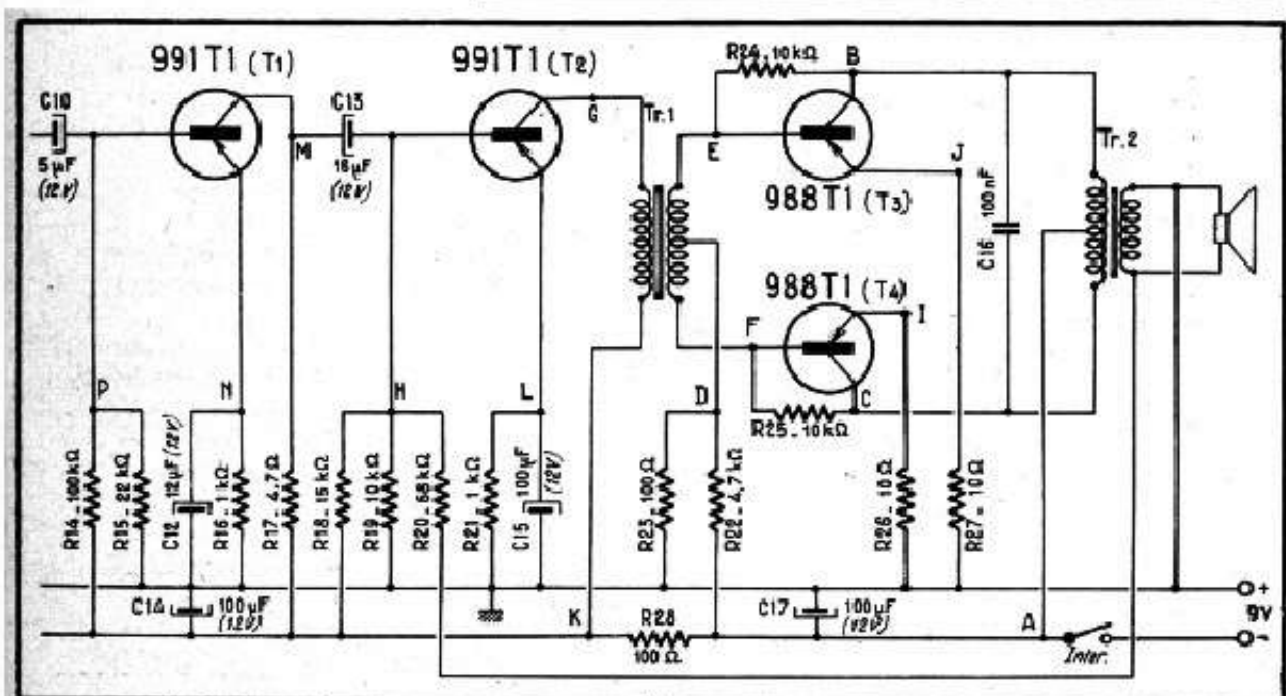


Fig. 34-3 (ci-dessous). — Un amplificateur B.F. à quatre transistors, avec deux étages de préamplification.



nous possédions. Nous pensons qu'ils doivent être du même type que ceux des autres récepteurs anglais.

Amplificateur B.F. à 4 transistors.

Son schéma est celui de la figure 34-3, schéma assez souvent employé, avec parfois quelques variantes que nous indiquerons plus loin. D'ailleurs, on se rend compte facilement qu'entre les schémas des figures 34-1 et 34-3 la différence réside uniquement dans l'adjonction d'un étage préamplificateur supplémentaire pour le montage de la figure 34-3. Nous remarquerons, cependant, deux particularités :

1. — Au lieu d'avoir une résistance unique pour les deux émetteurs de l'étage final, nous avons ici deux résistances séparées (R_{26} et R_{27}). Cette façon de faire ne se justifie par aucune considération valable, et la solution de la figure 34-1 est toujours préférable. On peut même ajouter que, très souvent, une résistance commune telle que R_{22} est d'une valeur inférieure à 10Ω : 4,7 à 6,8 Ω ;

2. — Un circuit de contre-réaction, englobant les deux derniers étages, est prévu dans l'amplificateur de la figure 34-3. C'est le circuit qui va de la bobine mobile à la base du transistor T_2 , à travers R_{20} . En dehors de cela, voici les résultats des mesures effectuées sur ce montage.

TENSIONS

La tension de la pile, à vide, était de 8,8 V lorsque les mesures ci-dessous ont été effectuées. En charge, on trouvait 8,45 V environ au point A, tension qui tombait à 7,8 V après R_{28} , en K.

Aux points B et C la tension est pratiquement la même qu'en A. Voir ce que nous avons dit à ce sujet à propos de la figure 34-1.

Au point D on trouve une tension de 0,26 V environ, c'est-à-dire nettement supérieure à ce que nous avons mesuré dans le cas de la figure 34-1. Les bases étant plus négatives, le courant de collecteur sera plus élevé et nous devons nous attendre à trouver en I et J une tension appréciable. Nous mesurons, en effet, 88 mV en I et 74 mV en J.

Théoriquement, on pourrait penser que dans le cas d'une résistance commune de 10Ω la tension serait de $88 + 74 = 162$ mV. Mais, pratiquement, une telle tension à l'émetteur aboutirait à diminuer la polarisation, puisque la différence entre la tension en D et celle aux bornes d'une résistance commune d'émetteur serait moindre, d'où courant de collecteur plus faible. On arriverait ainsi à une tension de l'ordre de 130 mV ce qui dénote un courant total de collecteur (de repos) de quelque 13 mA, valeur excessive, puisque l'on ajuste généralement ce courant à quelque 3 - 4 mA.

La retouche de la polarisation s'impose donc, dans le sens de la diminution. On l'obtient en augmentant la valeur de R_{22} ou en diminuant celle de R_{23} .

Si nous mesurons, sans rien modifier au montage, la polarisation réelle des bases du push-pull, nous trouverons 0,3 V en F et 0,29 V en E. Mêmes commentaires qu'à propos de la figure 34-1.

La tension G (collecteur T_1) est de 6,6 V. Sur l'émetteur du même transistor (point L) nous trouvons 2,52 V. Comme la tension en K, que nous avons déjà mesurée, est de 7,8 V, nous voyons que la chute de tension dans le primaire Tr. 1 est de 1,2 V. Le courant de collecteur étant très sensiblement celui d'émetteur, soit $2,52/1000 = 0,00252$ A = 2,52 mA, la résistance primaire doit être $1,2/2,52 = 475 \Omega$ environ.

Passons à la base du transistor T_2 (point H). Nous y trouvons 2,72 V, soit une polarisation de base de 0,2 V.

Au collecteur du transistor T_1 (point M) nous mesurons 4,2 V, la tension d'émetteur (point N) étant de 0,82 V et la tension de base (point P) de 0,95 V. La base est donc polarisée à 0,13 V seulement, ce qui explique le courant de collecteur du transistor T_1 nettement inférieur à celui du transistor T_2 . En effet, nous voyons que le courant de collecteur du T_1 est de $3,6/4,7 = 0,77$ mA.

Tableau 34-2. — CARACTERISTIQUES DE QUELQUES AMPLIFICATEURS B.F. A QUATRE TRANSISTORS

Élément du schéma	« Boy » (Schneider)	« Transport » (Clairville)	« Séducteur » (Socradel)	« Transetta » (Siemens)	BC562 (G.E.C.)	BT359 (Eko)
Transistor T ₁	991T1	SFT151	992T1	0C71	GET114	0C71
Transistor T ₂	991T1	SFT151	992T1	0C71	GET113	0C81D
R ₁₄ (kΩ)	33	120	100	150	56	68
R ₁₅ (kΩ)	3,9	22	15	15	10	10
R ₁₆ (Ω)	1 500	1 000	2 700	2 200	1 000	1 000
C ₁₂ (μF)	50	25	25	10	100	100
Tension en P (V)	0,95	0,80	1,2	0,48	0,79	0,75
Tension en N (V)	0,80	0,70	1,1	0,51	0,72	0,70
Tension en M (V)	5,8	4	6,8	1,1	3,9	5
Courant collecteur T ₁ (mA)	0,54	0,70	0,41	0,23	0,72	0,70
R ₁₇ (kΩ)	3,9	6,8	6,8	22	3,9	3,9
C ₁₃ (μF)	8	5	25	1	8	8
R ₁₈ (kΩ)	15	10	27	56	30	47
R ₁₉ (kΩ)	4,7	6,8	3,3	18	10	12
R ₂₁ (Ω)	510	470	220	560	560	680
C ₁₅ (μF)	50	50	100	32	100	100
Tension en H (V)	1,85	2	0,8	1,24	1,9	1,4
Tension en L (V)	1,70	1,9	0,6	1,17	1,8	1,5
Tension en G (V)	7,6	6,8	8	7,6	7,6	8,8
Tension en K (V)	8,4	8,5	8,5	6,9	6,8	7
Courant collecteur T ₂ (mA)	3,3	4	2,7	2,1	3,2	2,2

RÉSISTANCES

Les deux moitiés du primaire Tr. 2 ont été mesurées avec beaucoup de soin et on a trouvé les valeurs suivantes : 3,95 Ω et 4,4 Ω. A ce propos, il faut signaler que cette résistance primaire est toujours très faible, pouvant descendre à quelque 1,5 Ω (certains récepteurs anglais), mais ne dépassant jamais (du moins à notre connaissance) 6 Ω (par section).

Pour le secondaire du transformateur Tr. 1 nous avons trouvé 62,5 Ω pour une section et 56 Ω pour l'autre, en mesurant dans le sens « direct » (le « plus » vers les bases). Dans l'autre sens on trouve, respectivement 50 et 46 Ω. Les valeurs de résistance que l'on trouve généralement pour chaque section du secondaire du Tr. 1 se situent entre 28 et 60 Ω et une légère dissymétrie est parfaitement normale et tolérable, si elle ne dépasse pas les limites indiquées ci-dessus, à peu près.

En ce qui concerne le primaire du Tr. 1, la mesure « directe » nous a donné 440 Ω (380 Ω à l'envers), chiffre suffisamment rapproché de celui déduit par le calcul (475 Ω environ). Il faut noter qu'une telle valeur est relativement élevée, celles que l'on trouve le plus souvent se situant plutôt entre 120 et 260 Ω.

Résistances R₂₂ et R₂₃. — Pour mesurer R₂₃ on peut opérer directement, sans rien dessouder, en connectant le « plus » de l'ohmmètre en D. On trouve une valeur de 100 Ω très sensiblement. Si l'on inverse les connexions, on ne trouve plus que 46 Ω environ.

Pour la résistance R₂₂ c'est un peu plus compliqué. En mesurant avec le « plus » de l'ohmmètre en D on ne trouve que 1350 Ω environ. Cela est tout à fait normal, car

la résistance shunt d'alimentation mesurée en A est de 1250 Ω environ. Autrement dit, au moment de la mesure cette résistance, en série avec R_{23} , se place en parallèle sur R_{22} .

Condensateurs électrochimiques. — La résistance ohmique de ces condensateurs n'intervient guère dans les différentes mesures de résistances, car elle est toujours de valeur très élevée, même « à l'envers », du moins lorsque les condensateurs sont en bon état. Généralement, dans le sens « direct » (le « plus » de l'ohmmètre au « plus » du condensateur) la résistance est supérieure à 20 M Ω pour les condensateurs de 16 à 100 μ F (12 à 30 V service). Dans l'autre sens cette résistance est plus faible, mais toujours supérieure à 2 M Ω .

Résistance R_{21} . — Cette résistance, de même que toutes les résistances de faible valeur qui se trouvent dans un circuit d'émetteur, peut être mesurée directement, en connectant le « plus » de l'ohmmètre à la masse. On lit ainsi 1000 Ω dans le cas de la figure 34-3. Si la mesure se fait à l'envers, on ne trouve plus que 450 Ω environ.

Résistance R_{19} . — La mesure directe, sans rien dessouder, n'est guère possible, car R_{19} se trouve shuntée par R_{18} en série avec la résistance shunt d'alimentation, ce qui équivaut à une résistance d'un peu plus de 6 k Ω , valeur que l'on trouve en effectuant la mesure, avec le « plus » de l'ohmmètre en H.

Résistance R_{18} . — Comme pour R_{19} , la mesure directe de cette résistance n'est guère réalisable, car on trouve alors quelque chose comme 7,5 k Ω , toujours pour la même raison que ci-dessus. Il faut donc dessouder R_{18} ou R_{19} d'un seul côté pour pouvoir mesurer commodément les deux.

Bien que son influence soit nettement moins marquée, il est préférable de dessouder R_{20} également.

Liaison entre les transistors T_1 et T_2 . — Ce qui peut arriver à cette liaison, c'est un défaut d'isolement ou même un court-circuit du condensateur C_{13} . Une mesure directe de résistance permet parfois de déceler un tel défaut. L'ohmmètre sera branché entre M et H, avec son « plus » vers la base du T_2 , et dans ces conditions, si tout est en place, on trouvera une résistance de quelque 10 k Ω , ce qui représente *grosso modo*, R_{19} en série avec la résistance shunt d'alimentation, le tout en parallèle sur R_{17} en série avec R_{18} . Si l'on coupe R_{19} , la résistance mesurée devient 18 k Ω à peu près, c'est-à-dire sensiblement $R_{17} + R_{18}$. Mais il subsiste encore une influence « conductrice » d'une jonction, car si l'on enlève le transistor T_2 , on trouve une résistance de 19 k Ω , c'est-à-dire exactement la somme $R_{17} + R_{18}$.

De plus, le transistor T_2 étant enlevé, la résistance mesurée est la même dans les deux sens, tandis qu'avec T_2 en place, on trouve seulement 3,8 k Ω entre M et H lorsque R_{19} est dessoudée et que le « plus » de l'ohmmètre est en M.

Résistance R_{17} . — Sans rien dessouder, et en connectant le « moins » de l'ohmmètre au collecteur on trouve, entre M et K, une résistance voisine de 4 k Ω . Si on inverse les connexions, on lit 2,8 k Ω . Enfin, si on enlève le transistor T_1 on mesure 5 k Ω environ dans les deux sens.

Résistance R_{16} . — Voir tout ce qui a été dit au sujet de la mesure de R_{21} . Ici, on lit 1,1 k Ω « à l'endroit » et quelque 900 Ω à l'envers.

Résistances R_{14} et R_{15} . — Etant donné la valeur relativement élevée de R_{14} , la mesure directe de R_{15} donne un résultat presque juste : on trouve un peu plus de 19 k Ω (le « plus » en P). Si on enlève le transistor T_1 , la même mesure donne un peu plus de 20 k Ω , la vraie valeur de R_{15} (résistance dessoudée) étant de 22 k Ω .

VARIANTES

Comme nous l'avons fait pour le schéma de la figure 34-2, le tableau 34-2 résume les caractéristiques de quelques amplificateurs de marques connues, dont la structure générale ressemble à celle de l'amplificateur de la figure 34-3.

Fig. 31-4. — Un amplificateur B.F. particulièrement étudié, avec un étage d'entrée à collecteur commun et double circuit de contre-réaction.

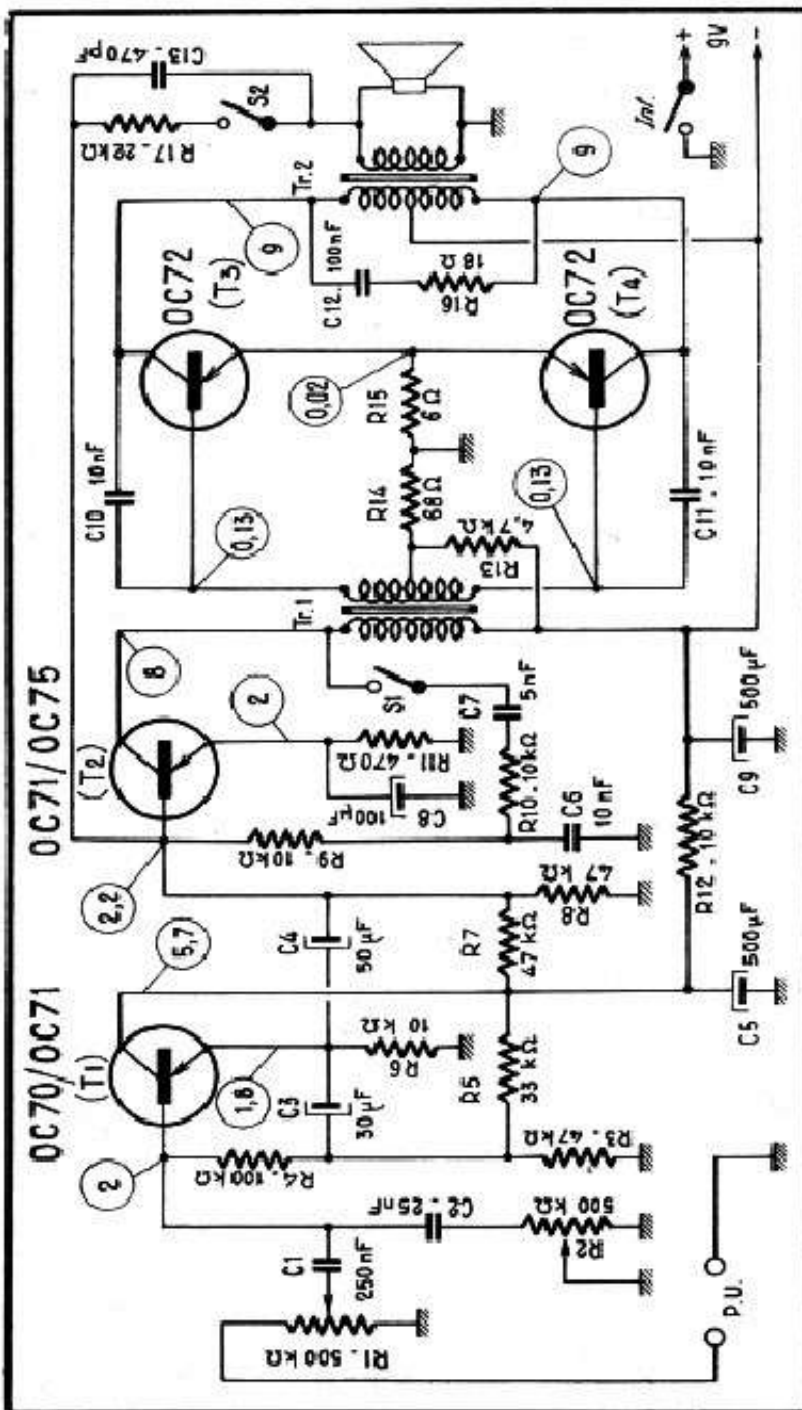


Tableau 34-3. — CARACTERISTIQUES DE QUELQUES MONTAGES SANS TRANSFORMATEUR DE SORTIE

Élément du schéma	1	2	3	4	5	6
Transistors	SFT121	OC72	OC72	OC72	OC78	OC81
R_1 et R_2 (Ω)	2,6	supprimée	3	4	4,7	4,7
R_3 et R_4 (Ω)	150	120	100	100	100	180
R_5 et R_6 (Ω)	2,7	2,5	2,2	1,8	3,3	8,2
Tension d'alimentation (V)	$2 \times 4,5$	$2 \times 4,5$	$2 \times 4,5$	$2 \times 4,5$	2×6	2×9
Impédance B.M. (Ω)	28	24		40	40	70



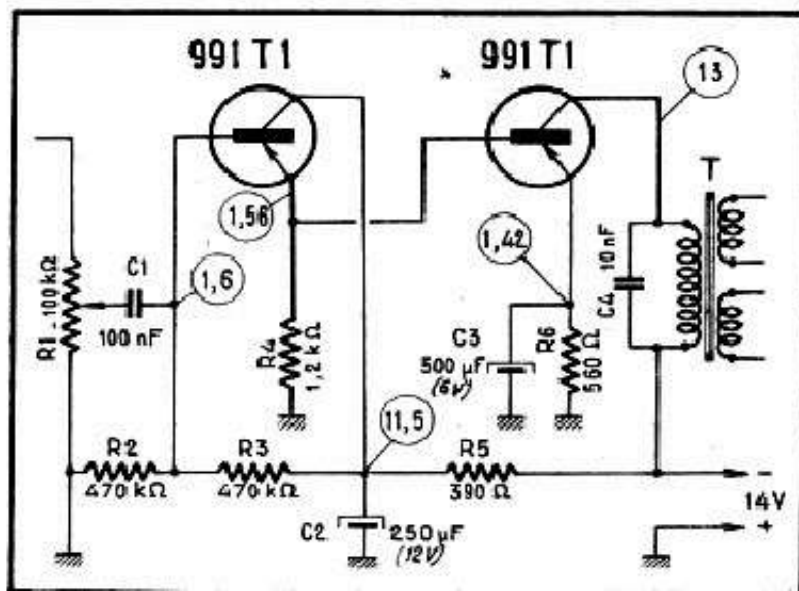


Fig. 34-5. — Un préamplificateur B.F. à deux transistors, à liaison directe entre les deux étages, et dont l'étage d'entrée est à collecteur commun.

Fig. 34-6. — Un autre préamplificateur B.F. à deux transistors, à liaison directe entre les deux étages.

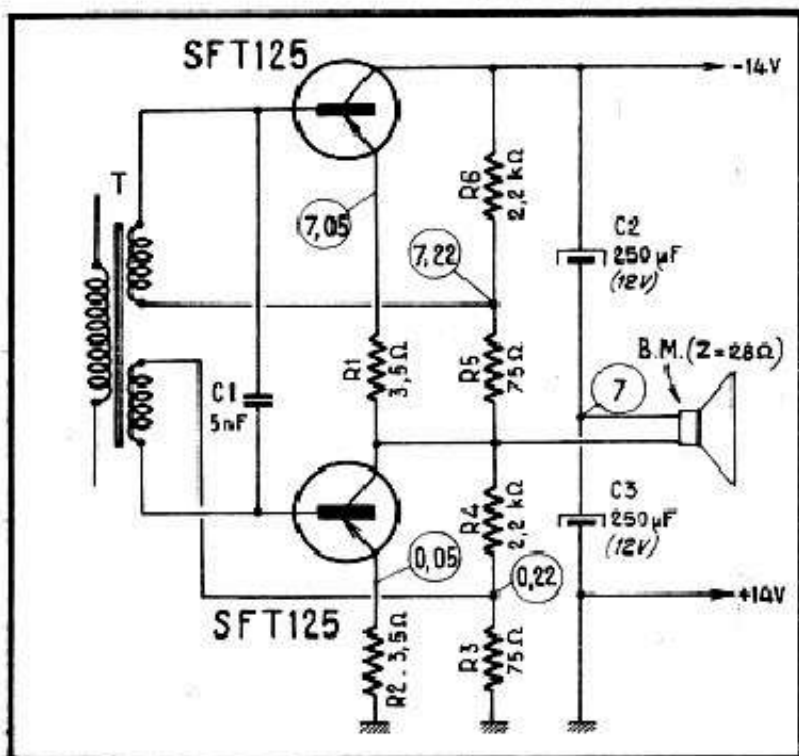
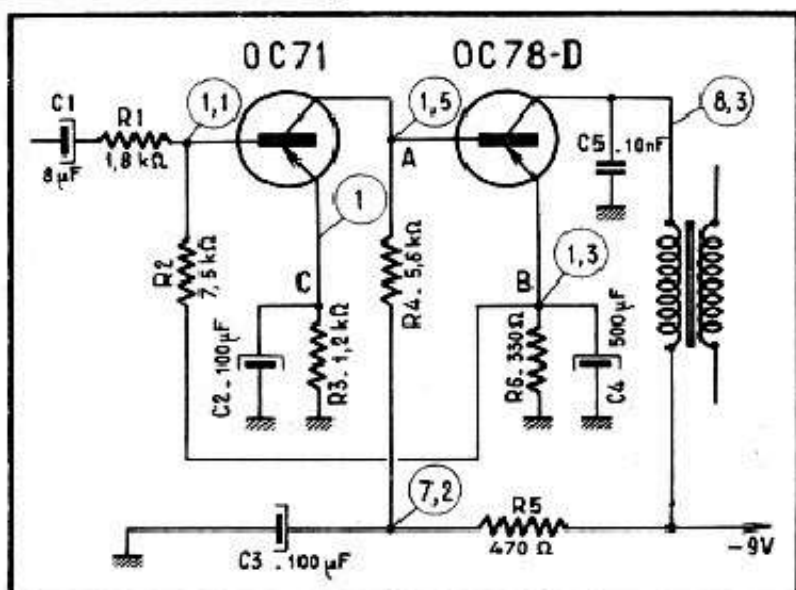


Fig. 34-7. — Etage final sans transformateur de sortie et point milieu artificiel sur la batterie d'alimentation.

Dans les montages des colonnes 2, 5 et 6, le retour du primaire du transformateur Tr. 1 se fait au point A, ce qui explique la tension en G supérieure à celle en K.

Amplificateurs avec étage d'entrée à collecteur commun.

Lorsqu'il s'agit d'un amplificateur qui doit fonctionner correctement avec un pick-up, il est indiqué de prévoir une résistance d'entrée suffisamment élevée, ce que l'on obtient

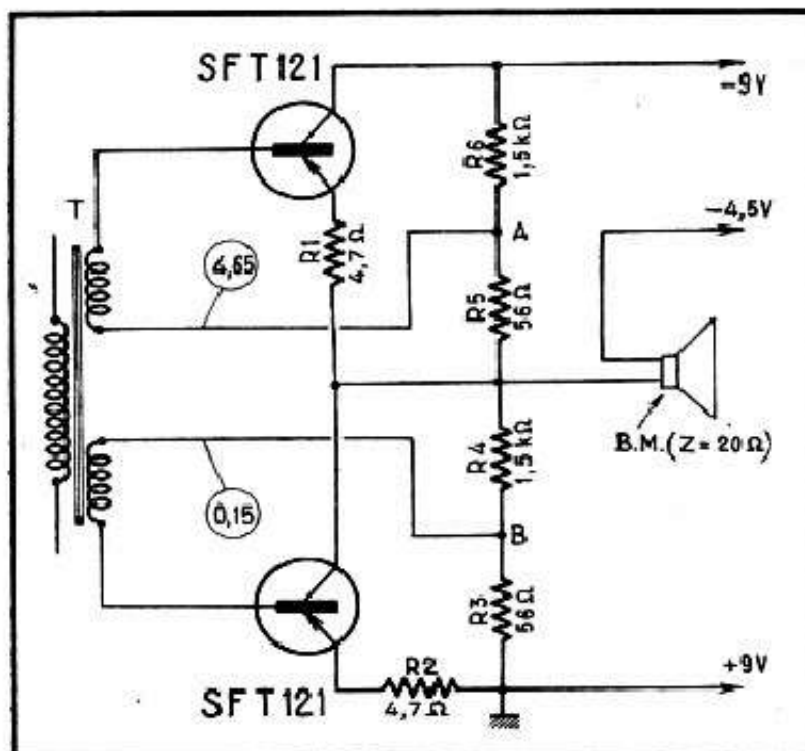


Fig. 34-8. — Etage final sans transformateur de sortie et point milieu « réel » sur la batterie d'alimentation.

en montant le premier étage à collecteur commun. Un excellent exemple d'amplificateur de ce type nous est fourni par celui du récepteur « Transtor » (*Radialva*), représenté par le schéma de la figure 34-4. Cet amplificateur possède un double circuit de contre-réaction : collecteur-base du transistor T_2 par $C_7 - R_{10} - C_8 - R_9$; bobine mobile-base T_2 par $C_{13} - R_{17}$. Une commande de tonalité est également prévue (potentiomètre R_2).

Un autre exemple d'amplificateur dont l'étage d'entrée est monté à collecteur commun nous est donné par le schéma de la figure 34-5 (« Globe-Trotter », *Arco*). On voit que ce montage présente encore la particularité d'avoir une liaison directe entre les deux étages, et d'être alimenté à partir d'une batterie de 14 V.

Amplificateurs à liaison directe.

Ce type de montage est très en faveur en Angleterre, le schéma de la figure 34-6 représentant les deux premiers étages de la partie B. F. du récepteur TR 82 B (*Busb*). On y remarquera encore une autre originalité : la polarisation de la base du OC71 à partir de la tension obtenue sur l'émetteur du OC78D. Ce système astucieux aboutit à une compensation thermique efficace des deux étages, ou plus exactement il améliore la compensation obtenue par la contre-réaction d'émetteur.

En effet, supposons que pour telle ou telle raison le courant collecteur du OC71 augmente. Deux effets vont en être la conséquence, les deux agissant dans le même sens. Tout d'abord, la tension en A diminue, ce qui entraîne la diminution du courant collecteur du OC78D, donc une tension en B plus faible, qui se trouve reportée à la base

du OC71, diminue sa polarisation et provoque une baisse du courant collecteur correspondant. Second effet : augmentation de la tension en C, donc, en fin de compte, diminution de la polarisation du OC71 et, sa conséquence, diminution du courant collecteur.

Si c'est le courant collecteur du OC78D qui augmente anormalement, la tension en B augmente aussi, ce qui diminue la polarisation du transistor (écart des tensions en A et en B plus faible) et freine son courant collecteur. Mais en même temps, la polarisation du OC71 augmente, le courant collecteur de ce transistor aussi, ce qui détermine une tension plus faible en A, donc, encore une fois, la polarisation du OC78D plus faible et son courant collecteur moindre.

Etage final sans transformateur.

Ces montages sont très fréquemment utilisés, surtout dans les récepteurs « de poche », où l'encombrement et le poids prennent une importance particulière. Dans tout ce qui suit nous laisserons de côté le principe de ces amplificateurs, nous contentant d'en tracer la structure, avec l'indication de toutes les valeurs et de certaines variantes.

Le schéma de la figure 34-7, qui constitue, soit dit en passant, l'étage final de l'amplificateur de la figure 34-5, représente le montage-type où l'on fait appel à une batterie d'alimentation de tension plus élevée que d'habitude : 14 V sur le schéma de la figure 34-7 ; 18 V sur d'autres montages analogues.

Le schéma de la figure 34-7 est caractérisé par le point milieu « artificiel » réalisé sur la batterie d'alimentation aussi bien à l'aide du diviseur de tension $R_3 - R_4 - R_5 - R_6$, qu'à l'aide des condensateurs C_2 et C_3 . Si ce point existe réellement, c'est-à-dire si la batterie d'alimentation est constituée par deux piles connectées en série, comme c'est le cas de la figure 34-8, ou a l'avantage de pouvoir connecter la bobine mobile directement, sans aucun condensateur de liaison.

Toujours est-il que le montage de la figure 34-8 est beaucoup plus souvent utilisé et que ses différentes variantes peuvent être résumées par le tableau 34-3.

En ce qui concerne les tensions que l'on doit trouver en différents points de ces montages, on doit simplement se rappeler que la base de chaque transistor doit être plus négative que son émetteur d'environ 0,13 à 0,15 V.

Enfin, un troisième schéma sans transformateur, assez souvent utilisé, est celui de la figure 34-9 (Récepteur TR 156, *Continental Edison*). Il permet l'emploi d'une pile

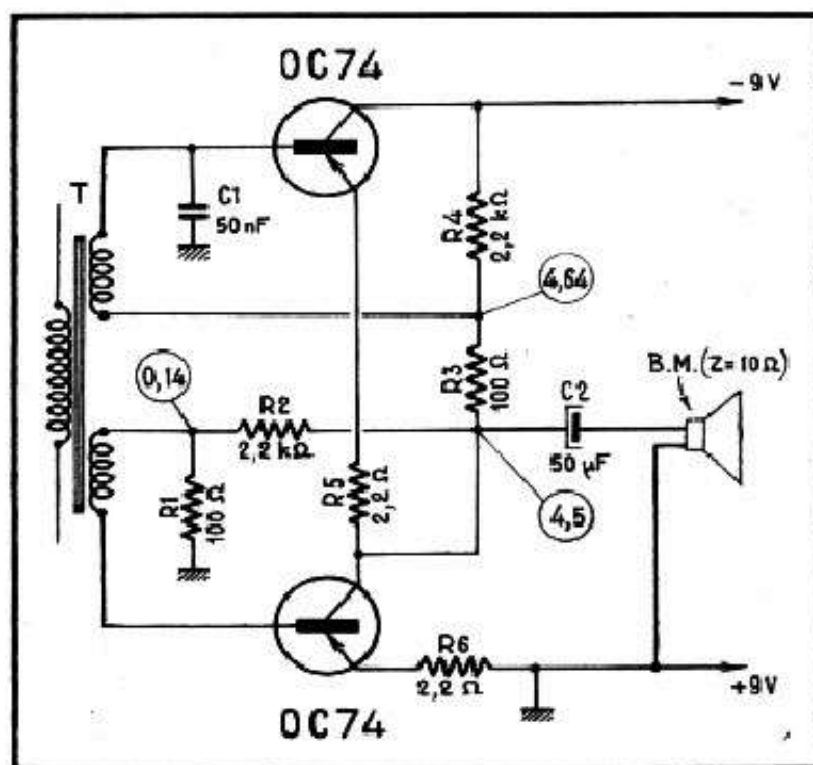


Fig. 34-9. — Etage final sans transformateur de sortie, sans point milieu sur la batterie d'alimentation.

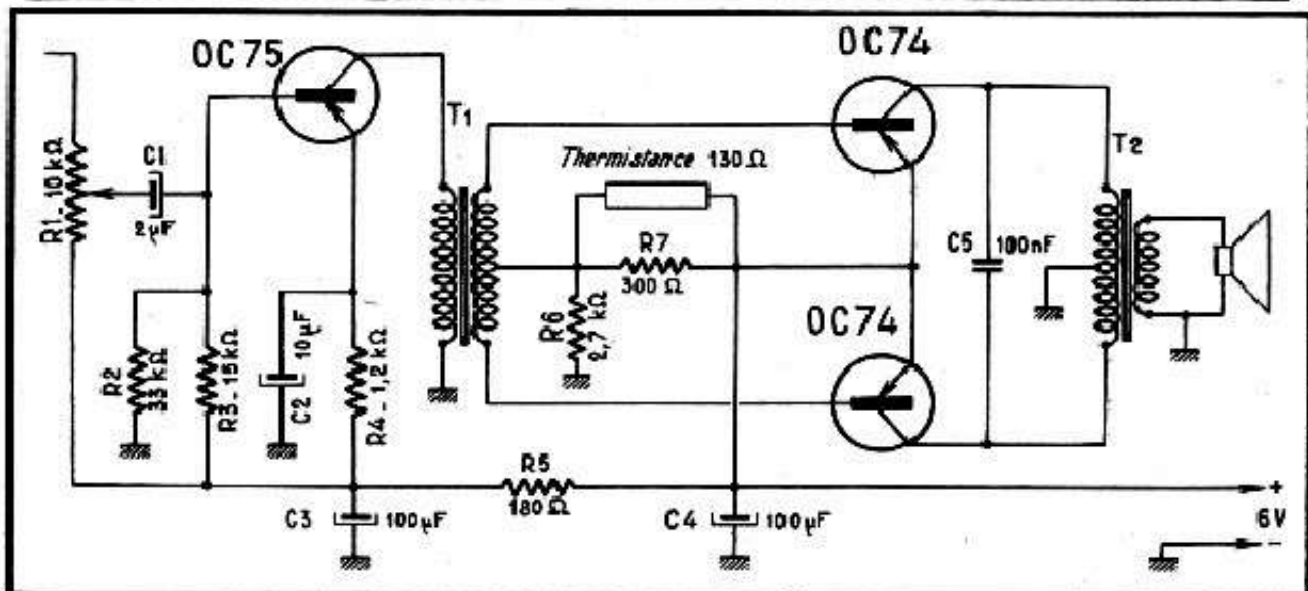


Fig. 34-10 (en haut). — Un amplificateur B.F. dont le « moins » de l'alimentation est réuni à la masse.

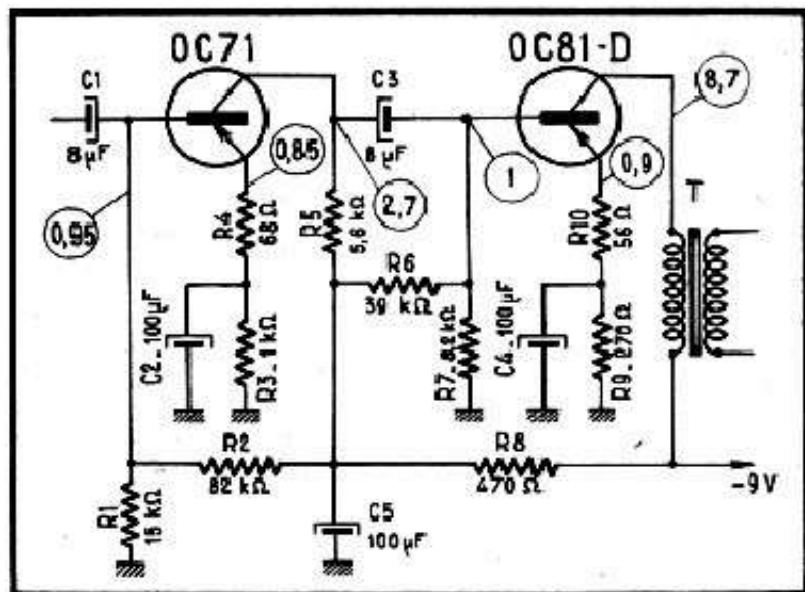


Fig. 34-11 (ci-contre). — Un préamplificateur à deux transistors, avec contre-réaction partielle en intensité sur chaque étage.

sans prise médiane, mais exige la présence d'un condensateur électrochimique tel que C_2 , dont la valeur peut varier entre 50 et 100 μF .

Amplificateurs avec alimentation inversée. Divers.

La tendance actuelle, surtout à l'étranger et, en particulier, en Allemagne, est de connecter à la masse le « moins » de la pile d'alimentation ce qui, dans le cas d'un amplificateur classique à trois transistors, conduit au schéma de la figure 34-10.

En soi un tel schéma ne diffère en rien de tous ceux que nous avons vus jusqu'à présent, puisqu'il s'agit toujours d'alimenter les collecteurs en tension négative par rapport à l'émetteur correspondant, et de polariser chaque base à une faible tension négative par rapport à son émetteur.

On remarquera simplement que le rapport des différents ponts, permettant d'obtenir les tensions de polarisation nécessaires, est inversé, en ce sens que la résistance la plus élevée se trouve côté masse.

Terminons par le schéma de la figure 34-11, emprunté à un récepteur anglais. Chaque résistance d'émetteur y est scindée en deux, de façon que la section non shuntée (par exemple R_4) introduise une contre-réaction en intensité en alternatif.

LIAISON PAR RÉSISTANCES-CAPACITÉ TRANSMISSION DES FRÉQUENCES BASSES INFLUENCE DES CONDENSATEURS DE DÉCOUPLAGE PRINCIPE DE LA COMMANDE DE TONALITÉ

Nous allons aborder maintenant un chapitre très vaste et très important de la technique B.F., celui de l'influence des différents éléments d'un amplificateur sur la transmission de la bande de fréquences acoustiques. Comme dans tout ce qui précède, nous envisagerons cette question uniquement par son côté pratique et intéressant directement un réparateur, appelé beaucoup plus souvent à modifier un montage existant qu'à en établir un nouveau. Les exemples choisis montreront, mieux que n'importe quel calcul, l'influence de tel ou tel élément.

Liaison par résistances-capacité.

Dans sa forme classique la plus simple (fig. 35-1) la liaison par résistances-capacité nous donne, en général, satisfaction, en ce sens que les fréquences audibles sont correctement transmises, à condition toutefois d'observer certaines relations entre les différents éléments : R_1 , C_1 et R_2 .

La « réponse » d'un tel montage est pratiquement linéaire (fig. 35-2), en toutes circonstances, entre la limite supérieure des fréquences acoustiques et les fréquences de l'ordre de 400 hertz et au-dessus où la transmission peut être fortement influencée par la valeur de C_1 , ou, plus exactement, par la valeur relative de C_1 et de R_2 . Le problème, simplifié, se présente de la façon suivante. Nous avons appris à déterminer le gain d'un étage à résistances-capacité et supposé que ce gain était calculé pour 400 hertz. Si nous voulons savoir quel sera l'affaiblissement à une fréquence inférieure, nous faisons le produit $C_1 \times R_2$ (C_1 exprimé en *microfarad* et R_2 en *mégohms*), cherchons le nombre obtenu (ou celui qui s'en rapproche le plus) dans le tableau 35-1, et pour la fréquence considérée, et lisons dans la colonne n , l'affaiblissement correspondant, représentant le rapport

$$\frac{\text{gain à la fréquence considérée}}{\text{gain à 400 hertz}}$$

Prenons, par exemple, un montage classique, avec $C_1 = 10\,000$ pF (0,01 μ F) et $R_2 = 0,5$ M Ω . Le produit nous donne : $0,01 \times 0,5 = 0,005$.

Tableau 35-1. — CALCUL DE L'ATTENUATION DES BASSES

n	Fréquence en hertz						
	20	30	40	50	75	100	150
0,95	0,029	0,0195	0,0145	0,0116	0,0078	0,0058	0,0039
0,9	0,019	0,0125	0,0095	0,0076	0,005	0,0038	0,0025
0,85	0,0125	0,0084	0,00625	0,005	0,0033	0,0025	0,00167
0,8	0,0105	0,007	0,00525	0,0042	0,0028	0,0021	0,0014
0,75	0,009	0,006	0,0045	0,0036	0,0024	0,0018	0,0012
0,7	0,008	0,0054	0,004	0,0032	0,00216	0,0016	0,00107
0,65	0,0068	0,0045	0,0034	0,0027	0,0018	0,00136	0,0009
0,6	0,006	0,004	0,003	0,0024	0,0016	0,00119	0,0008
0,55	0,00525	0,0035	0,0026	0,0021	0,0014	0,00105	0,0007
0,5	0,0046	0,003	0,0023	0,00183	0,00122	0,00092	0,00061

Supposons que le gain de l'étage soit de 20, à 400 hertz, et voyons ce qui se passe à 100 et à 50 hertz. Il est facile de voir, dans la colonne « 100 », que le produit 0,005 correspond, approximativement, à un rapport de 0,94. Le gain ne sera donc plus que de $20 \times 0,94 = 18,8$. De même, dans la colonne « 50 », le produit trouvé correspond à un rapport de 0,85, entraînant un gain de $20 \times 0,85 = 17$.

Ces chiffres montrent que la transmission des fréquences basses s'effectue encore assez correctement, du moins lorsqu'il s'agit d'un récepteur classique, sans prétention.

Mais on voit tout de suite, qu'il suffit de peu, dans le sens de la diminution du produit, pour que l'aspect des choses devienne beaucoup moins satisfaisant. Or, la résistance de fuite R_2 est très souvent bien inférieure à $0,5 \text{ M}\Omega$, se situant vers 200 000 à 250 000 ohms, surtout lorsqu'il s'agit de lampes finales du type « à faisceau dirigé » (beam power tube), 6V6, 50B5, 25L6, etc. Dans ces conditions, pour $R_2 = 0,2 \text{ M}\Omega$, par exemple, et $C_1 = 0,01 \mu\text{F}$, le produit n'est plus que de 0,002 et la courbe, si nous refaisons notre petit calcul ci-dessus, présente l'allure A de la figure 35-2, ce qui est déjà nettement moins bien.

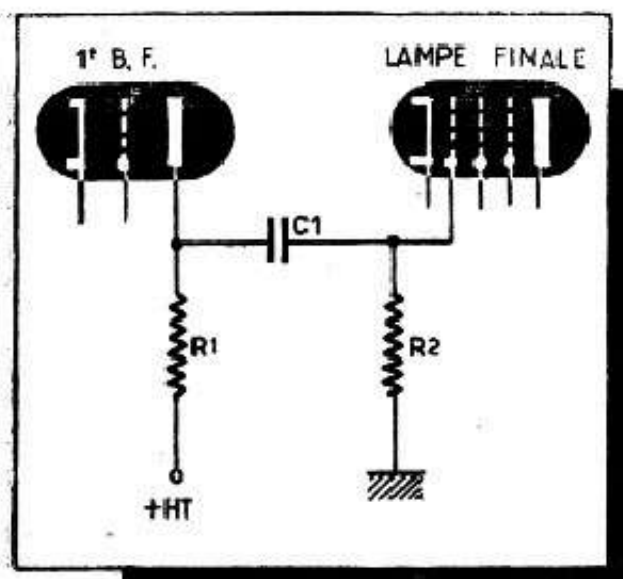
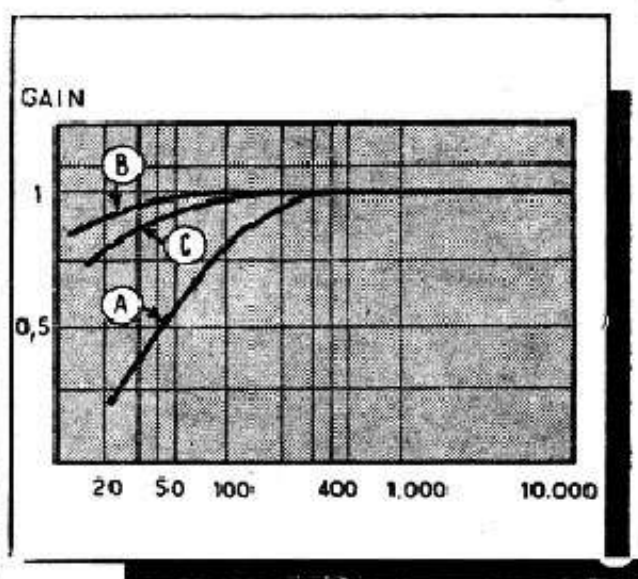


Fig. 35-1. — Les trois éléments d'une liaison à résistances-capacité simple.

Fig. 35-2. — L'atténuation des fréquences basses dépend du choix des valeurs C_1 et R_2 .

On peut objecter que rien n'est plus facile, pour transmettre correctement les basses, que d'augmenter la valeur de C_1 . Théoriquement, oui, mais pratiquement, nous estimons qu'il est malsain d'aller au delà de $0,1 \mu\text{F}$, car les grosses capacités présentent toujours un danger de fuite plus grand.

D'ailleurs, un simple coup d'œil sur le tableau 35-1 nous montre que même dans le cas le plus défavorable, avec $R_2 = 0,2 \text{ M}\Omega$, la courbe obtenue (B) avec $C_1 = 0,1$ est plus que satisfaisante, et que nous pouvons, en toute quiétude, nous contenter de $C_1 = 0,05 \mu\text{F}$ (courbe C).

Donc, pour résumer, un produit $R_2 \times C_1$ de l'ordre de $0,01$ nous donnera satisfaction dans tous les cas.

Influence du condensateur de cathode.

Il arrive souvent que la lampe préamplificatrice B.F. soit polarisée par une résistance cathodique, telle que R_2 (fig. 35-3), shuntée par un condensateur électrochimique C_2 de 5 à $10 \mu\text{F}$, généralement. Nous avons déjà indiqué, à propos de la polarisation des lampes, que C_2 devait être d'autant plus élevée que R_2 était plus faible, afin de ne pas freiner l'amplification des fréquences basses.

Bien que, pour la plupart des préamplificatrices B.F., la résistance R_2 soit de valeur assez élevée (1000 à 3000 ohms) et le condensateur C_2 de $10 \mu\text{F}$ le plus souvent, nous allons voir que l'effet d'atténuation sur les fréquences très basses peut ne pas être négligeable, d'autant plus que cet effet vient s'ajouter à celui créé par la liaison R-C avec la lampe suivante.

Prenons donc le cas moyen, avec $C_2 = 10 \mu\text{F}$ et $R_2 = 1000$ ohms, et supposons que le gain de l'étage soit de 20 (toujours à 400 hertz). Nous trouverons que l'affaiblissement, encore négligeable à 100 hertz, devient de $0,93$ à 50 hertz et de $0,89$ à 25 hertz.

Or, il ne faut pas perdre de vue que les deux affaiblissements, celui dû à la liaison R-C et celui occasionné par C_2 , se multiplient. Autrement dit, si la liaison R-C, à 25 hertz, ne nous procure qu'un affaiblissement de $0,7$, ce qui n'est déjà pas si mal, l'affaiblissement total sera de $0,7 \times 0,89 = 0,62$ environ, ce qui est nettement moins bien.

Le moyen radical d'éviter les ennuis dus à C_2 est... de le supprimer, ce qui a lieu automatiquement dans les montages où les cathodes sont réunies à la masse.

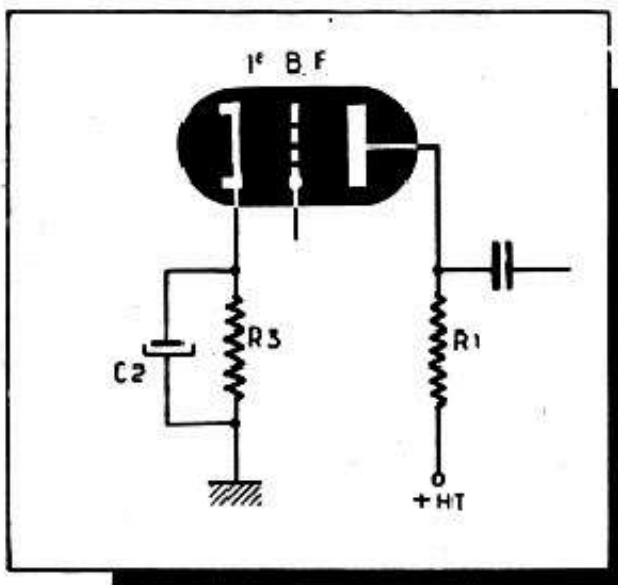


Fig. 35-3. — L'amplification correcte des fréquences basses dépend également de la valeur du condensateur C_2 .

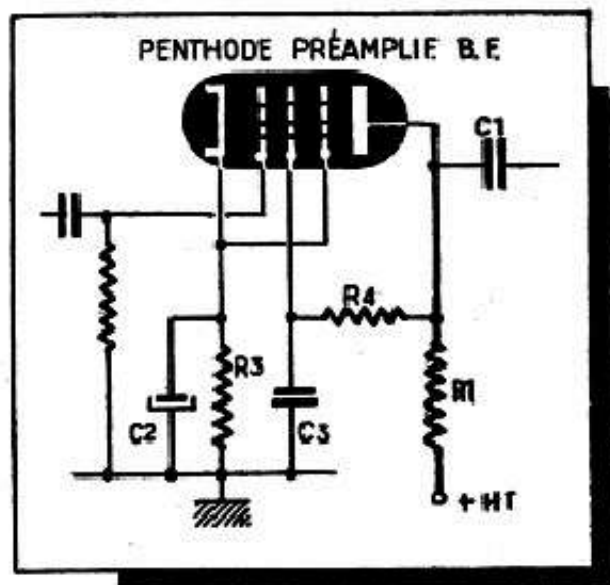
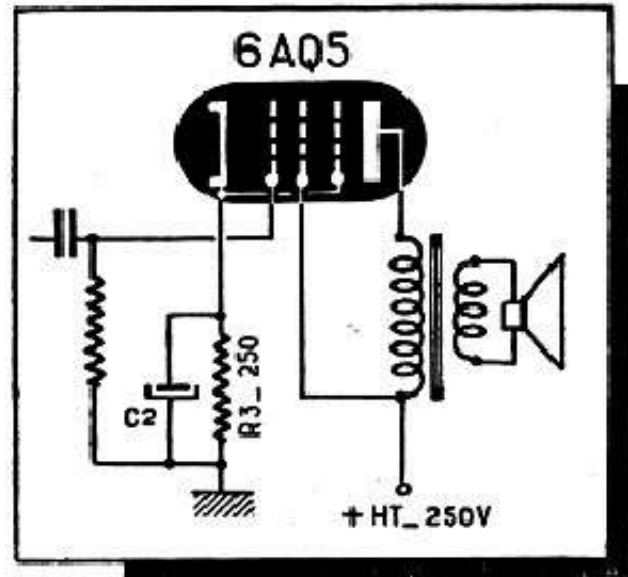


Fig. 35-4. — Le condensateur C_1 découplant la tension d'écran a également une influence marquée sur l'amplification des basses.

Bien entendu, les choses s'aggravent encore lorsqu'il s'agit d'une lampe finale, où la résistance de polarisation est, le plus souvent, de 150 ohms. On trouve alors, en supposant le condensateur-shunt de 25 μF , un affaiblissement de l'ordre de 0,8 déjà à 100 hertz.

Il existe d'ailleurs une méthode approchée, permettant de calculer rapidement la valeur de C_2 pour ne pas avoir un affaiblissement inférieur à 0,8 à une certaine

Fig. 35-5. — Pour ne pas trop sacrifier les fréquences basses, le condensateur C_2 doit être au moins de 50 μF pour une 6AQ5 ($R_3 = 250$ ohms).



fréquence. Une seule restriction : la méthode en question ne s'applique qu'aux pentodes, préamplificatrices ou finales.

Elle consiste à se fixer une fréquence inférieure limite f à laquelle on admet un affaiblissement de 0,8 et à calculer C_2 par la relation

$$C_2 = \frac{2,2 S}{2\pi f} = \frac{0,35 S}{f}$$

où S est la pente de la lampe employée, exprimée en micromhos et indiquée par les notices des constructeurs. Cependant, pour les pentodes préamplificatrices, il convient de prendre non pas la valeur statique de la pente, indiquée dans les caractéristiques, mais sa valeur dynamique que l'on peut déterminer d'après les courbes ou se fixer, approximativement, à 0,5 de sa valeur statique, si la résistance de charge est de 250 000 ohms, et à 0,75 de cette valeur si la résistance de charge est de 100 000 ohms.

Deux exemples simples nous feront comprendre l'application de ce petit calcul.

Prenons d'abord une EF41 montée suivant le schéma de la figure 35-4 avec $R_1 = 250\,000$ ohms. La notice du constructeur nous indique 2200 micromhos comme pente statique et nous adoptons donc, comme dit plus haut, 0,5 de cette valeur, soit 1100. Nous nous fixons ensuite, comme fréquence limite inférieure, 25 hertz, soit $2\pi f = 157$.

Cela nous donne

$$C_2 = \frac{2,2 \times 1100}{157} = 15 \mu\text{F environ.}$$

Voyons maintenant le cas d'une 6AQ5 (fig. 35-5). La pente indiquée pour 250 volts à la plaque et à l'écran, est de 4100 micromhos, valeur que nous adoptons et qui

nous donne, toujours en tenant compte de la fréquence-limite de 25 hertz,

$$C_2 = \frac{2,2 \times 4100}{157} = 57 \mu\text{F} \text{ environ.}$$

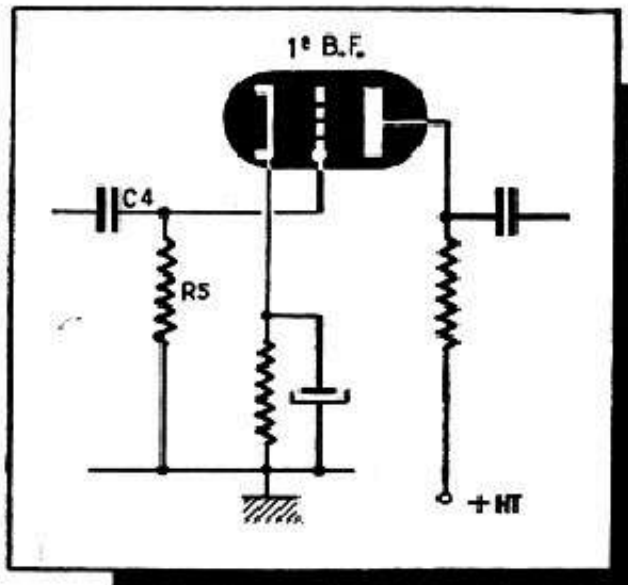


Fig. 35-6. — Le circuit R_5 - C_4 qui précède la préamplificatrice B. F. peut également introduire une atténuation des basses.

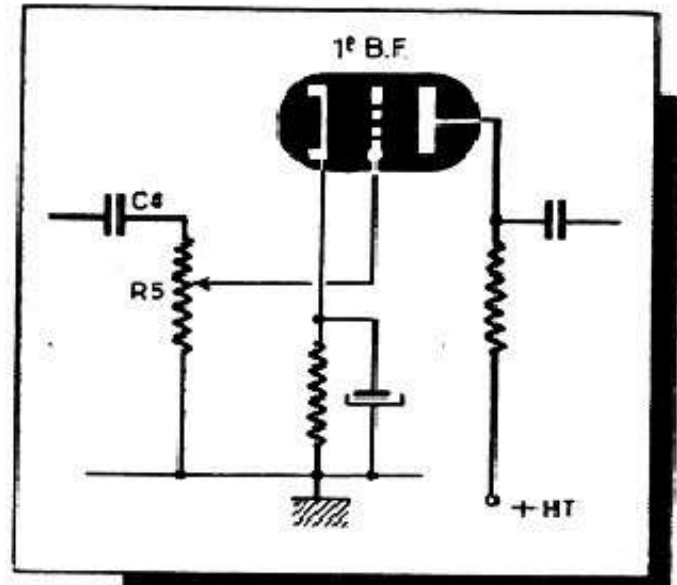


Fig. 35-7. — La résistance R de la figure précédente est parfois constituée par un potentiomètre.

Influence du condensateur d'écran.

Nos ennuis avec la transmission des fréquences basses ne sont pas encore terminés, car dans une pentode préamplificatrice, le condensateur C_3 découplant l'écran (fig. 35-4), peut, si sa valeur n'est pas suffisante, introduire une atténuation supplémentaire sur ces fréquences.

On trouve des formules compliquées et encombrantes pour calculer l'influence du condensateur C_3 , mais nous en tirerons une relation simplifiée, donnant, avec une approximation largement suffisante pour la pratique, la valeur de l'atténuation introduite :

$$\text{Atténuation} = \frac{0,025 C_3 \omega}{\sqrt{1 + (0,025 C_3 \omega)^2}}$$

où C_3 est exprimé en *microfarad*, ω représentant ce que l'on appelle la pulsation, c'est-à-dire $2 \pi f$, soit

157 pour 25 hertz,
314 pour 50 hertz,
628 pour 100 hertz.

Si l'on se donne la peine d'effectuer ce petit calcul, on se rend compte du fait, d'ailleurs confirmé par l'expérience, que le condensateur classique de $0,1 \mu\text{F}$, utilisé le plus souvent pour découpler l'écran, n'est pas suffisant. On constatera, en effet, que l'atténuation est déjà de 0,85 à 100 hertz et atteint 0,37 à 25 hertz.

Ce n'est qu'en prenant $C_3 = 0,5 \mu\text{F}$ que nous arrivons à une atténuation, négligeable à 100 hertz et de l'ordre de 0,89 à 25 hertz.

Autres influences.

Eh oui ! Ce n'est pas encore fini, car une préamplificatrice B.F. comporte obligatoirement un système R-C à l'entrée (C_4 et R_5 des figures 35-6 et 35-7) qui se comporte, vis-à-vis des fréquences basses, exactement comme la liaison qui suit la lampe.

Autrement dit, lorsque C_4 est de 10 000 pF et R_5 de 500 000 ohms, ce qui est très courant, l'atténuation à 50 hertz sera déjà de 0,85 environ, d'après l'exemple donné plus haut.

On voit par là qu'il est avantageux, chaque fois que l'on peut le faire, d'employer un potentiomètre (R_5 , fig. 35-7) de 1 M Ω , ou d'adopter la résistance de fuite (fig. 35-6) aussi élevée que possible.

Cela nous explique, en passant pourquoi, dans les montages ou la polarisation de la préamplificatrice B.F. est du type dit « par courant inverse de grille », c'est-à-dire où R_5 est de 5 à 15 M Ω , le condensateur C_4 peut être de valeur très faible : de 1000 pF, sans inconvénient majeur pour la transmission des fréquences basses.

En dehors de cela, tous les montages d'amplificateurs B.F. présentent l'inconvénient, apparent, il est vrai, et dû en quelque sorte au défaut de notre oreille, d'escamoter les basses lorsque l'audition se fait à faible puissance.

Bilan des pertes.

Il n'est pas très brillant, car un simple coup d'œil sur le schéma simplifié de la partie B.F. classique d'un récepteur, nous montre qu'il peut y avoir six causes successives d'atténuation (y compris le transformateur de sortie) (fig. 35-8).

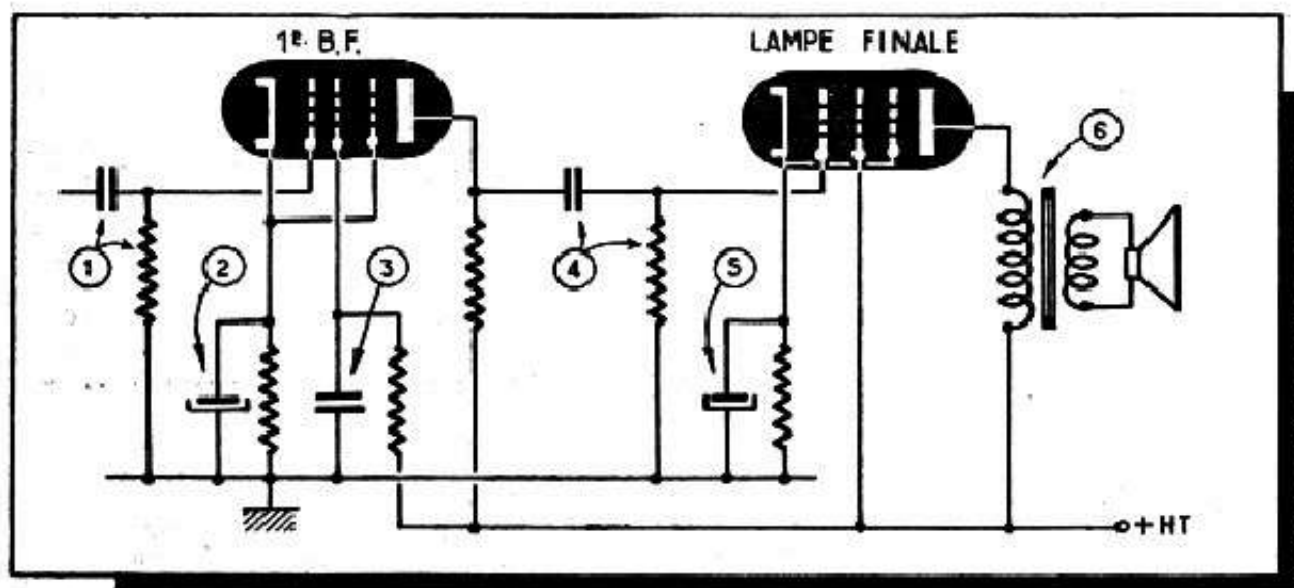


Fig. 35-8. — Dans un amplificateur B.F. normal à deux étages nous avons six points qui peuvent occasionner un affaiblissement des basses.

Or, comme nous l'avons noté plus haut, les atténuations successives doivent se multiplier lorsqu'on cherche à évaluer l'affaiblissement total. Par conséquent, il suffirait que nous ayons, en chacun des points envisagés, une atténuation de 0,95 à 50 hertz (ce qui est fort honorable), pour avoir en fin de compte un affaiblissement de

$$0,95 \times 0,95 \times 0,95 \times 0,95 \times 0,95 \times 0,95 = (0,95)^6 = 0,74$$

ce qui n'est guère brillant.

Nous avons à dessein pris un exemple de montage où les basses risquent de se faire décimer à chaque tournant, pour montrer avec quelle facilité on peut aboutir à des résultats décevants, au point de vue musical, avec un amplificateur parfaitement correct et soigné.

Et dans le même ordre d'idées, il faut mentionner l'erreur commise fréquemment par ceux qui, pour avoir une réserve de puissance suffisante, montent deux étages préamplificateurs en cascade (fig. 35-9). Il n'est pas difficile de voir que même si on emploie, pour les deux étages, des triodes, le nombre de « trappes à basses » est de 7.

Dans ce cas, même en faisant abstraction des risques de distorsion par saturation de certains étages, il est bien difficile d'obtenir une courbe de réponse convenable, et le procédé ne se justifie qu'accompagné d'une correction de tonalité énergique.

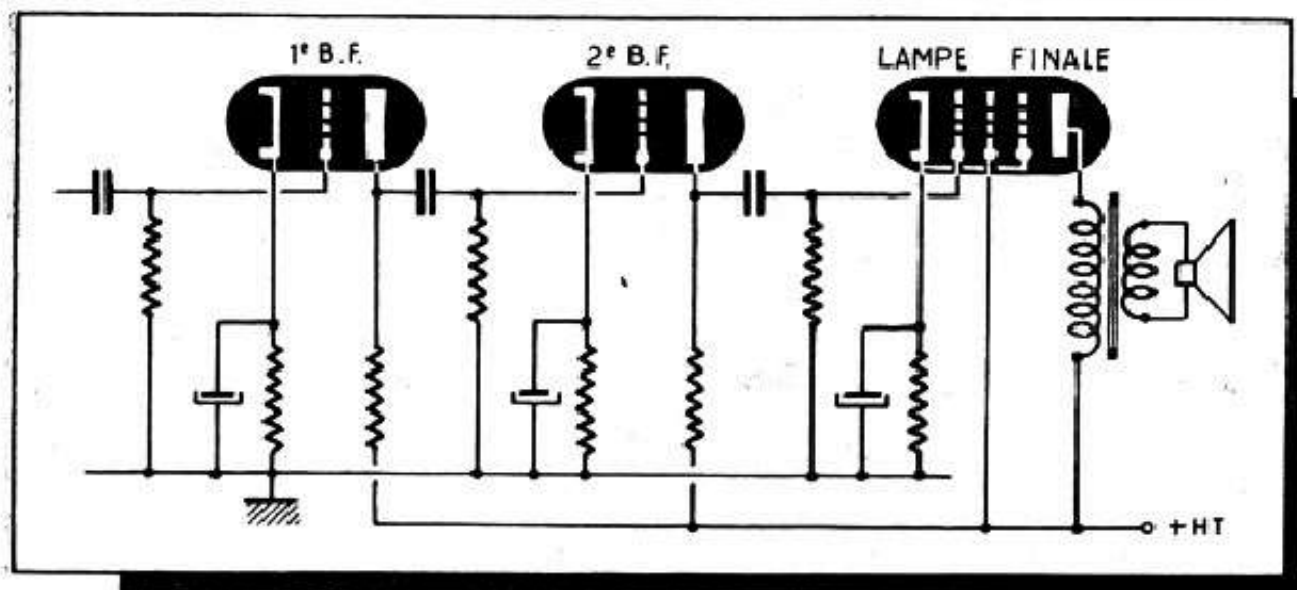


Fig. 35-9 (ci-dessus). — Lorsqu'un amplificateur B.F. comporte trois étages, le danger d'affaiblissement des basses croît sensiblement.

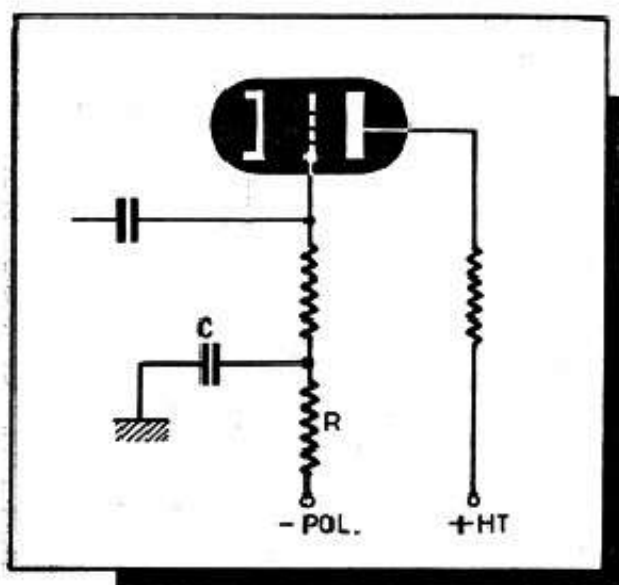
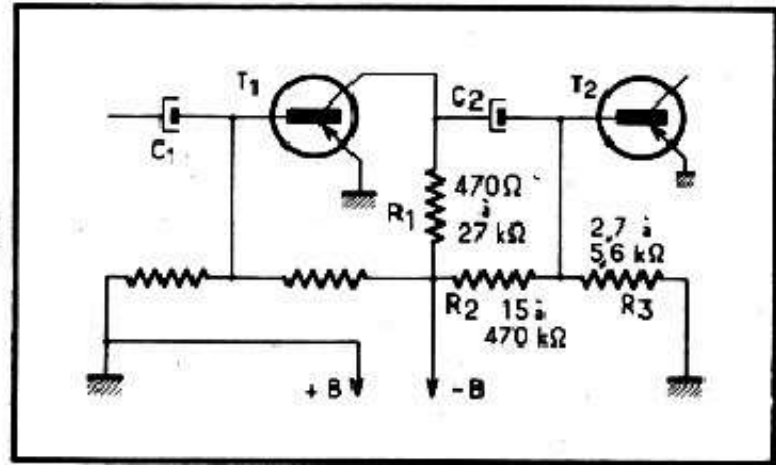


Fig. 35-10 (ci-contre). — Une cellule de découplage (C-R) dans le circuit de polarisation peut, dans certains cas, favoriser un peu l'amplification des basses.

Remèdes.

La situation, bien entendu, n'est pas sans issue et, en dehors même des différents procédés de correction dont nous apprendrons à nous servir, il est possible d'améliorer grandement la réponse aux fréquences basses en dimensionnant largement les condensateurs de liaison et, dans les limites admissibles, les résistances de fuite. De plus, le montage avec cathodes à la masse sera toujours préférable, d'autant plus qu'il conduit souvent à un circuit de grille découplé, tel que celui de la figure 35-10.

Fig. 35-11. — Liaison à résistances-capacité dans le cas d'un amplificateur à transistors.



La présence de la cellule R-C dans le circuit de grille, avec R de l'ordre de 500 000 ohms à 1 M Ω et C de 0,1 μ F, fait que l'impédance de ce circuit augmente un peu aux fréquences très basses, et détermine un certain effet de compensation.

Amplificateurs à transistors.

Le schéma de la figure 35-11 est celui d'un amplificateur à transistors classique, à liaison par résistances-capacité et montage à émetteur commun. La valeur des condensateurs de liaison C_1 et C_2 est évidemment conditionnée par la résistance d'entrée du transistor suivant, résistance qui est relativement faible comme on le sait. De plus, dans la détermination de la valeur de C_2 on tient compte également de la résistance de sortie du transistor T_1 ou, plus exactement, de la résistance équivalente à la mise en parallèle de la résistance de sortie R_s de T_1 et de la résistance R_1 . Cependant, comme R_1 est, le plus souvent, 5 à 10 fois plus petite que R_s , on assimile cette résistance équivalente à R_1 . La relation approximative qui permet alors de calculer la valeur de C_2 s'écrit, en désignant par R_e la résistance d'entrée de T_2 :

$$C_2 = \frac{A}{f_b (R_1 + R_e)},$$

où A est un coefficient tenant compte de l'atténuation tolérée à la plus basse fréquence f_b que l'on désire transmettre. Si cette atténuation est de 0,91 seulement, $A = 0,24$, tandis que si l'on tolère un affaiblissement de 0,83, $A = 0,35$. Dans cette formule, la fréquence est exprimée en hertz, les résistances en ohms et la capacité en farad.

Par exemple, si nous avons $R_1 = 1000 \Omega$, $R_e = 500 \Omega$ et $f_b = 100 \text{ Hz}$, nous aurons, pour $A = 0,24$

$$C_2 = \frac{0,24}{150000} = 1,6 \mu\text{F},$$

soit 2 μ F en chiffre rond.

QUELQUES RECETTES SIMPLES POUR MODIFIER LA TONALITÉ

Quelques idées sur la tonalité variable.

Une certaine confusion se produit dans l'esprit de techniciens peu avertis, confusion due à la terminologie employée lorsqu'on parle de correction de tonalité.

C'est ainsi qu'il est courant d'entendre dire qu'on va « relever les basses » ou « relever les aigus », ce qui fait immédiatement penser à on ne sait quels montages suramplifiant ces fréquences.

Or, malheureusement, il n'en est rien, et toute correction de tonalité consiste tout simplement dans l'étouffement, plus ou moins prononcé, des fréquences autres que celles désirées. En d'autres termes, pour « relever » les basses on supprime les aigus, et pour relever ces dernières on supprime les basses.

Autrement dit, nos possibilités se trouvent résumées dans les trois courbes (a, b et c) de la figure 36-1, dans lesquelles A représente la courbe de réponse, avant correction, de notre appareil.

On voit que pour avoir la tonalité grave (courbe B, fig. 36-1 a) on supprime tout ce qui est en grisé, et qu'il en est de même si l'on recherche une tonalité aiguë (courbe C, fig. 36-1 b). Une troisième possibilité nous est offerte (fig. 36-1 c), où nous supprimons la partie moyenne des fréquences (courbe D), en creusant le médium comme on dit.

Toujours est-il, et nous le voyons immédiatement, que le gain le plus élevé de notre système, après correction, ne peut en aucun cas dépasser le gain maximal existant avant cette opération, et le plus souvent il lui est même nettement inférieur.

En d'autres termes, la condition primordiale, et préliminaire à toute correction, est de disposer d'un niveau largement suffisant de fréquences que l'on veut favoriser.

Par conséquent, nous devons commencer par faire tout ce qui est en notre pouvoir pour avoir le maximum de basses (il y a toujours assez d'aigus), quitte à supprimer ensuite la partie indésirable du spectre sonore.

Pour illustrer ce que nous venons de dire, prenons d'abord une courbe où les basses sont très peu affaiblies (A, fig. 36-2) et proposons-nous de les « relever » de telle façon que le maximum se situe vers 50 hertz : nous obtenons alors la courbe C de la même figure : le niveau des basses est à peine inférieur au niveau avant correction.

Par contre, si nous avons une courbe telle que B (fig. 36-2), avec les basses fortement affaiblies, nous serions obligés, pour avoir un maximum vers 50 hertz, de nous contenter de la courbe D et perdre, dans les basses, la moitié du gain primitif.

Dans ce cas, il pourrait arriver que nous n'ayons plus assez d'amplification et soyons obligés de faire appel à un étage supplémentaire, avec tous les inconvénients que cela comporte : danger accru de ronflement, de motor-boating, de distorsion, etc.

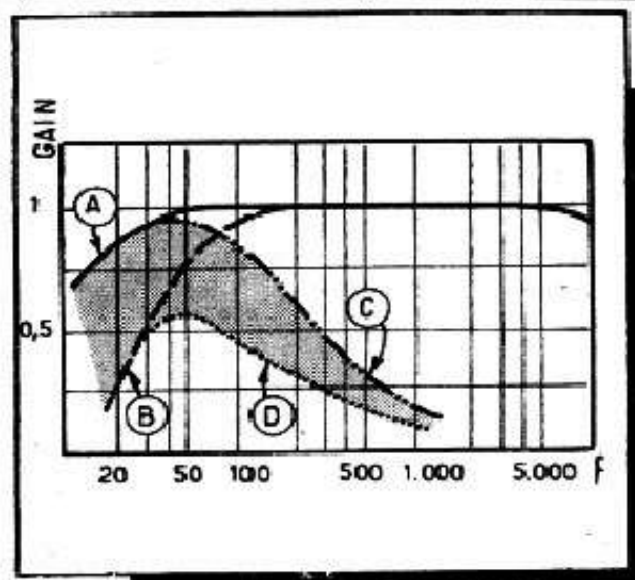
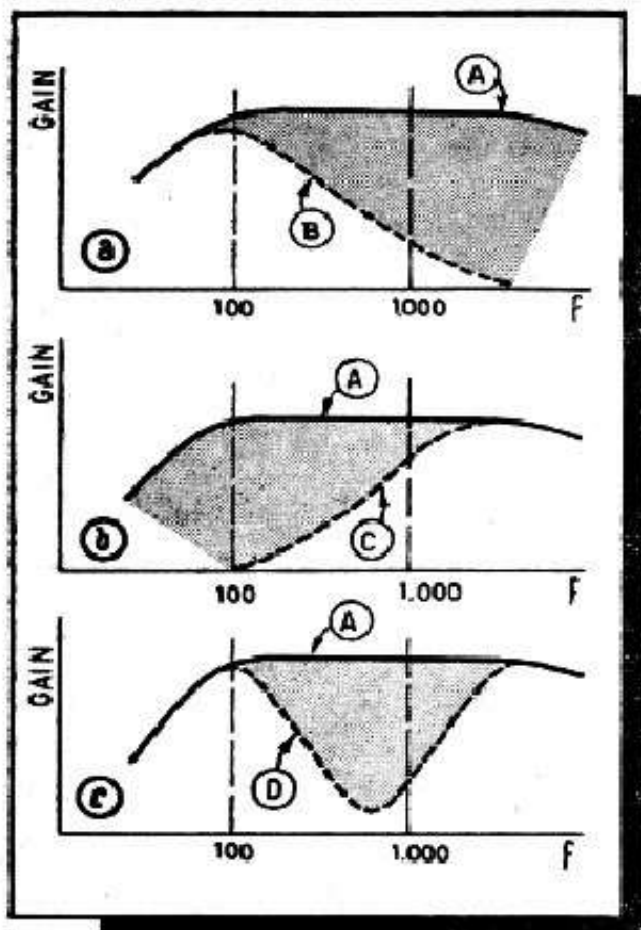


Fig. 36-2. — Pour « relever » convenablement les basses, on doit les avoir à un niveau suffisant au départ.

Fig. 36-1 (ci-contre). — Courbes indiquant les fréquences que nous devons atténuer pour obtenir une tonalité grave (a), aiguë (b) ou pour creuser le médium (c).

Modification de la tonalité par condensateur seul.

L'arme n° 1 de tout technicien qui s'intéresse à la tonalité variable est le couple condensateur-résistance, mais nous allons voir qu'un simple condensateur peut déjà nous donner des résultats fort intéressants.

Ce que nous avons vu plus haut sur la transmission des fréquences basses dans une liaison par résistance-condensateur, nous fait penser qu'en diminuant suffisamment la valeur de C_1 , ou, plus exactement, celle du produit $C_1 \times R_2$ (fig. 36-3) nous arriverons à supprimer complètement les fréquences basses, atténuer considérablement le médium et ne conserver que les aigus.

Il est facile, en s'inspirant du tableau (35-1) publié dans le chapitre XXXV, de dresser un tableau (36-1) analogue, mais étendu aux fréquences moyennes, jusqu'à, par exemple, 2000 Hz, en prenant toujours R_2 en mégohms et C_1 en microfarads.

Dès lors, il devient simple de tracer une courbe approximative pour n'importe quelle valeur de C_1 et R_2 . Supposons, par exemple, que C_1 soit de 1000 pF (0,001 μ F) et R_2 de 500 000 ohms (0,5 M Ω). Leur produit étant 0,0005, nous avons, d'après le tableau, les atténuations suivantes :

0,54 environ à 200 hertz
 0,78 environ à 400 hertz
 0,91 environ à 800 hertz

et négligeables pour les fréquences supérieures à 2000 hertz.

La courbe qui en résulte aura l'allure A de la figure 36-4. On se rend facilement compte, en refaisant le même calcul pour $C_1 = 200$ pF et $R_2 = 500\,000$ ohms ($C_1 \times R_2 = 0,0001$), que la courbe (B de la figure 36-4) « tombe » encore plus rapidement du côté des basses.

Le condensateur seul nous permet encore plus facilement de supprimer les aigus et de rendre la tonalité grave. Il suffit de le monter en parallèle sur l'une des résistances de la figure 36-3, ce qui nous donne soit C_2 , soit C_3 de la figure 36-5.

L'action d'un tel condensateur dépend de la valeur des résistances R_1 et R_2 et aussi de la résistance interne de la préamplificatrice B.F.

Tableau 36-1. — ATTENUATIONS EN FONCTION DU PRODUIT $C_1 \times R_2$ POUR LES FREQUENCES ELEVEES

n	Fréquence en hertz					
	200	400	800	1 000	1 500	2 000
0,95	0,0029	0,00145	0,000725	0,00058	0,00039	0,00029
0,9	0,0019	0,00095	0,000475	0,00038	0,00025	0,00019
0,85	0,00125	0,000625	0,000312	0,00025	0,000167	0,000125
0,8	0,00105	0,000525	0,000262	0,00021	0,00014	0,000105
0,75	0,0009	0,00045	0,000225	0,00018	0,00012	0,00009
0,7	0,0008	0,0004	0,0002	0,00016	0,000107	0,00008
0,65	0,00068	0,00034	0,00017	0,000136	0,00009	0,000068
0,6	0,0006	0,0003	0,00015	0,000119	0,00008	0,00006
0,55	0,000525	0,00026	0,00013	0,000105	0,00007	0,0000525
0,5	0,00046	0,00023	0,000115	0,000092	0,000061	0,000046

Tableau 36-2. — CAPACITANCE DE QUELQUES CONDENSATEURS AUX FREQUENCES MOYENNES ET ELEVEES

C en pF	Capacité en ohms pour la fréquence en hertz de :							
	200	400	800	1 000	1 500	2 000	3 000	5 000
100	7 960 000	3 980 000	1 990 000	1 590 000	1 060 000	795 000	530 000	318 000
300	2 650 000	1 330 000	665 000	530 000	353 000	265 000	176 000	106 000
500	1 590 000	796 000	398 000	318 000	212 000	159 000	106 000	63 760
1 000	796 000	398 000	199 000	159 000	106 000	79 500	53 000	31 800
1 500	530 000	265 000	133 000	106 000	70 500	53 000	35 000	21 200
2 000	398 000	199 000	99 000	79 500	53 000	39 800	26 500	15 900
3 000	265 000	133 000	66 500	53 000	35 300	26 500	17 600	10 600
5 000	159 000	79 600	39 800	31 800	21 200	15 900	10 600	6 370
10 000	79 600	39 800	19 900	15 900	10 600	7 960	5 300	3 180
20 000	39 800	19 900	9 900	7 960	5 300	3 980	2 650	1 590
30 000	26 500	13 300	6 650	5 300	3 500	2 650	1 760	1 060
50 000	15 900	7 960	3 980	3 180	2 100	1 590	1 060	637

Cependant, il est relativement simple de prévoir l'atténuation qui en résultera aux différentes fréquences par le procédé suivant :

1. — Déterminer, d'après le tableau (36-2), la capacité du C_2 (ou C_3) pour les différentes fréquences.

On remarquera qu'il est très facile de déduire la capacité pour les valeurs intermédiaires de capacités ou de fréquences ne figurant pas dans le tableau 36-2. Ainsi,

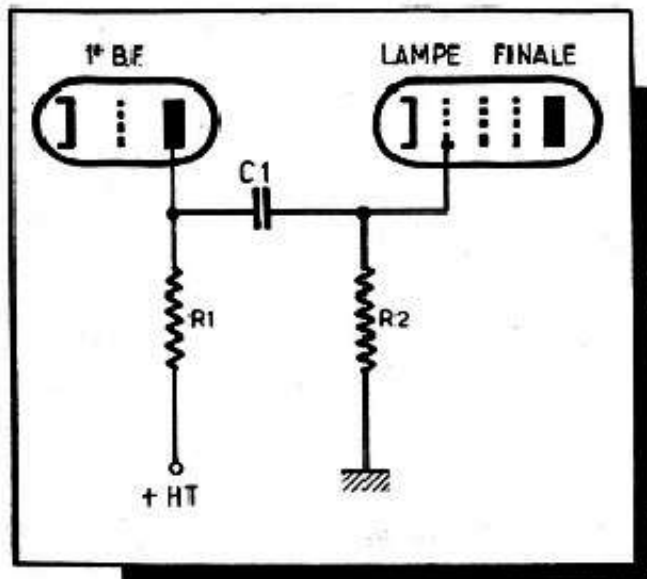


Fig. 36-3. — On peut agir sur la tonalité, dans une certaine mesure, en modifiant la valeur du condensateur C_1 .

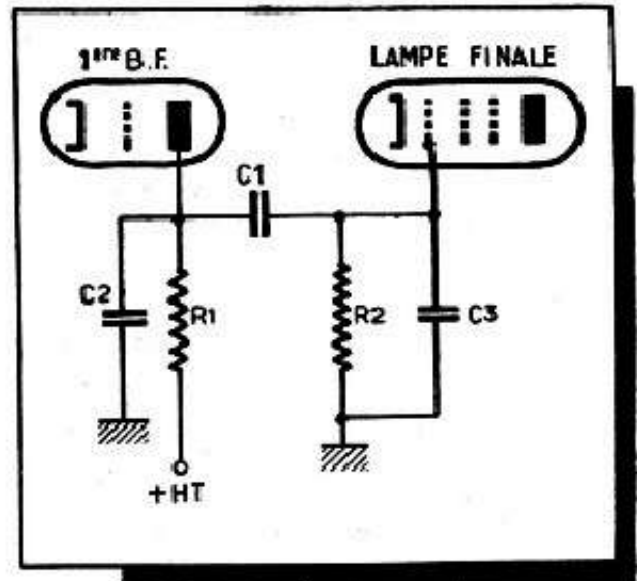


Fig. 36-5. — On atténue les aigus en shuntant R_1 et R_2 par des condensateurs de valeur convenable.

à 500 Hz la capacitance sera dix fois plus élevée qu'à 5 000, et à 8 000 Hz elle sera dix fois plus faible qu'à 800.

De même, la capacitance d'un condensateur de 150 pF sera deux fois plus élevée que celle du condensateur de 300 pF et ainsi de suite.

2. — On apprécie la résistance de charge totale de la lampe préamplificatrice, en l'assimilant à la résultante de R_1 et R_2 branchées en parallèle.

Par exemple, si $R_1 = 100\ 000$ ohms et $R_2 = 500\ 000$ ohms, la résistance de charge totale sera de 83 000 ohms en chiffre rond.

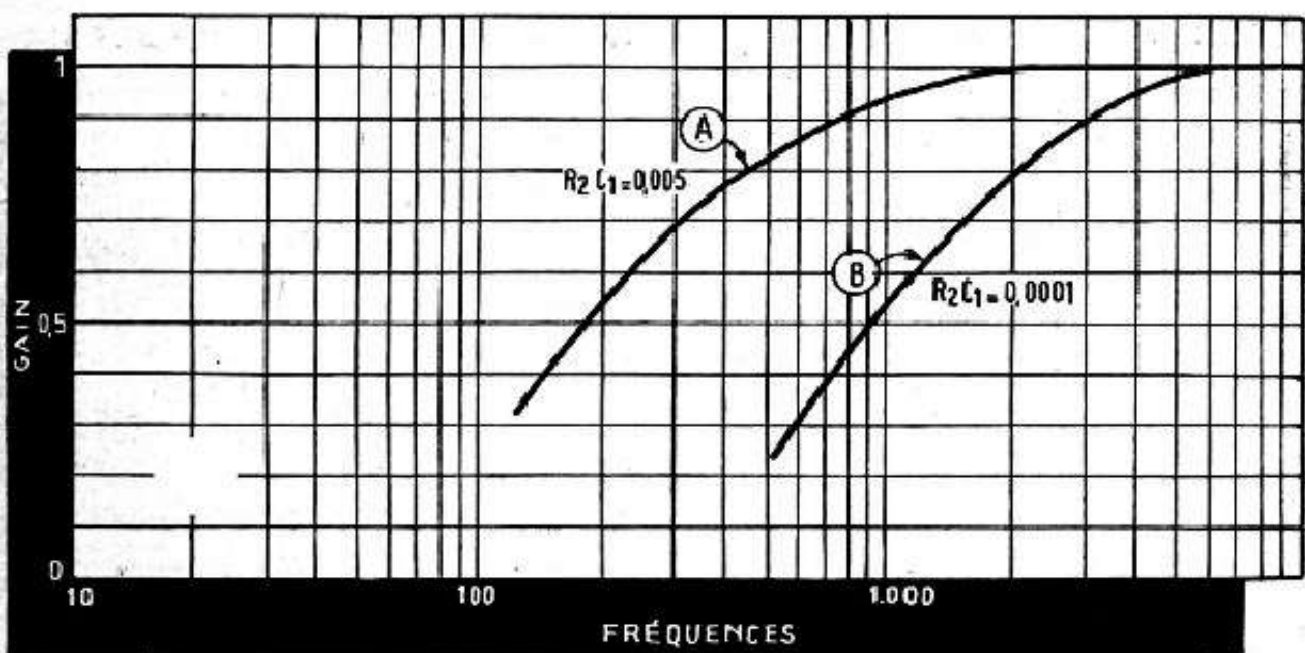


Fig. 36-4. — Atténuation des fréquences basses suivant la valeur du produit $R_2 \cdot C_1$ de la figure 36-3.

3. — S'il s'agit d'une triode (préamplificatrice), on fait le rapport

$$\frac{R_a}{R_i} = \frac{\text{Résistance de charge totale}}{\text{Résistance interne de la lampe}}$$

en prenant la valeur de la résistance interne que l'on trouve dans les recueils de caractéristiques. On trouve, généralement, un chiffre compris entre 2 et 5, plus rarement un rapport plus élevé.

4. — On se reporte au tableau (36-3), établi pour les trois valeurs (2, 5 et 10) du rapport R_a/R_i , et qui nous donne directement l'atténuation obtenue, en fonction du rapport

$$\frac{Z_c}{R_a} = \frac{\text{Capacitance } C_2 \text{ (ou } C_3)}{\text{Résistance de charge totale}}$$

que nous calculerons pour chaque fréquence qui nous intéresse.

Tableau 36-3. — ATTÉNUATIONS EN FONCTION DU RAPPORT Z_c/R_a

Z_c/R_a	Atténuation obtenue pour les valeurs du rapport R_a/R_i suivantes :		
	10	5	2
0,05	0,48	0,29	0,15
0,10	0,74	0,51	0,29
0,20	0,91	0,77	0,51
0,30	0,957	0,87	0,67
0,40	0,974	0,92	0,77
0,50	0,983	0,95	0,83
0,60	0,988	0,96	0,87
0,80	0,994	0,98	0,92
1	0,996	0,986	0,95
2	0,999	0,997	0,986
5		0,9995	0,998
10			0,9995

Tableau 36-4. — APPLICATION AU CAS CONCRET DE LA FIGURE 35-6

Fréquence (en herz)	Capacitance des condensateurs de (en pF) :			
	250	500	1 000	5 000
200				159 000
400				79 500
800				39 800
1 000			159 000	31 800
1 500		212 000	106 000	21 200
2 000		159 000	79 500	15 900
3 000	212 000	106 000	53 000	10 600
5 000	127 000	63 600	31 800	6 370
8 000	79 500	39 800	19 900	3 980

Tout cela peut sembler un peu long, mais, pratiquement, le calcul et le tracé de la courbe résultante est simple et rapide, comme nous allons le voir. Soit un montage conforme au schéma de la figure 36-6, et nous allons essayer de voir comment il se comporte aux fréquences élevées lorsqu'on donne à C_2 les quatre valeurs suivantes : 250, 500, 1000 et 5000 pF.

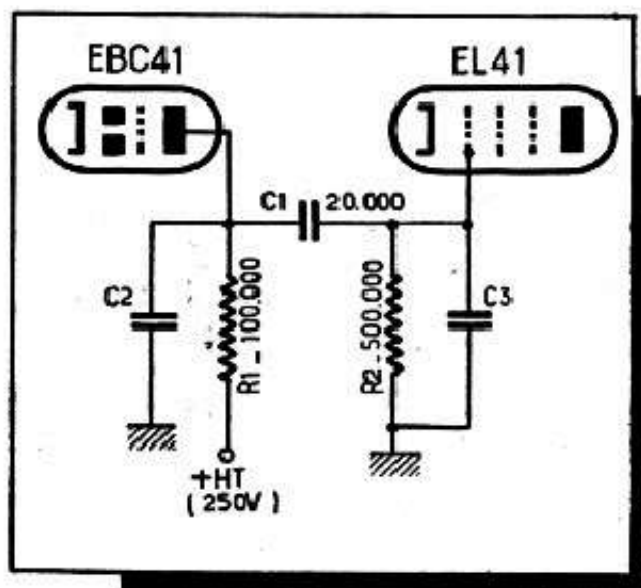
Dressons un tableau (36-4), en notant pour les différentes fréquences, la valeur de la capacitance de ces quatre condensateurs, et en faisant remarquer qu'il est pratiquement inutile de nous occuper des valeurs qui dépassent le double de la résistance de charge totale, soit, dans notre cas, 83 000 ohms,

La résistance interne de la EBC41 étant de 58 000 ohms, le rapport R_a/R_i sera

$$\frac{83\ 000}{58\ 000} = 1,43,$$

que nous assimilerons à 2, par approximation, l'atténuation réelle étant alors très légèrement supérieure à celle que nous allons trouver.

Fig. 36-6. — Exemple concret de capacités pour atténuer les aigus dans un montage classique.



Il nous reste alors à former le rapport Z_c/R_a pour les valeurs de Z (capacitance) du tableau (36-4) et à dresser notre tableau final des atténuations, en prenant les chiffres de la colonne « $R_a/R_i = 2$ » du tableau 36-3.

Tableau 36-5. — ATTENUATIONS CALCULEES POUR LE MONTAGE DE LA FIGURE 36-6

Fréquence (en herz)	250		500		1 000		5 000	
	Z_c/R_a	Atten.	Z_c/R_a	Atten.	Z_c/R_a	Atten.	Z_c/R_a	Atten.
400							0,96	0,94
800							0,48	0,82
1 500			2,55	0,98	1,28	0,95	0,25	0,60
2 000			1,9	0,97	0,96	0,93	0,19	0,5
3 000	2,55	0,98	1,28	0,95	0,64	0,87	0,13	0,3
5 000	1,53	0,96	0,76	0,91	0,38	0,75	0,076	0,2
8 000	0,96	0,93	0,48	0,82	0,24	0,52	0,048	0,15

Les courbes résultantes sont données dans la figure 36-7 et nous constatons que même un condensateur de 5000 pF est à peine suffisant pour donner une tonalité vraiment grave, car le médium, entre 200 et 1000 Hz, passe encore relativement bien.

Quelques conclusions pratiques se dégagent de tout ce que nous venons de dire :

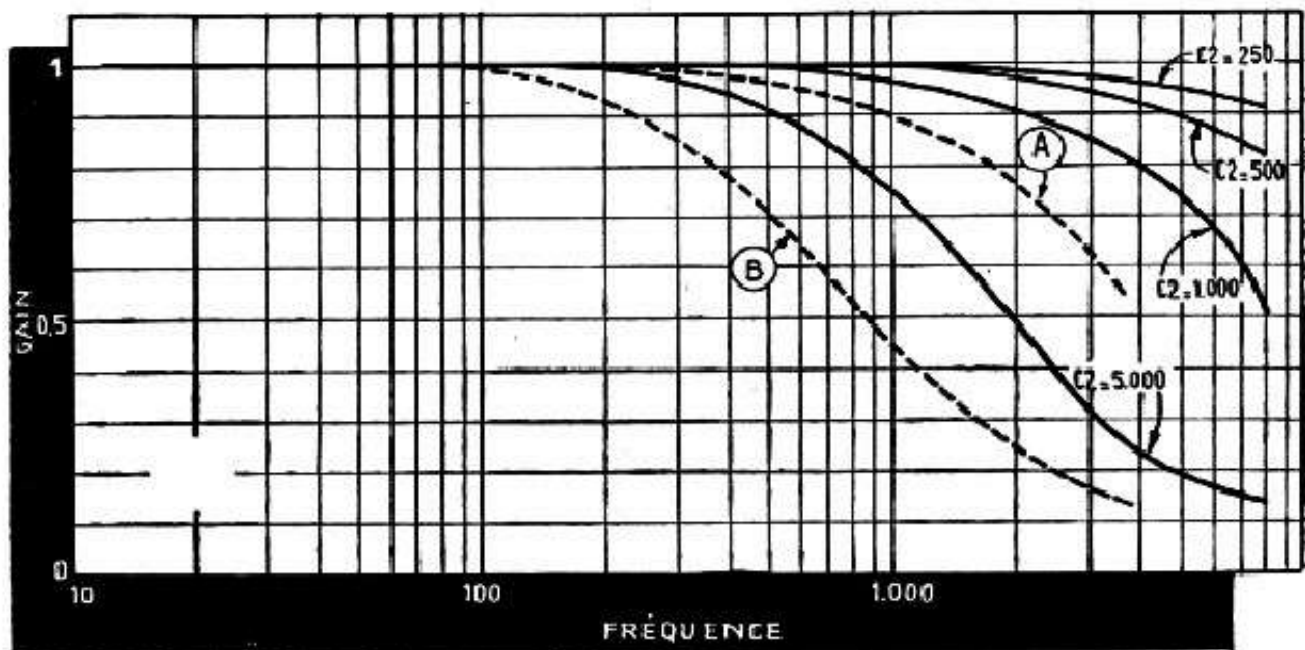


Fig. 36-7. — Courbes montrant l'atténuation des aiguës pour les différentes valeurs des capacités C_2 ou C_3 de la figure 36-6.

1. — L'action du condensateur tel que C_2 de la figure 36-6 est d'autant plus marquée, à valeur de la résistance R_1 égale, que la résistance interne de la préamplificatrice est plus forte.

Il est, en effet, facile de voir que si, à la place d'une EBC41, nous avons une 6J5 ($R_i = 7700$ ohms), le rapport R_a/R_i serait de 10,8 environ. Par conséquent, l'atténuation, pour $C_2 = 5000$ pF à 2000 Hz, par exemple, donc pour un rapport $Z_c/R_a = 0,19$, serait de 0,90 environ (voir la colonne $R_a/R_i = 10$ dans le tableau 36-3) et la courbe résultante aurait l'allure de A de la figure 36-7.

Au contraire, si nous utilisons une 6SQ7 ($R_i = 91000$ ohms), le rapport R_a/R_i sera de 0,9 environ seulement et les aiguës seraient atténuées davantage.

2. — L'action du condensateur C_2 (fig. 36-6) est d'autant plus marquée que la résistance de charge totale (R_a) de la préamplificatrice est plus élevée.

Autrement dit, si nous augmentons R_1 , R_2 ou les deux simultanément, l'atténuation des aiguës devient plus sensible.

Par exemple, si dans le montage de la figure 36-6 nous avons $R_1 = 200000$ ohms et $R_2 = 700000$ ohms, R_a serait de 155000 ohms, le rapport R_a/R_i de 2,7 sensiblement, mais Z_c/R_a diminue et devient 0,1 environ. L'atténuation résultante se situe aux alentours de 0,35 à 2000 hertz et la courbe prend l'allure B de la figure 36-7.

3. — Il est, en principe, indifférent de placer le condensateur en shunt sur R_1 (C_2) ou sur R_2 (C_3 , fig. 36-6) : l'effet est pratiquement le même.

A condition, bien entendu, que la valeur de C_1 soit suffisante pour être assimilée à un court-circuit pour toutes les fréquences atténuées.

Cas des pentodes préamplificatrices.

Toutes ces lampes, à résistance interne toujours très élevée (0,5 à 1,5 M Ω), peuvent être groupées en une seule catégorie : rapport R_a/R_i très faible, de l'ordre de 0,5 à 0,2 et même moins.

La marche à suivre, pour apprécier l'influence d'un condensateur tel que C_2 ou C_3 (fig. 36-6) lorsqu'il s'agit d'une pentode est la même que pour une triode, sauf que nous utiliserons, pour le calcul de l'atténuation en fonction du rapport Z_c/R_a , le tableau (36-6) que nous admettons, pour simplifier les choses, valable pour toutes les pentodes.

On remarquera que pour les valeurs faibles du rapport Z_c/R_a , jusqu'à 0,40, l'atténuation est du même ordre de grandeur que ce rapport

Voyons ce qui se passe lorsqu'on donne, dans le montage de la figure 36-8, les valeurs suivantes au condensateur C_2 : 250, 500, 1000 et 5000 pF. En nous basant sur les valeurs de capacitance données plus haut, nous dresserons directement le tableau des atténuations, en tenant compte de $R_a = 140\ 000$ ohms dans le cas de la figure 36-8.

Les courbes de la figure 36-9 résument ce tableau et nous pouvons les comparer à celles de la figure 36-7 pour nous rendre compte que l'action des condensateurs tels que C_2 (ou C_3) sur les aiguës est beaucoup plus marquée, à valeur de G égale, lorsqu'il s'agit d'une pentode.

Comme pour les triodes, lorsqu'on diminue la valeur de la résistance de charge totale R_a , l'atténuation des aiguës devient moins prononcée.

Fig. 36-8 (ci-contre). — Lorsque la préamplificatrice est une pentode, l'influence d'un condensateur tel que C_2 n'est pas tout à fait la même qu'avec une triode.

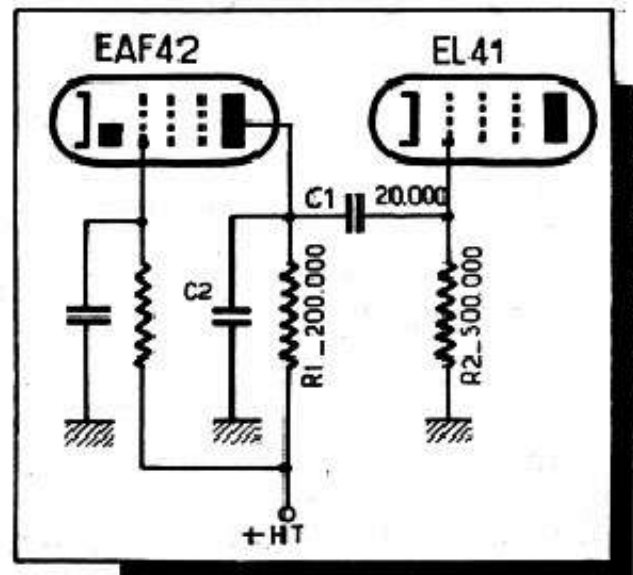
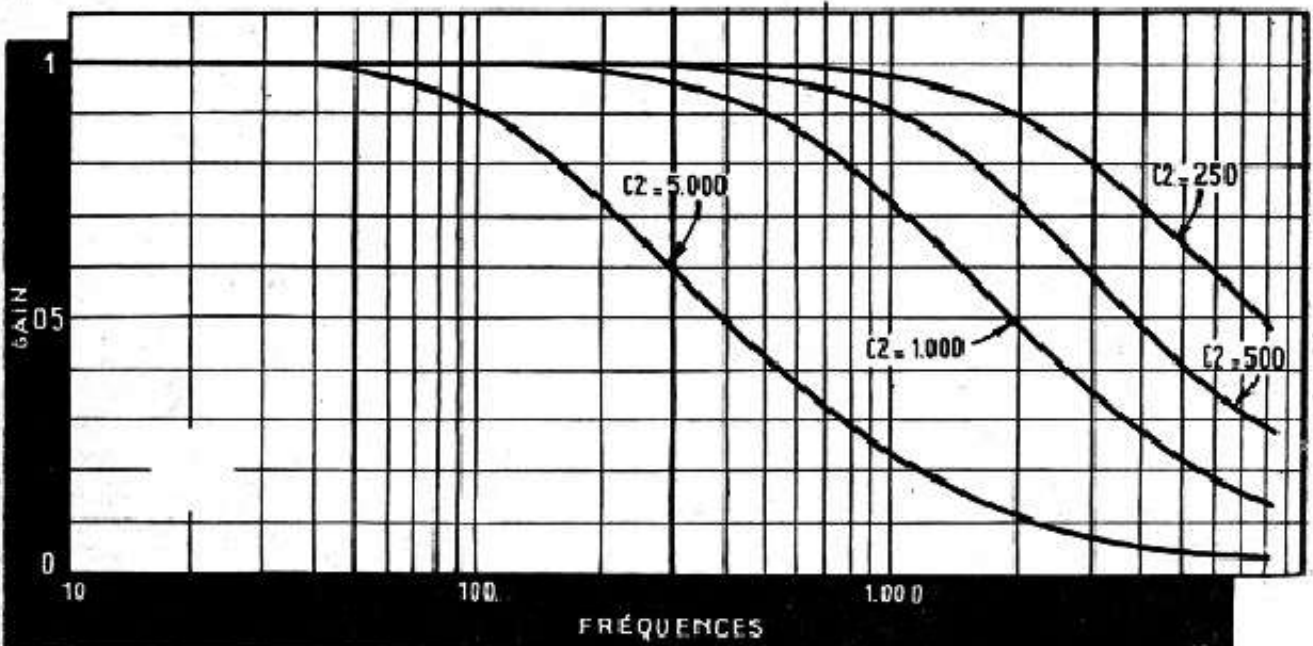


Fig. 36-9 (ci-dessous). — Courbes montrant l'atténuation des aiguës pour les différentes valeurs du condensateur C_2 de la figure 36-8.



Cas des lampes finales.

Les lampes finales, pentodes ou tétrodes, montées suivant le schéma de la figure 36-10, comportent presque toujours un condensateur placé soit entre la plaque et la masse (C_2), soit en shunt sur le primaire du transformateur de sortie (C_3).

Tableau 36-6. — CALCUL DES ATTENUATIONS POUR LES PENTODES

Z_c/R_a	0,05	0,10	0,20	0,30	0,40	0,50	0,60	0,80	1	2	5	10
Atten.	0,05	0,10	0,20	0,29	0,37	0,45	0,51	0,63	0,71	0,90	0,98	0,995

Tableau 36-7. — ATTENUATIONS CALCULEES POUR LE MONTAGE DE LA FIGURE 36-8

Fréquence (en hertz)	250		500		1 000		5 000	
	Z_c/R_a	Atten.	Z_c/R_a	Atten.	Z_c/R_a	Atten.	Z_c/R_a	Atten.
200					5,7	0,98	1,15	0,73
400			5,7	0,98	2,8	0,93	0,56	0,48
800			2,8	0,93	1,4	0,80	0,28	0,28
1 000	4,5	0,97	2,3	0,91	1,15	0,73	0,23	0,23
1 500	3	0,93	1,5	0,82	0,76	0,61	0,15	0,15
2 000	2,3	0,91	1,15	0,73	0,56	0,48	0,115	0,115
3 000	1,5	0,82	0,76	0,61	0,38	0,37	0,076	0,076
5 000	0,9	0,67	0,45	0,41	0,23	0,23	0,045	0,045
8 000	0,56	0,48	0,28	0,28	0,14	0,14	0,028	0,028

L'action sur les aiguës d'un tel condensateur peut être appréciée comme pour les pentodes préamplificatrices, avec cette différence que la valeur R_a sera prise, dans nos calculs, égale à l'impédance de charge normale de la lampe considérée.

De plus, il est plus logique, lorsqu'il s'agit d'un étage final, de tenir compte de la courbe de réponse réelle, relevée à la sortie de l'appareil, à la bobine mobile, par exemple, et qui présente, dans tous les récepteurs classiques, une « chute » assez marquée des fréquences élevées, à partir de 4000 ou 5000 hertz (fig. 36-11, courbe A), chute due aux caractéristiques du H.P. et de son transformateur.

Dans ces conditions, les affaiblissements ne seront plus comptés par rapport à un niveau « 1 », arbitraire, des courbes précédentes, mais par rapport au niveau réel à la fréquence donnée.

Par exemple, nous voyons que le niveau de la courbe A, à 1000 Hz, est de 0,85 environ. Si un certain condensateur introduit un affaiblissement de 0,6 à cette fréquence, le niveau résultant sera de $0,85 \times 0,6 = 0,51$.

Pour le calcul des affaiblissements, le tableau (36-6) donné plus haut pour les pentodes reste valable et la marche à suivre est la même.

A titre d'exemple, supposons avoir affaire à une 6AQ5 comme lampe finale et à une courbe conforme à A de la figure 36-11, et voyons ce qui va se passer lorsqu'on donne à C_2 (ou C_3) de la figure 36-10 les valeurs suivantes : 2000, 5000, 20 000, 50 000 pF.

Nous avons, en consultant les caractéristiques de la 6AQ5

$$R_1 = 52\,000 \text{ ohms} \quad R_a = 5000 \text{ ohms,}$$

et pouvons dresser immédiatement le tableau (36-8) des atténuations en prenant les valeurs de la capacitance, pour le rapport Z_c/R_a , dans le tableau général (36-2).

Les quatre courbes de la figure 36-11 résument la situation.

Disons enfin, que pour les lampes finales, ce que nous avons dit à propos des triodes et pentodes préamplificatrices reste valable bien entendu : l'influence de C_2 (ou C_3) est d'autant plus marquée que l'impédance de charge est plus élevée.

Par exemple, si à la place d'une 6AQ5 nous avons une 50B5 ($R_a = 2500$ ohms), le rapport Z_c/R_a pour $C_2 = 50\,000$ pF, à 1000 Hz, serait de 1,3 environ et l'atténuation de 0,75 à peu près, seulement.

Réglage séparés des graves et des aigus.

Malgré la simplicité des moyens mis en œuvre, ce que nous venons de voir nous permet déjà de concevoir un montage très simple, pour le réglage séparé des graves et des aigus, deux canaux d'amplification et deux haut-parleurs.

Fig. 36-10 (ci-contre). — Un condensateur placé entre la plaque de la lampe finale et la masse (C_2) ou la haute tension (C_3) atténue les aigus.

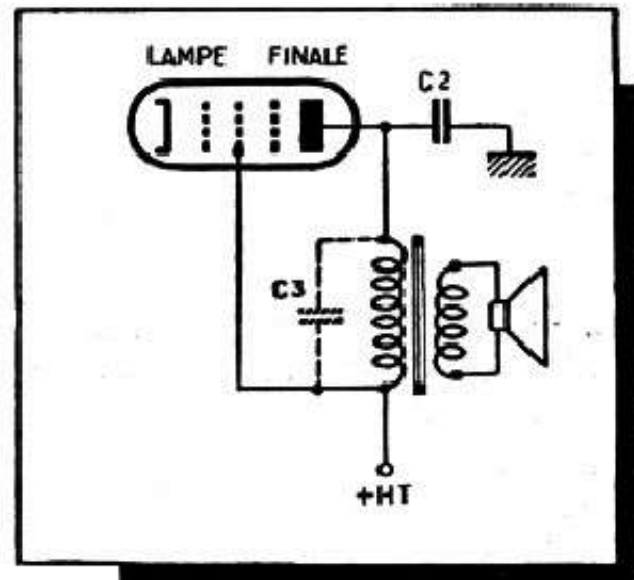


Fig. 36-11 (ci-dessous). — Courbes montrant l'atténuation des aigus pour les différentes valeurs du condensateur C_2 (ou C_3) de la figure 36-10

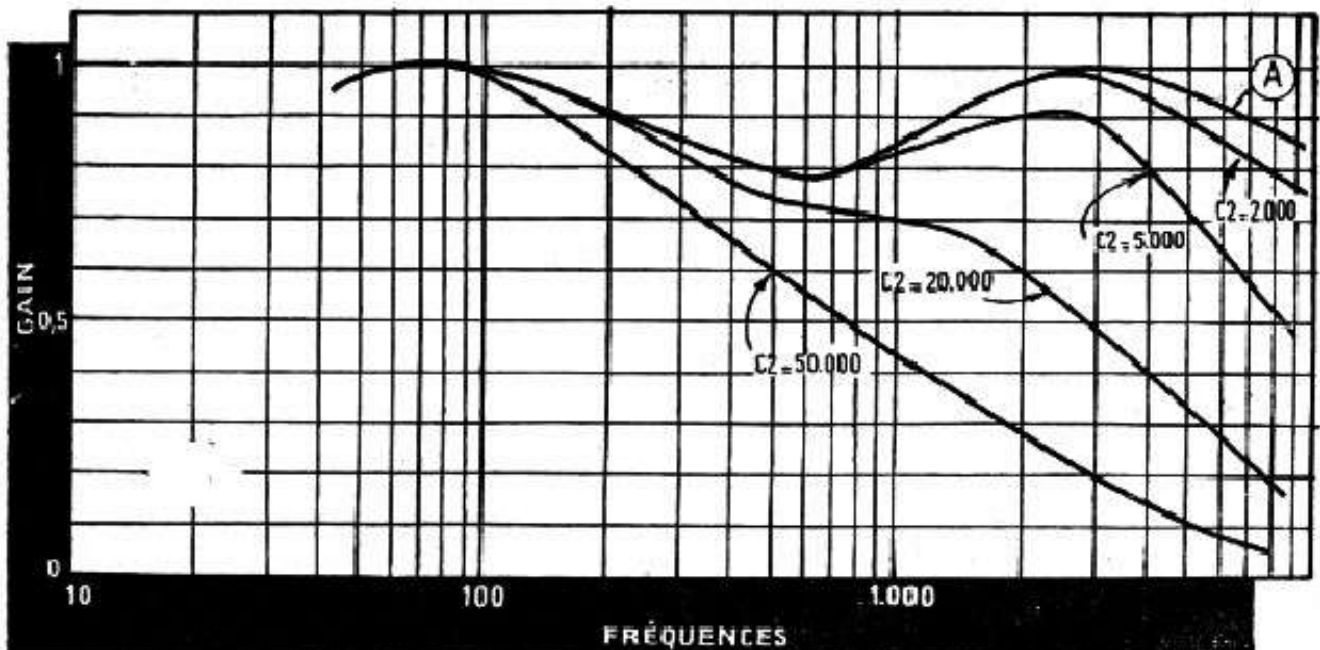


Tableau 36-8. — ATTENUATIONS POUR UNE 6AQ5

Fréquence (en herz)	2 000		5 000		20 000		50 000	
	Z_c/R_c	Atten.	Z_c/R_c	Atten.	Z_c/R_c	Atten.	Z_c/R_c	Atten.
200					8	0,99	3,2	0,93
400			16	0,998	4	0,96	1,6	0,82
800	20		8	0,99	2	0,90	0,8	0,63
1 000	16	0,998	6,4	0,985	1,6	0,82	0,63	0,53
1 500	10	0,995	4,2	0,96	1,06	0,71	0,42	0,38
2 000	8	0,99	3,2	0,93	0,8	0,63	0,32	0,31
3 000	5,3	0,98	2,1	0,90	0,53	0,47	0,21	0,21
5 000	3,2	0,93	1,3	0,75	0,32	0,31	0,13	0,13
8 000	2	0,90	0,8	0,63	0,2	0,2	0,08	0,08

La figure 36-12 nous donne les détails d'un montage possible, qui exige cependant deux haut-parleurs, car nous ne savons pas encore « séparer » convenablement les fréquences, de façon à amener, par exemple, les graves et les aiguës simultanément à la grille de la lampe finale.

On verra, par la suite, qu'avec quelques résistances en plus, judicieusement disposées, on y arrivera très facilement.

Montages à transistors.

On conçoit bien que, pour obtenir une atténuation des aiguës assez marquée, il soit nécessaire d'avoir recours à des capacités considérablement plus élevées que celles utilisées dans un amplificateur à tubes.

En première approximation on peut dire que dans le cas d'un étage préamplificateur à transistors l'atténuation dépend de la résistance de collecteur R_1 (fig. 36-13), quelle que soit la position de la capacité, entre le collecteur et la masse (C_1) ou entre la base du transistor suivant et la masse (C_2).

Comme la valeur de R_1 est généralement de 1 à 4,7 k Ω , nous sommes obligés, pour avoir un rapport Z_c/R_1 faible, c'est-à-dire pour obtenir une atténuation sensible, de diminuer Z_c , autrement dit de choisir C_1 (ou C_2) de valeur élevée.

Le tableau 36-9 peut servir de base pour le calcul de l'atténuation à telle ou telle fréquence en fonction du rapport Z_c/R_1 .

Tableau 36-9. — CALCUL DES ATTENUATIONS POUR UN AMPLIFICATEUR A TRANSISTORS

Z_c/R_1	Atténuation	Z_c/R_1	Atténuation
0,015	0,17	0,10	0,74
0,02	0,23	0,15	0,85
0,03	0,33	0,20	0,91
0,04	0,41	0,30	0,96
0,05	0,48	0,40	0,97
0,07	0,61	0,50	0,98

Par exemple, si nous voulons avoir une atténuation de 0,48 à 1000 Hz, avec $R_1 = 2,2$ k Ω , nous devons choisir une capacité de façon que

$$Z_c = 2200 \times 0,05 = 110 \Omega.$$

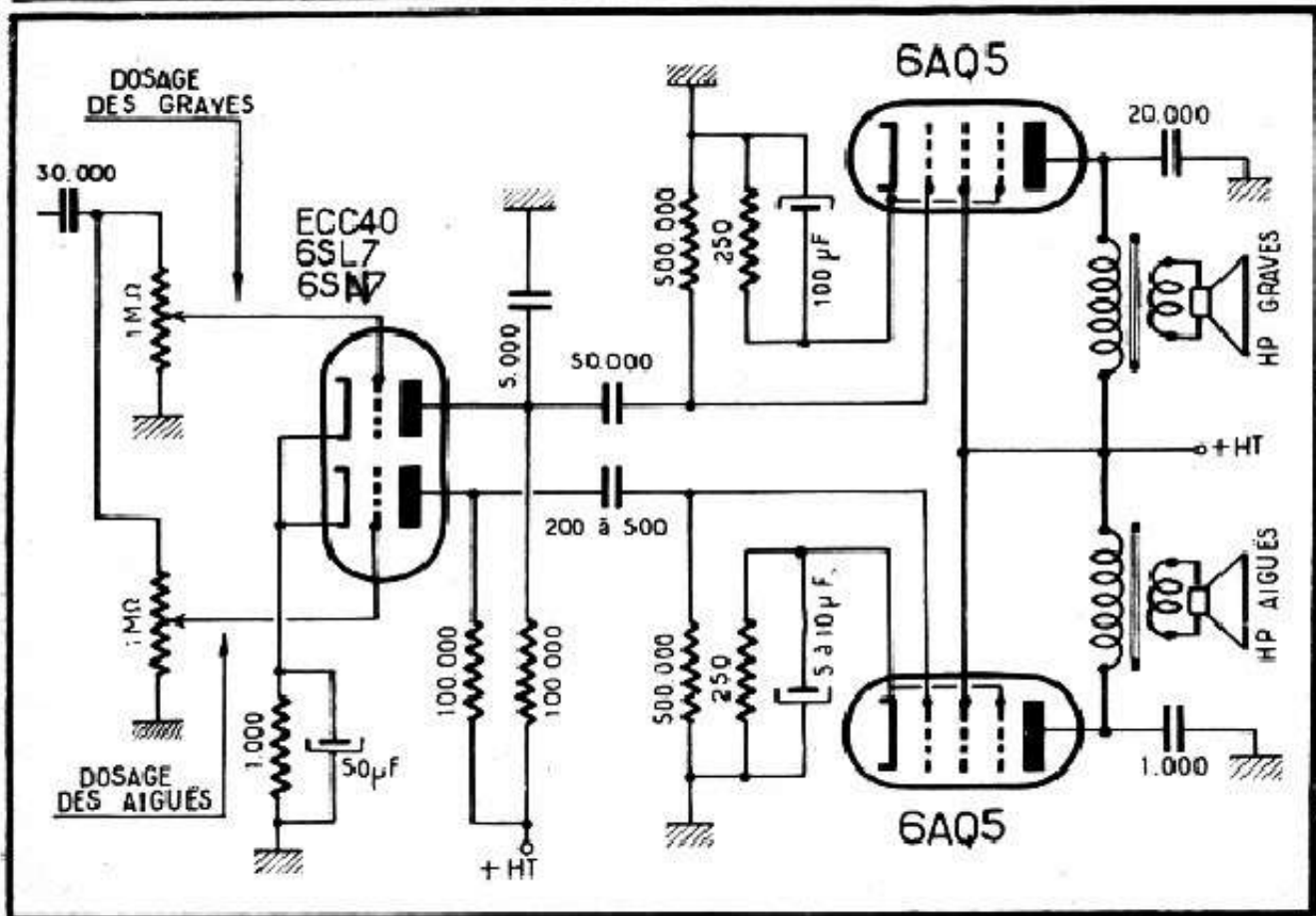


Fig. 36-12. — Exemple d'un montage à amplification séparée des graves et des aigües.

Il suffit de se reporter au tableau 36-2 et déterminer une capacité dont la capacitance à 1000 Hz soit de l'ordre de 110 Ω. Nous voyons immédiatement qu'il nous faudra une capacité supérieure à 1 μF.

Lorsqu'il s'agit d'un étage final, presque toujours push-pull, on trouve souvent un condensateur tel que C₁ shuntant le primaire du transformateur de sortie (fig. 36-14). Pour apprécier l'atténuation qu'il introduit aux fréquences élevées, il faut songer à

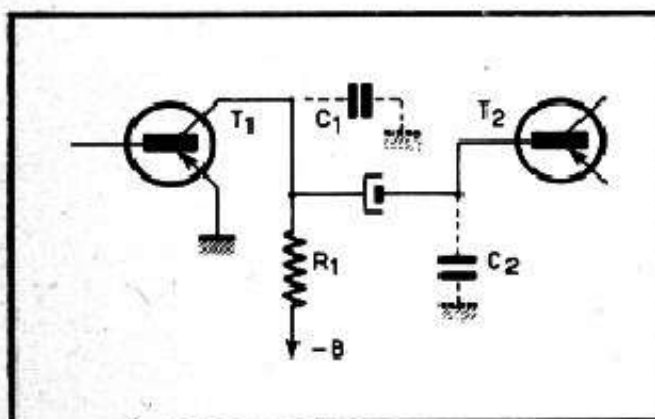


Fig. 36-13. — Atténuation des aigües dans un étage préamplificateur.

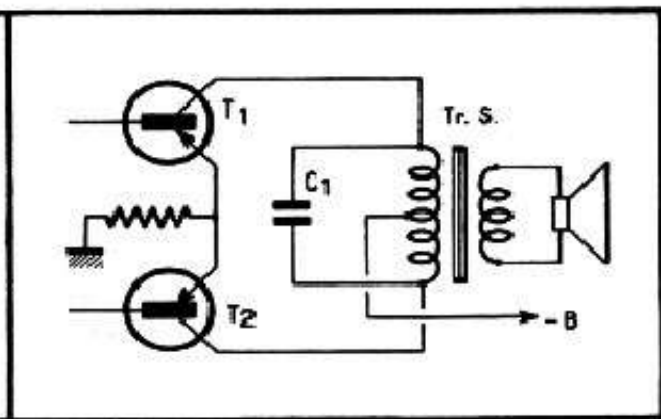


Fig. 36-14. — Atténuation des aigües dans un étage final.

l'impédance de charge Z_a , toujours très faible, que le transformateur offre à l'étage final, impédance qui se situe vers 100Ω pour un montage utilisant deux OC74, par exemple.

A vrai dire, de tels condensateurs servent bien moins pour atténuer les aiguës « audibles » que pour prévenir certains accrochages se produisant à des fréquences très élevées, 10 000 Hz et plus. On les détermine généralement de façon que leur action commence à se faire sentir à partir de quelque 10 000 Hz, ce qui nous amène à des valeurs de l'ordre de 0,22 à 0,47 μF . Le calcul peut se faire à l'aide du tableau 36-9 en formant le rapport Z_c/Z_a .



CIRCUITS SÉRIE ET CIRCUITS PARALLÈLE A RÉSISTANCES ET CAPACITÉS

Les possibilités d'un simple condensateur, en tant que régulateur de tonalité, sont intéressantes, mais malgré tout assez réduites.

Tout autres sont les perspectives qui s'ouvrent devant nous si nous faisons appel à l'association condensateur-résistance et, plus généralement, à des circuits plus ou moins compliqués comprenant des condensateurs et des résistances convenablement associés.

Tout ensemble de condensateurs et de résistances, aussi compliqué que l'on veuille, peut se réduire à deux circuits-types, dont il nous suffira de comprendre le comportement pour en déduire l'action de l'ensemble tout entier : le circuit *série* (fig. 37-1) et le circuit *parallèle* (fig. 37-2).

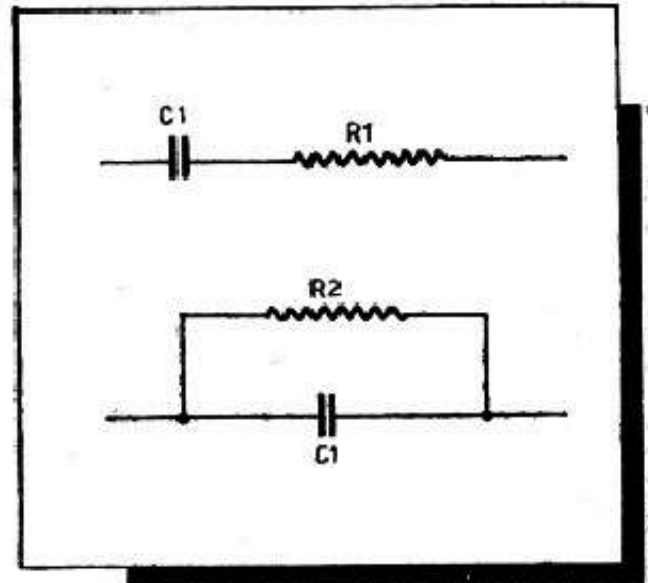


Fig. 37-1 et 37-2. — Circuit série (en haut) et circuit parallèle (en bas).

Lorsque nous avons affaire à un condensateur isolé, nous avons parlé de sa capacité, c'est-à-dire sa résistance en alternatif. Ici, où nous sommes en présence de circuits composés, nous parlerons d'*impédance*, terme désignant toujours la résistance en alternatif, mais s'appliquant, en général, à tout circuit contenant des éléments résistifs, capacitifs et inductifs.

Donc, l'impédance d'un circuit série est très élevée aux fréquences basses, et diminue d'abord très vite à mesure que la fréquence augmente, tant que la capacité du C_1 est nettement plus élevée que la résistance R_1 (plus de 5 fois, par exemple). Ensuite, cette diminution devient de moins en moins prononcée et l'impédance du circuit atteint assez rapidement la limite constituée par la valeur de R_1 .

Au contraire, l'impédance du circuit parallèle, même aux fréquences très basses, ne peut devenir supérieure à la valeur de R_2 . Elle diminue d'abord très lentement, tant que la capacitance de C_2 est très supérieure à R_2 , puis de plus en plus vite pour tendre vers les valeurs pratiquement nulles aux fréquences très élevées.

Les deux courbes de la figure 37-3 résument la variation de l'impédance d'un circuit série (courbe A) et d'un circuit parallèle (courbe B), en supposant, dans les deux cas, $C_1 = C_2 = 10\ 000\ \text{pF}$ et $R_1 = R_2 = 100\ 000\ \text{ohms}$.

De plus, pour faciliter le calcul de l'impédance d'un circuit série ou parallèle, nous donnons deux tableaux (37-1 et 37-2) où, verticalement, sont portées les valeurs de la capacitance, et horizontalement celles de quelques résistances courantes. Nous lisons la valeur de l'impédance correspondante à l'intersection.

Quelle est, par exemple, l'impédance à 1000 hertz d'un circuit série composé de $C_1 = 0,025\ \mu\text{F}$ et $R_1 = 20\ 000\ \text{ohms}$? Le tableau 36-2 nous indique que la capacitance d'un $0,025\ \mu\text{F}$ à 1000 Hz est de 6360 ohms environ. Le tableau (37-1) nous donne, pour $R = 20\ 000$ et $1/\omega C = 6000$, une impédance de 20 900 ohms. Nous pouvons donc admettre que l'impédance en question est très voisine de 21 000 ohms.

Nous vérifierons, de la même façon, qu'à 400 Hz cette impédance sera de 25 500 ohms environ.

De même, si pour un circuit parallèle nous avons $R_2 = 500\ 000\ \text{ohms}$ et $C_2 = 500\ \text{pF}$, l'impédance sera de 260 000 ohms environ à 1000 Hz, de 424 000 ohms à peu près à 400 Hz, mais de 100 000 ohms seulement à 3000 Hz.

Il résulte de tout cela que pour trouver rapidement l'impédance, à une certaine fréquence, d'un circuit série ou parallèle, il faut regarder, avant tout, la capacitance

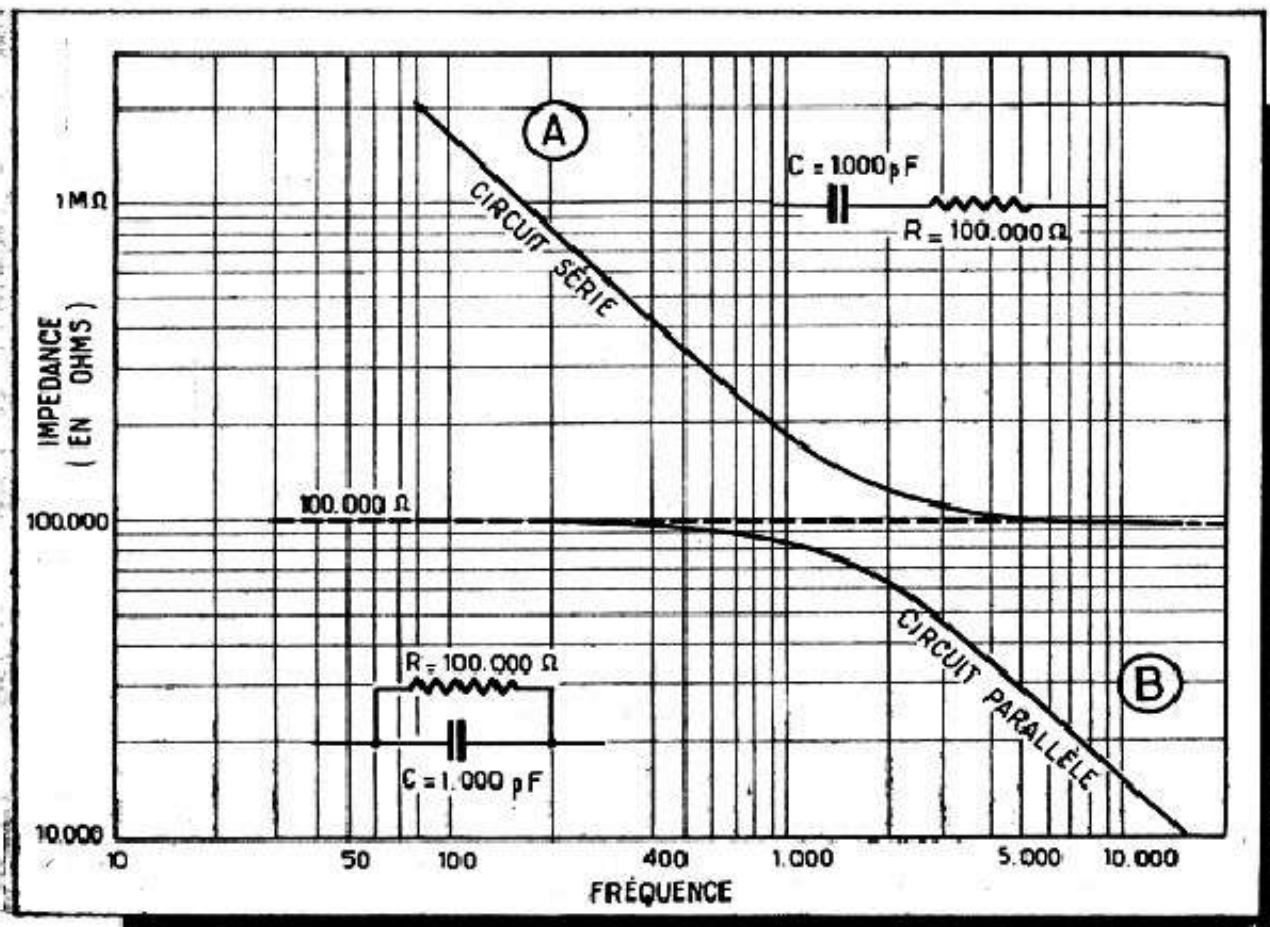


Fig. 37-3. — Courbes montrant la variation de l'impédance, en fonction de la fréquence, d'un circuit série et d'un circuit parallèle.

du condensateur correspondant à cette fréquence.

Pour un circuit série, si cette capacitance est d'au moins cinq fois supérieure à la résistance, l'impédance est très sensiblement égale à la capacitance. Si la capacitance est, au contraire, cinq fois plus faible que la résistance, l'impédance peut être assimilée à la valeur de cette dernière.

Pour un circuit parallèle, si la capacitance est d'au moins cinq fois supérieure à la résistance, l'impédance est pratiquement égale à cette dernière. Au contraire, si la

Tableau 37-1. — IMPEDANCE D'UN CIRCUIT SERIE

Capacitance	Résistance en série						
	10 000	20 000	50 000	100 000	200 000	500 000	1 MΩ
4 000	10 800	20 400					
5 000	11 200	20 600					
6 000	11 650	20 900					
7 000	12 200	21 200					
8 000	12 800	21 500					
9 000	13 450	21 900	50 800				
10 000	14 100	22 400	51 000				
12 000	15 600	23 300	51 500				
15 000	18 000	25 000	52 200	101 000			
17 000	19 700	26 200	53 000	101 500			
20 000	22 400	28 200	54 000	102 000			
25 000	26 900	31 600	56 000	103 000			
30 000	31 600	36 000	58 500	104 500			
35 000	36 400	40 400	61 000	106 000			
40 000	41 300	44 600	64 000	108 000	204 000		
45 000	46 100	49 300	67 000	110 000	205 000		
50 000	51 000	54 000	70 000	112 000	206 000		
60 000	60 900	63 300	78 000	117 000	209 000		
70 000	70 700	72 900	86 000	122 000	212 000		
80 000		82 500	94 500	128 000	215 000		
90 000		92 000	103 000	135 000	219 000	508 000	
100 000		102 000	112 000	141 000	224 000	510 000	
125 000		126 500	135 000	160 000	236 000	516 000	
150 000			158 000	180 000	250 000	522 000	1,01 MΩ
175 000			182 000	200 000	266 000	530 000	1,015 "
200 000			206 000	224 000	282 000	540 000	1,02 "
225 000			230 000	246 000	302 000	550 000	1,025 "
250 000				270 000	316 000	560 000	1,03 "
275 000				293 000	340 000	570 000	1,038 "
300 000				316 000	360 000	585 000	1,045 "
350 000				364 000	404 000	610 000	1,06 "
400 000				413 000	446 000	640 000	1,08 "
450 000				460 000	493 000	670 000	1,1 "
500 000				510 000	540 000	700 000	1,12 "
600 000					633 000	780 000	1,17 "
700 000					729 000	860 000	1,22 "
800 000					825 000	945 000	1,28 "
1 MΩ						1,12 MΩ	1,41 "
1,5 "						1,58 "	1,80 "
2 "						2,06 "	2,24 "
3 "							3,16 "
4 "							4,13 "

capacitance est cinq fois plus faible que la résistance, l'impédance peut être assimilée à la capacitance. Pour tous les cas à l'intérieur de ces limites, il vaut mieux se reporter à l'un des tableaux 37-1 ou 37-2, suivant le cas.

L'étude complète du comportement des circuits série et parallèle ou de leurs combinaisons, en tant qu'éléments de liaison dans les amplificateurs, fait appel à un appareil

Tableau 37-2. — IMPEDANCE D'UN CIRCUIT PARALLELE

Capacitance	Résistance en parallèle						
	10 000	20 000	50 000	100 000	200 000	500 000	1 MΩ
2 000	1 960						
3 000	2 860						
4 000	3 700	3 920					
5 000	4 450	4 850					
6 000	5 100	5 750	5 950				
7 000	5 500	6 600	6 950				
8 000	6 300	7 400	7 940				
9 000	6 700	8 200	8 900				
10 000	7 100	8 900	9 800	9 950			
12 000	7 700	10 300	11 600	11 900			
15 000	8 300	12 000	14 400	14 800			
17 000	8 600	13 000	16 100	16 800			
20 000	8 900	14 200	18 500	19 600			
25 000	9 300	15 600	22 300	24 200			
30 000	9 500	16 700	25 700	28 800			
35 000	9 600	17 400	28 600	33 000			
40 000	9 700	17 900	31 200	37 000	39 200		
45 000	9 800	18 300	33 300	41 000	44 000		
50 000		19 000	35 500	44 600	48 500		
60 000		19 300	38 500	51 400	57 500		
70 000			40 500	57 500	66 000		
80 000			42 400	62 500	74 000	79 400	
90 000			43 600	67 000	82 000	89 000	
100 000			44 600	71 000	89 000	98 000	
125 000			46 300	78 000	106 000	121 000	
150 000			47 400	83 000	120 000	144 000	148 000
175 000			48 100	87 000	132 000	164 000	172 000
200 000			48 500	89 000	142 000	185 000	196 000
225 000				91 500	149 000	205 000	219 000
250 000				93 000	156 000	223 000	242 000
275 000				94 000	161 000	240 000	265 000
300 000				95 000	167 000	257 000	288 000
350 000				96 000	174 000	286 000	330 000
400 000				97 000	179 000	312 000	370 000
450 000					183 000	333 000	410 000
500 000					190 000	355 000	446 000
600 000					193 000	385 000	514 000
700 000						405 000	575 000
800 000						424 000	625 000
1 MΩ						446 000	710 000
1,5 »						474 000	830 000
2 »						485 000	890 000
2,5 »							930 000
3 »							950 000
4 »							970 000

mathématique souvent encombrant et à des notions qui sortent nettement du cadre des « Bases du Dépannage ». Ceux que la question intéresse trouveront aisément des renseignements beaucoup plus complets et précis dans des ouvrages tels que « Dipôles et quadripôles », par L. BOE, ou « Théorie et Pratique des Amplificateurs », par J. QUINET.

D'ailleurs, pour ce que nous avons à faire ici, la rigueur scientifique ne nous est d'aucune utilité, et ce qui importe c'est la compréhension rapide du comportement de tel ou tel circuit, et l'allure approximative de la courbe de réponse, qui en résulte.

En effet, un dépanneur ou un technicien créateur de maquettes, est en principe un praticien, disposant d'un minimum d'appareils de mesures et capable de rectifier éventuellement l'allure d'une courbe s'écartant de ses prévisions. L'important, c'est qu'il sache prévoir avec certitude les conséquences et le sens de telle ou telle retouche, afin d'éviter des tâtonnements fastidieux et des pertes de temps inutiles.

On saisit beaucoup mieux le fonctionnement d'une liaison R-C quelconque en modifiant le dessin classique du schéma correspondant et en la représentant sous forme d'un diviseur de tension (fig. 37-4), notion que nous avons déjà introduite à propos des filtres pour la tension alternative redressée.

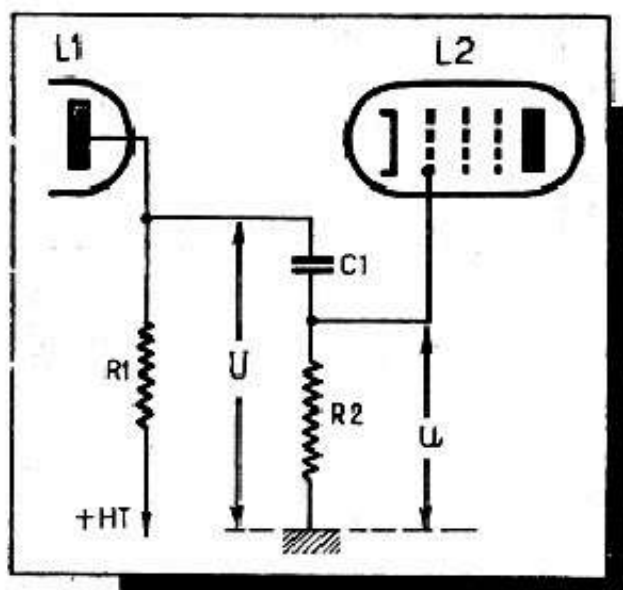


Fig. 37-4. — Une liaison classique à résistances-capacité peut être représentée sous forme d'un diviseur de tension

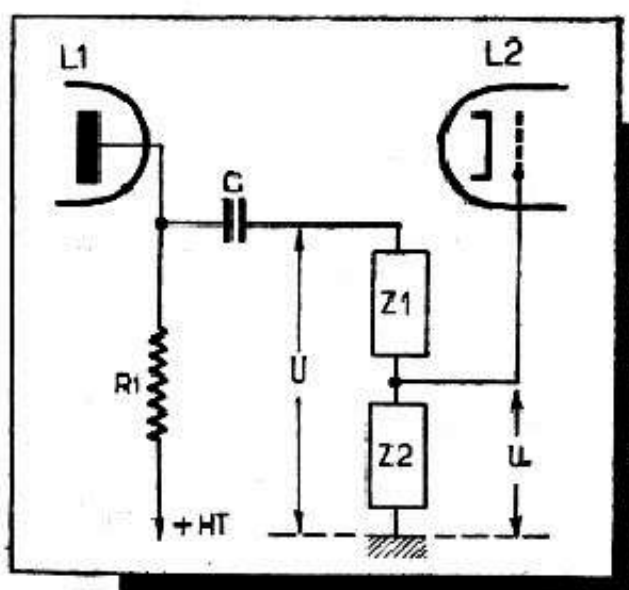


Fig. 37-5. — De même, une liaison quelconque, comportant les impédances Z_1 et Z_2 , peut être représentée sous forme d'un diviseur de tension.

Il est alors évident que la tension u , appliquée à la grille de la lampe L_2 , est dans le même rapport avec la tension U existant à l'entrée de la liaison, que la résistance R_2 avec la résistance de la branche $R_2 \cdot C_1$, c'est-à-dire avec l'impédance du circuit série $R_2 \cdot C_1$. Autrement dit :

$$\frac{u}{U} = \frac{R_2}{\text{Impédance } (R_2 \cdot C_1)}$$

c'est-à-dire :

$$u = U \times \frac{R_2}{\text{Impédance } (R_2 \cdot C_1)}$$

En faisant le calcul correspondant, nous retrouverons les résultats obtenus plus haut dans le chapitre XXXV, où nous avons considéré simplement le produit $R_2 \times C_1$.

Poussons plus loin notre raisonnement et introduisons, à la place des éléments C_1 et R_2 de la figure 37-4, des impédances quelconques Z_1 et Z_2 (une impédance est, généralement, désignée par Z), qui peuvent représenter, suivant le cas, une résistance pure, un circuit série, un circuit parallèle ou même une combinaison R-C quelconque. Nous obtenons alors le schéma de la figure 37-5.

Il est bien entendu que le condensateur C de ce schéma est supposé n'avoir aucune influence sur le comportement de l'ensemble. Sa capacitance, même aux fréquences les plus basses de la bande à transmettre, est suffisamment faible pour être considérée comme négligeable et son rôle se réduit uniquement à celui de « protection » au cas où Z , serait une résistance ou un circuit parallèle.

Partant de la relation établie pour la figure 37-4 nous pouvons écrire, d'une façon absolument générale,

$$u = U \times \frac{Z_2}{\text{somme } (Z_1 + Z_2)}$$

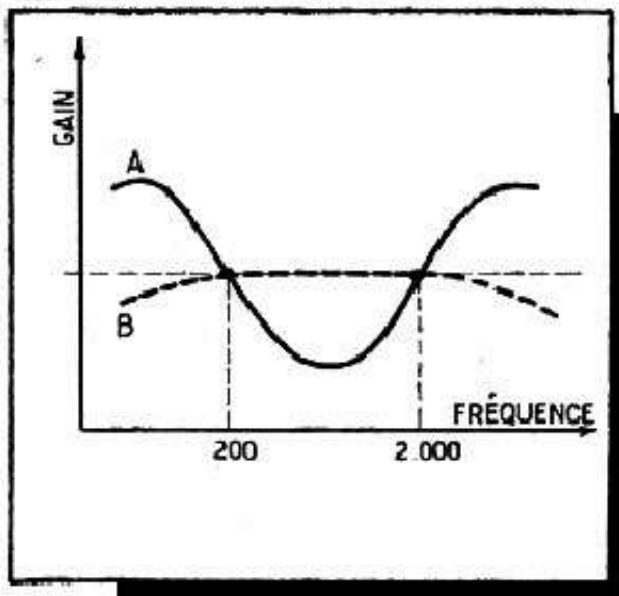


Fig. 37-6. — Lorsqu'on relève une courbe B.F., il est bon de le faire pour un nombre suffisamment grand de points.

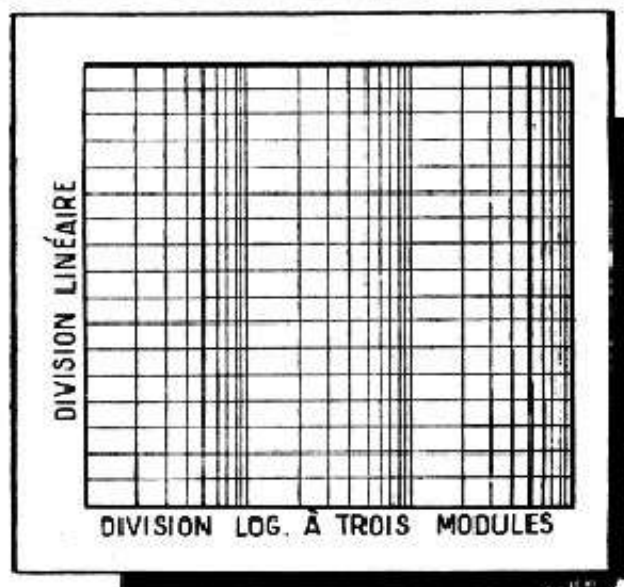


Fig. 37-7. — Le papier dit logarithmique existe également avec la division verticale logarithmique

et tracer le chemin à suivre pour étudier rapidement n'importe quelle liaison B. F. à résistances-capacité.

1. — Calculer les impédances Z_1 et Z_2 , chacune pour un certain nombre de fréquences, entre 50 et 8000 Hz, par exemple.

Il est inutile de multiplier les points, et nous prendrons, par exemple, 50, 100, 200, 400, 800 ou 1000, 2000, 4000 et 8000.

Cependant, il est dangereux de réduire trop le nombre de ces fréquences, car cela peut conduire à des erreurs grossières. Par exemple, si nous avons la courbe A de la figure 37-6 et que nous nous contentons de faire nos calculs pour les fréquences 200 et 2000 hertz, nous trouverons un gain sensiblement identique dans les deux cas et pourrons, à tort, nous imaginer que l'amplification est à peu près uniforme (courbe B)

2. — Faire la somme, pour les fréquences choisies comme points de référence, des impédances Z_1 et Z_2 . Ces deux impédances étant en série, nous admettons, pour simplifier, que tout ce que nous avons dit à propos de l'impédance d'un circuit série reste valable, et le tableau (37-1) donné plus haut peut nous aider grandement.

Toujours est-il que l'impédance totale est égale à la racine carrée de la somme des carrés des deux impédances. Autrement dit

$$\text{somme } (Z_1 + Z_2) = \sqrt{Z_1^2 + Z_2^2} .$$

3. — Supposer que la tension U est égale à 1, ce que nous avons toujours le droit de faire, et calculer u , pour les différentes fréquences choisies, en formant, pour chacune, le rapport

$$u = \frac{Z_2}{\text{somme } (Z_1 + Z_2)} .$$

4. — Se procurer du papier quadrillé à échelle horizontale logarithmique, dit à trois (ou quatre) modules, et à échelle verticale linéaire (en vente chez tous les papetiers spécialisés dans les fournitures pour dessinateurs) et graduer l'échelle horizontale de 50 à 10 000 Hz et verticale de 0 à 1 (fig. 37-7).

5. — Porter les valeurs u , aux fréquences correspondantes, à l'échelle verticale convenable et réunir tous les points obtenus par une courbe aussi régulière que possible.

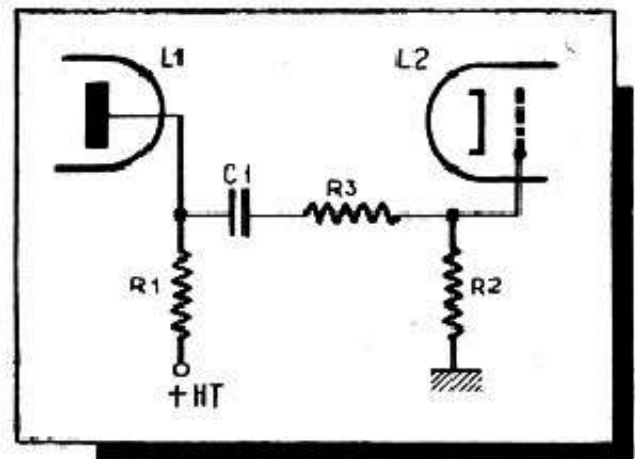
CIRCUITS CORRECTEURS DE TONALITÉ A RÉSISTANCES-CAPACITÉS

Quelques circuits courants.

Un schéma de liaison R-C fréquemment rencontré est celui de la figure 38-1 avec la résistance R_3 placée soit après C_1 , comme le montre le schéma, soit avant ce condensateur, ce qui revient exactement au même.

Bien entendu, ce montage ne peut avoir une influence sur la tonalité, favoriser les aiguës, que si la valeur du C_1 est suffisamment faible, comme nous l'avons vu plus haut pour un condensateur de liaison normal. Autrement, l'introduction de la résistance R_3 ne peut servir qu'à réduire la tension d'attaque de la grille du tube L_2 .

Fig. 38-1. — On peut atténuer les basses en donnant au condensateur C_1 une valeur suffisamment faible. La résistance R_3 agit alors, suivant sa valeur, sur le niveau des aiguës.



Pour comparer le comportement d'un montage tel que celui de la figure 38-1, à celui où l'atténuation des graves est obtenue en diminuant la valeur du C_1 seulement, nous allons tracer trois courbes, résumant les trois cas de la figure 38-2, *a*, *b* et *c*.

On peut en conclure, *grosso modo*, que la présence de R_3 atténue les aiguës dans le rapport $R_2/(R_2 + R_3)$, et que son influence sur les graves est d'autant moins marquée que R_3 est plus faible par rapport à R_2 .

L'analyse du « rendement » d'un montage tel que *b* ou *c* de la figure 38-2 se fait, comme nous l'avons indiqué plus haut, en calculant, pour un certain nombre de fréquences, l'impédance totale de la branche C_1 - R_3 - R_2 et en faisant le rapport R_2 /Impédance totale. Le calcul de l'impédance totale est grandement facilité et se réduit à celui de l'impédance d'un circuit série, puisque nous pouvons réunir en une seule les deux résistances R_3 et R_2 .

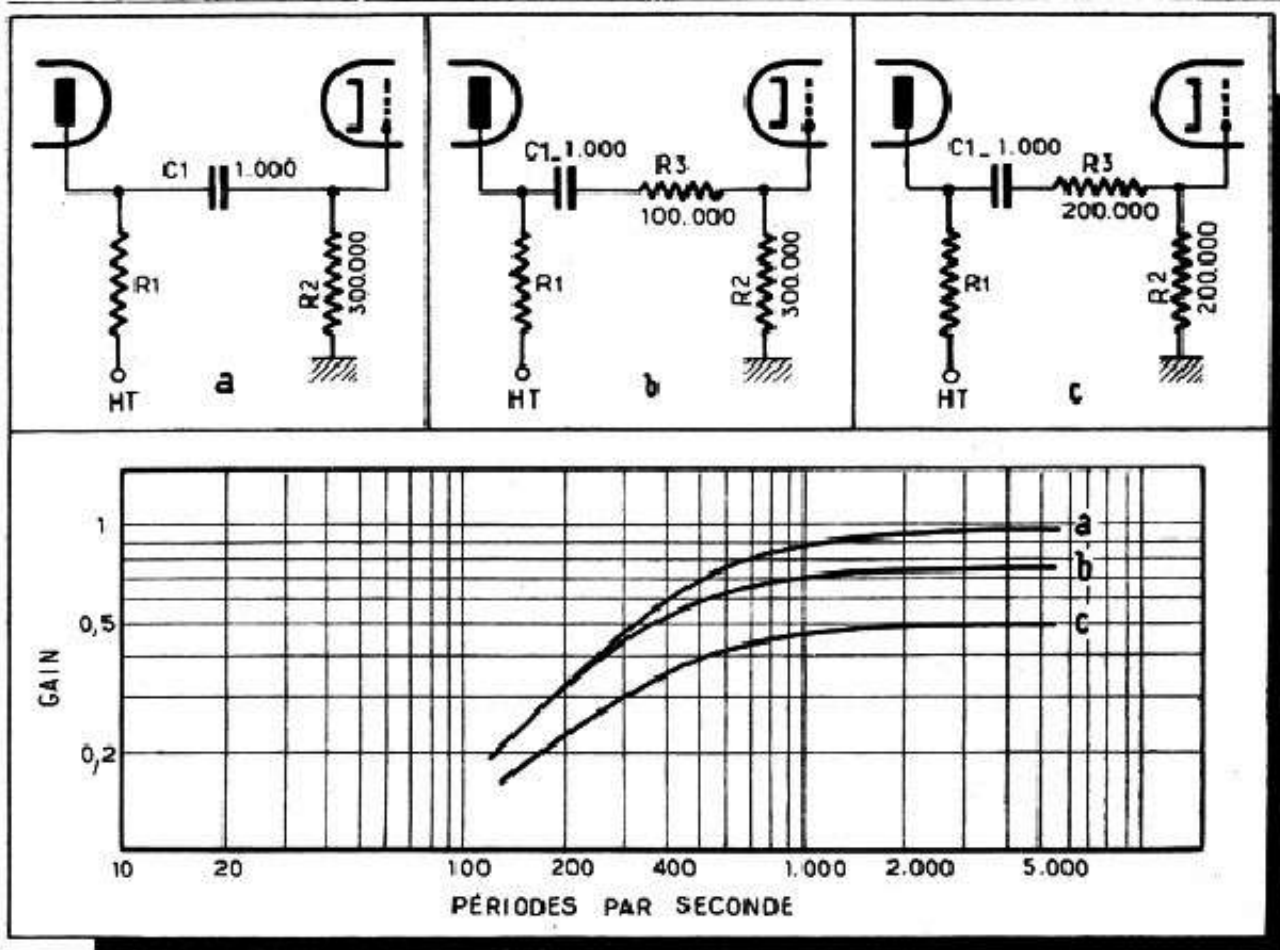


Fig. 38-2. — Montages et courbes correspondantes illustrant l'action de la résistance R_3 sur le niveau des aigus.

Un autre circuit que l'on rencontre assez souvent est celui de la figure 38-3. En série avec le condensateur de liaison C_1 , de valeur suffisamment élevée pour que son influence soit négligeable, nous avons un circuit parallèle R_3-C_2 .

Pour qu'un tel dispositif amène une atténuation sensible des fréquences basses, il est évident que son impédance à ces fréquences doit être infiniment plus élevée que la résistance R_2 , ce qui suppose déjà que R_3 doit être au moins du même ordre de grandeur que R_2 , ou plus élevée.

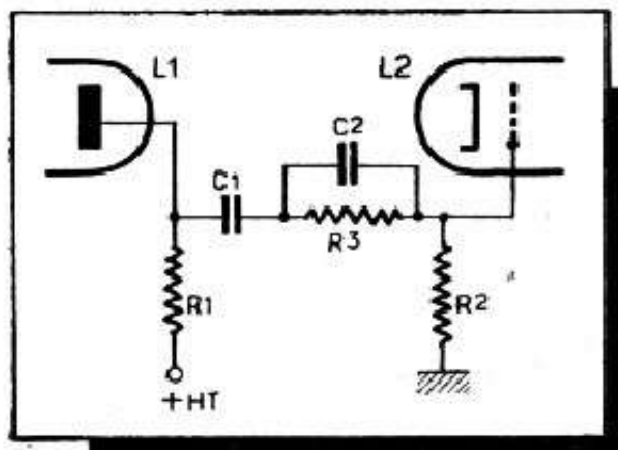


Fig. 38-3. — On affaiblit les graves en introduisant, dans une liaison, un circuit parallèle tel que C_2-R_3 .

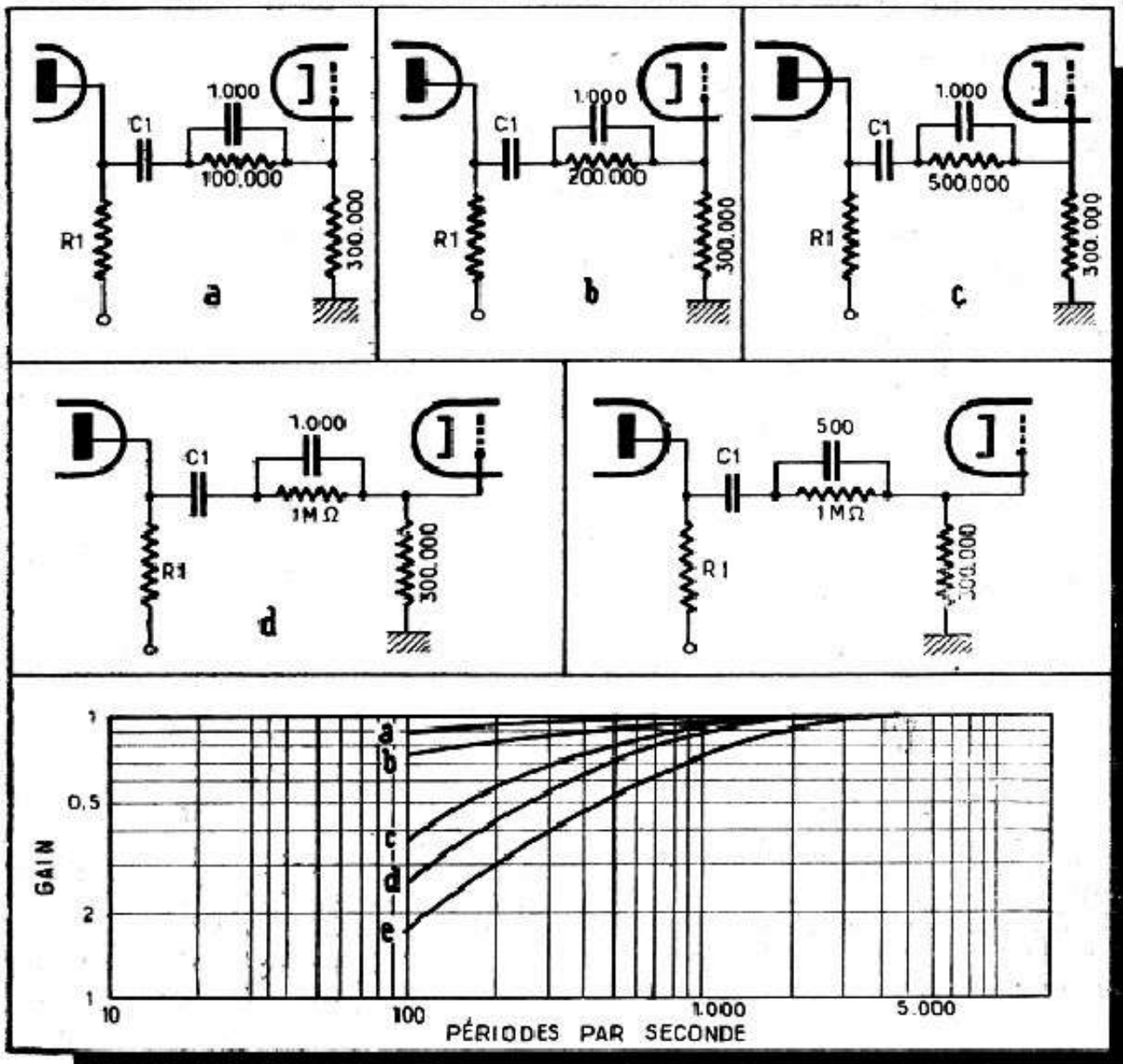


Fig. 38-4. — Montages et courbes correspondantes illustrant l'action d'un circuit parallèle tel que celui de la figure 38-3 pour quelques valeurs de C₂ et R₃.

Pour analyser l'action de ce circuit, on procède comme pour les autres montages : on calcule l'impédance de l'ensemble C₂-R₃ pour un certain nombre de fréquences, puis on détermine l'impédance totale de la branche C₂-R₃-R₂. L'atténuation nous sera donnée, pour chaque fréquence, par le rapport

$$\frac{R_2}{\text{Impédance } (C_2-R_3-R_2)}$$

Les cinq courbes de la figure 38-4 nous donnent l'allure approximative de l'atténuation obtenue en donnant aux éléments de la figure 38-3 les valeurs des figures a, b, c, d et e.

Circuits sélectifs.

Aussi bizarre que cela puisse paraître, il est parfaitement possible de constituer, uniquement, avec des résistances et capacités, des éléments de liaison sélectifs, c'est-à-dire favorisant particulièrement la transmission d'une bande plus ou moins étroite de fréquences ou, au contraire, affaiblissant une bande, pour « creuser » le médium, par exemple.

La combinaison la plus simple est celle de la figure 38-5, où nous voyons l'association de deux circuits que nous connaissons déjà : un circuit série d'abord (C_1-R_3), puis un circuit parallèle (C_2-R_2), entre la grille de la lampe L_2 et la masse.

Un raisonnement basé sur le simple bon sens fera comprendre le comportement de ce circuit.

Aux fréquences basses, l'impédance de la branche C_1-R_3 est très élevée : pratiquement, si la valeur de C_1 est suffisamment faible, cette impédance est égale à

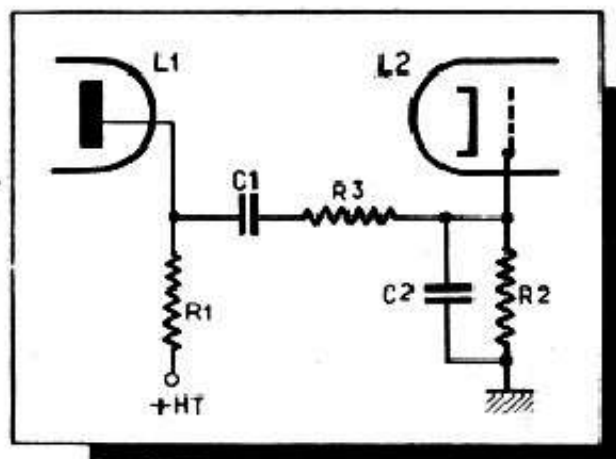


Fig. 38-5. — On peut concevoir une liaison comprenant un circuit série (C_1-R_3) suivi d'un circuit parallèle (C_2-R_2).

la capacitance de C_1 . En même temps, l'impédance de la branche C_2-R_2 , à condition que la valeur de C_2 ne soit pas trop élevée, a pour valeur, très sensiblement, celle de R_2 . Cette dernière valeur étant, le plus souvent, de 250 000 à 300 000 ohms, on peut très bien s'arranger, en donnant à C_1 une valeur suffisamment faible, pour que le rapport

Impédance (C_2-R_2)

—
Impédance totale ($C_1-R_3-C_2-R_2$)

soit faible, c'est-à-dire pour qu'il existe une atténuation sensible des fréquences basses.

Lorsque la fréquence augmente, l'impédance de la branche C_1-R_3 diminue assez rapidement et tend vers la valeur de R_3 . En même temps, l'impédance de la branche C_2-R_2 diminue également, mais, au début, moins vite que celle de la branche C_1-R_3 . Il arrive un moment, pour une fréquence qui dépend des quatre valeurs entrant en jeu, où le rapport ci-dessus prend une valeur maximale, ce qui nous donne en quelque sorte le sommet de la courbe « de résonance ».

Enfin, lorsque la fréquence augmente encore, l'impédance de la branche C_1-R_3 se stabilise à sa valeur limite R_3 , tandis que celle de la branche C_2-R_2 diminue très rapidement et tend vers la capacitance de C_2 . Le rapport des impédances ci-dessus devient de nouveau faible, et les fréquences supérieures à la fréquence du maximum sont de plus en plus affaiblies.

Il est facile de calculer la fréquence, correspondant au maximum, par la relation très simple.

$$f \text{ (en hertz)} = \frac{1}{6,28 \sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}},$$

les éléments R et C étant exprimés en mégohms et en microfarad.

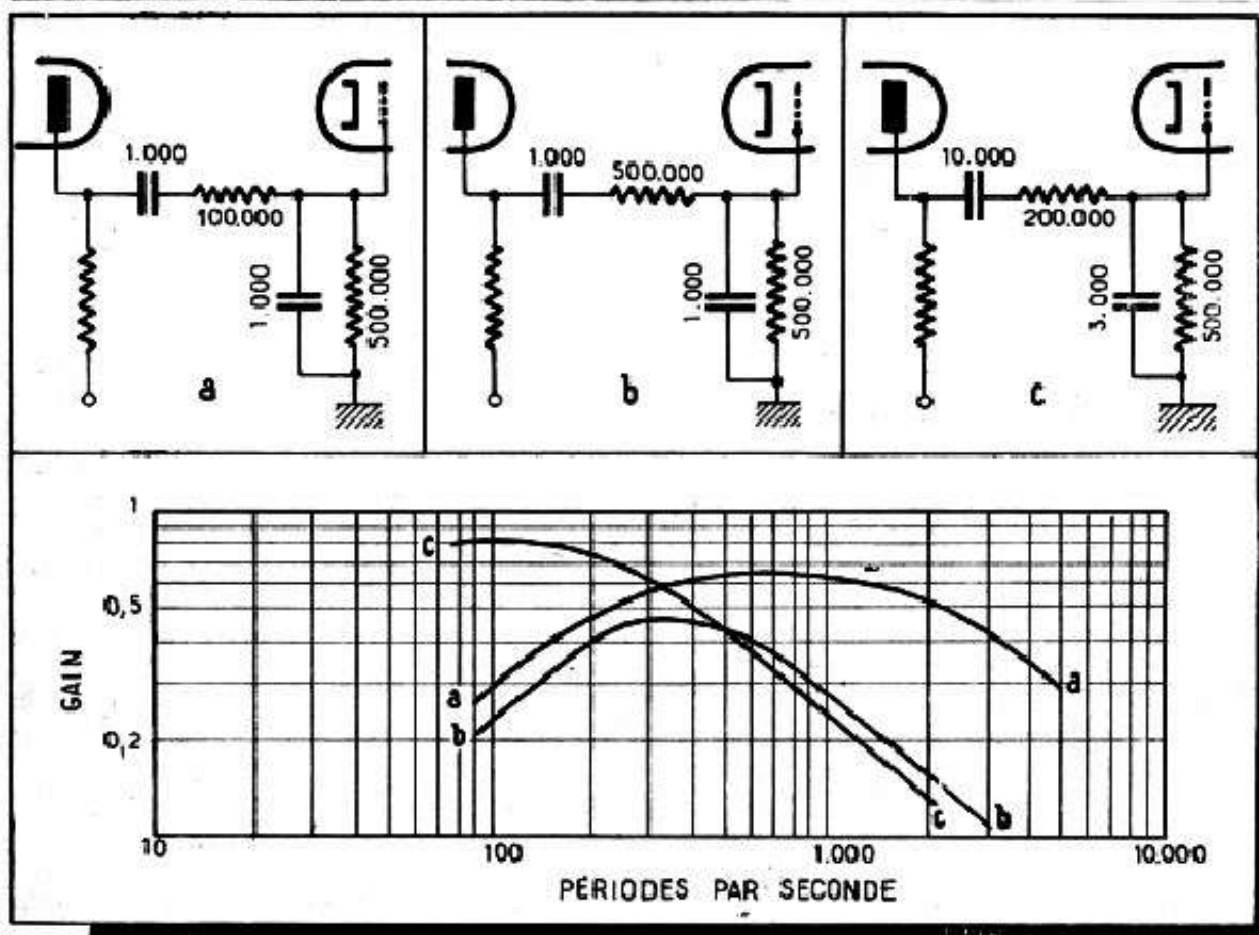


Fig. 38-6. — Montages et courbes correspondantes illustrant le comportement d'une liaison telle que celle de la figure 38-5, pour quelques valeurs des éléments constitutants.

Par exemple, si nous prenons le cas de la figure 38-6 a, nous avons

$$\begin{aligned}
 f &= \frac{1}{6,28 \sqrt{5 \cdot 10^{-1} \times 1 \cdot 10^{-1} \times 1 \cdot 10^{-3} \times 1 \cdot 10^{-8}}} \\
 &= \frac{1}{6,28 \sqrt{5 \cdot 10^{-8}}} = \frac{1}{6,28 \cdot 10^{-4} \sqrt{5}} \\
 &= \frac{10\,000}{6,28 \times 2,24} = 710 \text{ Hz environ.}
 \end{aligned}$$

Les trois courbes de la figure 38-6 traduisent le comportement des trois circuits a, b, et c, tandis que le tableau 38-1 nous indique les fréquences du maximum obtenues pour certaines combinaisons des éléments R_2 , R_3 , C_1 et C_2 .

On voit que ce montage peut servir aussi bien pour « relever » les basses que pour les atténuer, c'est-à-dire favoriser les aigües.

Tableau 38-1. — FREQUENCE « DE RESONANCE » DES CIRCUITS SERIE-PARALLELE

R ₂ (ohms)	R ₃ (ohms)	C ₁ (pF)	C ₂ (pF)	f
200 000	100 000	500	500	2 250
200 000	200 000	500	500	1 590
200 000	500 000	500	500	1 000
300 000	100 000	500	500	1 840
300 000	200 000	500	500	1 300
300 000	500 000	500	500	820
300 000	200 000	1 000	500	915
300 000	200 000	2 000	500	645
300 000	200 000	5 000	500	410
300 000	200 000	10 000	500	290
500 000	200 000	5 000	1 000	225
500 000	200 000	5 000	2 000	158
500 000	200 000	5 000	5 000	100
500 000	200 000	5 000	10 000	70

Un cas particulier se présente parfois lorsque $C_1 = C_2$ et $R_2 = R_3$. La formule se simplifie et devient

$$f = \frac{1}{6,28 RC}$$

C'est le cas notamment de la figure 38-6 b, où la fréquence du maximum sera donc

$$f = \frac{1}{6,28 \times 5 \cdot 10^{-1} \times 1 \cdot 10^{-8}}$$

$$= \frac{10\,000}{6,28 \times 5} = 320 \text{ Hz environ.}$$

Il est bon de faire remarquer que tout ce que nous disons ici n'est qu'approximatif, car nous ne tenons pas compte de la résistance interne de la lampe L₁, ni de sa capacité de sortie, ni de la capacité d'entrée de la lampe L₂. D'ailleurs, si nous voulions pousser

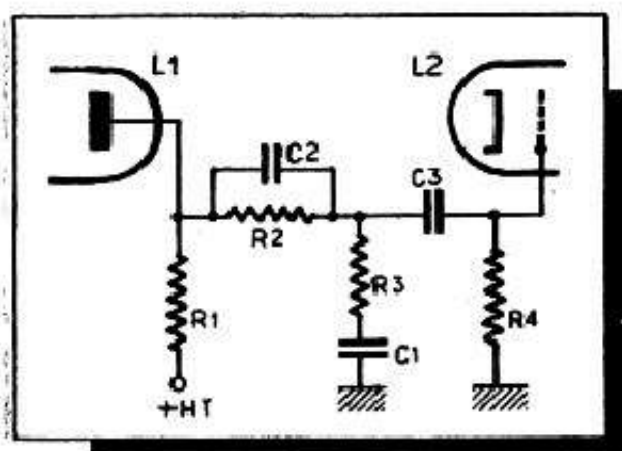


Fig. 38-7. — On peut également concevoir une liaison comprenant un circuit parallèle (C₂-R₂) suivi d'un circuit série (R₃-C₁).

les choses encore plus loin, nous dirions que le schéma de la figure 38-5 est le vrai schéma théorique d'une liaison ordinaire par résistances-capacité, R₃ (que l'on peut tout aussi bien placer avant C₁) figurant la résistance interne de L₁ et C₂ la capacité

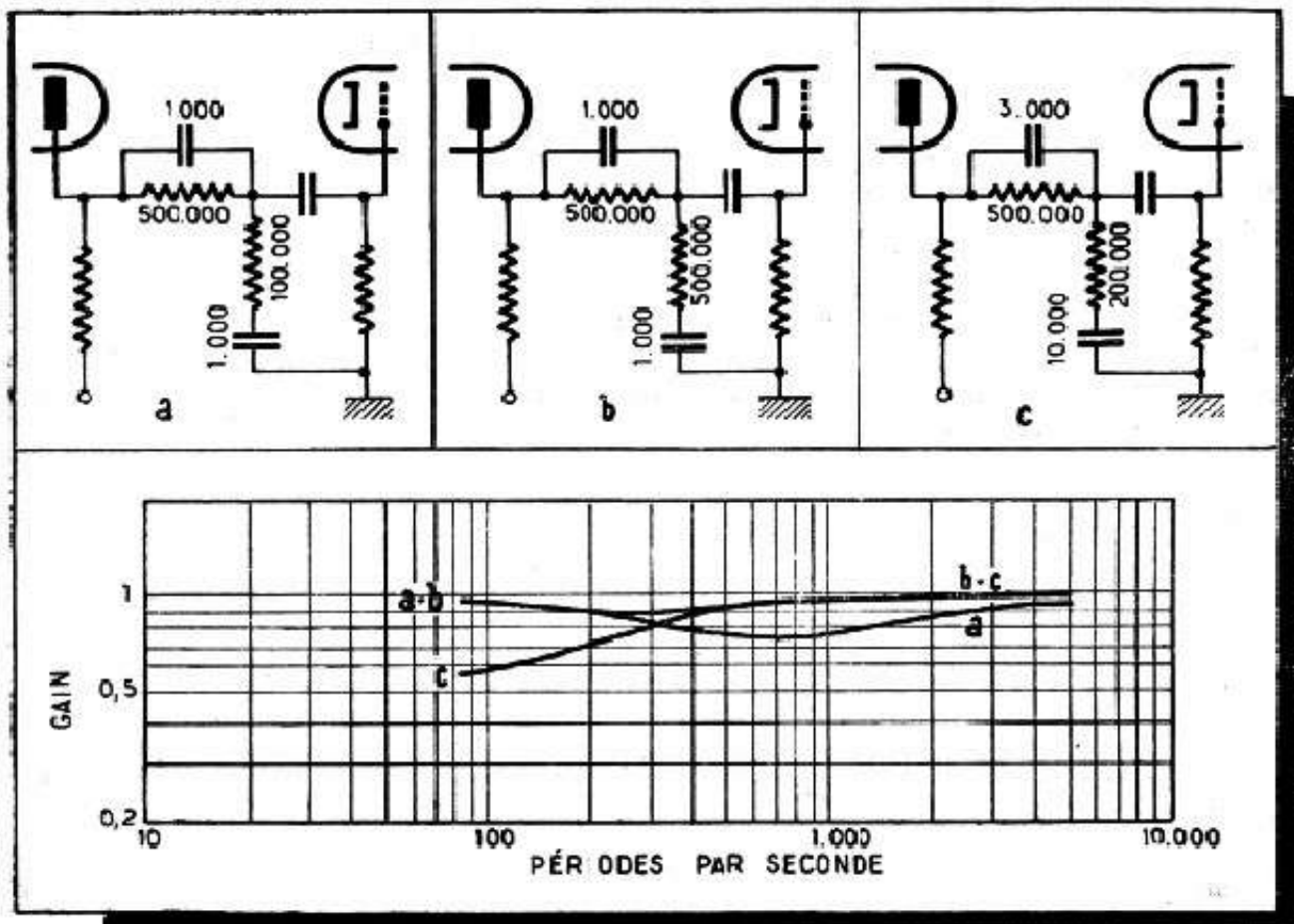


Fig. 38-8. — Montages et courbes correspondantes illustrant le comportement d'une liaison telle que celle de la figure 38-7, pour quelques valeurs des éléments constitutants.

d'entrée de la lampe L_2 . Par conséquent, une telle liaison serait également « sélective » et pourrait présenter un certain maximum, suppositions confirmées par la théorie exacte. Mais, encore une fois, nous ne pouvons faire ici que des approximations, d'ailleurs largement suffisantes pour la pratique.

Ce qu'il convient de souligner, à propos du montage de la figure 38-5, c'est la facilité avec laquelle on peut « massacrer » une liaison en choisissant au petit bonheur les valeurs C_1 , R_3 , C_2 et R_2 . Si, par suite d'un choix malheureux, nous arrivons à avoir un maximum vers 300-500 Hz, il nous sera bien difficile d'obtenir quelque chose de convenable ensuite aux fréquences basses.

On retiendra simplement que le produit R_2, R_3, C_1, C_2 devra être inférieur à $50 \cdot 10^{-10}$ ou supérieur à $50 \cdot 10^{-7}$, si l'on veut favoriser soit les aigus (premier cas) soit les graves (second cas), sans risquer d'avoir une « bosse » au milieu de la bande B. F. transmise.

Bien entendu, dans certains cas particuliers (par exemple, position « parole » d'une tonalité variable), une courbe relevée vers 500-1 000 hertz, comme, par exemple, la courbe *a* de la figure 38-5, peut être parfaitement indiquée.

Que se passe-t-il si, dans le montage de la figure 38-5, nous intervertissons l'ordre des branches, en réalisant le montage de la figure 38-7 ? Le circuit reste encore « sélectif », mais au lieu de présenter un maximum, présente un minimum, c'est-à-dire affaiblit une bande de fréquences.

La fréquence du minimum est donnée exactement par la même relation que dans le cas de la figure 38-5, ce qui est illustré par les trois figures et les trois courbes

de la figure 38-8. On voit que le maximum de la courbe *a* de la figure 38-6 correspond au minimum de la courbe *a* de la figure 38-8, et il en est de même pour les autres courbes (*b* et *c*), puisque les éléments C_1 , C_2 , R_2 et R_3 sont identiques dans tous les cas.

A noter que C_1 de la figure 38-7 doit avoir une valeur élevée (30 000 à 50 000 pF) de façon que son influence soit négligeable. R_1 aura la valeur classique, de 250 000 à 500 000 ohms.

Comme pour le montage de la figure 38-5, nous pouvons utiliser celui de la figure 38-7, soit pour agir sur le médium, soit pour favoriser les graves ou les aigus.

Cependant, d'une façon générale, le montage de la figure 38-7 est peu intéressant, car il ne nous permet pas d'obtenir assez de « relief » : le minimum est relativement peu prononcé. Nous verrons par la suite que d'autres montages, aussi simples, sont beaucoup plus intéressants à ce point de vue.



QUELQUES DISPOSITIFS SIMPLES ET EFFICACES DE TONALITÉ VARIABLE

Le filtre en T ponté.

On rencontre souvent, dans certains schémas industriels, un dispositif de correction de tonalité, dont le schéma peut être résumé par le croquis de la figure 39-1, que l'on appelle quelquefois « filtre isophonique », et qui n'est autre chose que le « bridged T filter » des Américains, autrement dit, en traduction littérale, le filtre en T ponté.

Cet ensemble peut constituer, à condition d'observer certaines relations entre ses différents éléments, un véritable circuit sélectif. Autrement dit, d'une façon générale, il peut introduire une atténuation plus ou moins sensible sur une bande déterminée de fréquences.

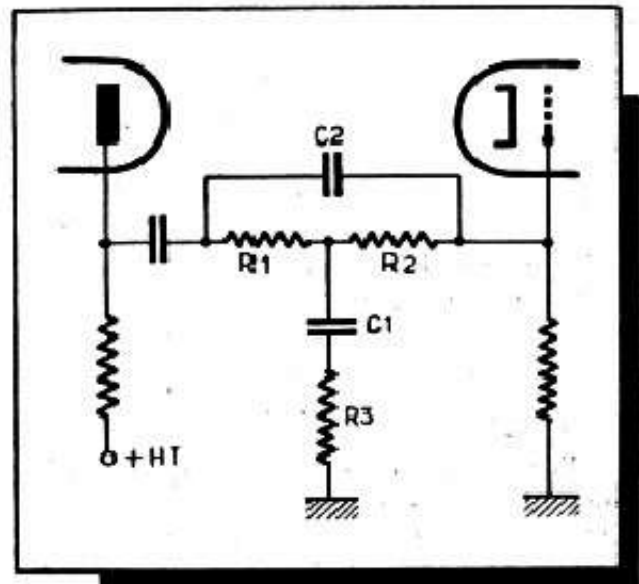


Fig 39-1. — Schéma d'un filtre dit en T ponté.

Dans le domaine qui nous intéresse, celui de la correction de tonalité, nous emploierons ce filtre surtout pour « creuser » le médium, c'est-à-dire *grosso-modo*, les fréquences comprises entre 500 et 1500 hertz. Mais la souplesse de ce filtre est telle que nous pouvons tout aussi bien l'employer, comme nous le verrons d'ailleurs plus loin, pour relever les graves ou les aiguës seulement.

L'action de ce circuit peut être plus ou moins prononcée : le creux en résultant peut être plus ou moins profond et, de plus, le minimum de ce creux peut se trouver déporté soit vers les fréquences basses (favorisant les aiguës), soit vers les fréquences élevées (favorisant les basses).

Il importe donc de donner quelques indications pratiques sur le rôle des différents éléments, afin que l'utilisateur ou l'expérimentateur puissent agir non plus à tâtons, mais en connaissance de cause, sachant exactement ce qu'ils font.

A noter que, très souvent, la résistance R_3 n'existe pas et que, de plus, les deux résistances, R_1 et R_2 , sont presque toujours égales, comme nous le supposons d'ailleurs dans tout ce qui suit.

Le filtre simple. Fréquence du minimum.

Pour commencer, prenons le cas le plus simple, celui de la figure 39-2, où la résistance R_3 n'existe pas, et où, comme dit plus haut, $R_1 = R_2$. Une formule très simple nous donne immédiatement la fréquence du « creux », c'est-à-dire du minimum

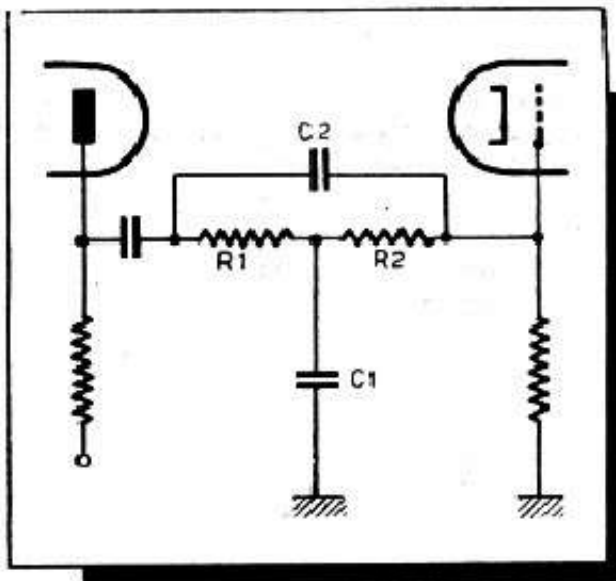


Fig. 39-2. — Schéma simplifié d'un filtre en T ponté.

de la courbe de réponse telle que celle de la figure 39-3, R étant la valeur commune des résistances R_1 et R_2 .

$$f = \frac{1}{6,28 R \sqrt{C_1 C_2}}$$

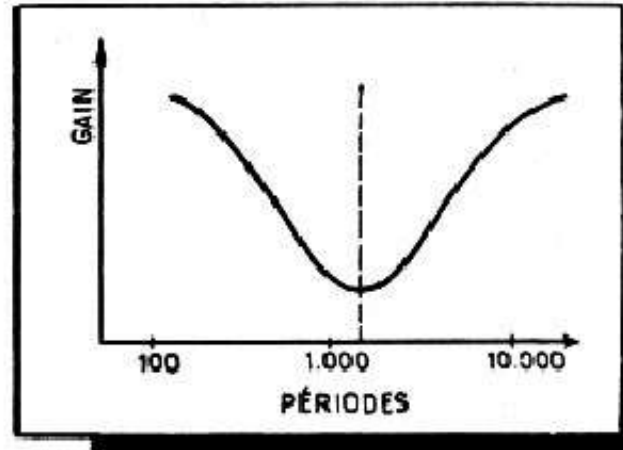
Dans cette formule on exprimera R en *megohms* et C_1 et C_2 en *microfarad*. Supposons, par exemple, dans le schéma de la figure 39-2, $R_1 = R_2 = 0,1 \text{ M}\Omega$, $C_1 = 20\,000 \text{ pF} = 0,02 \text{ }\mu\text{F} = 2 \cdot 10^{-2} \text{ }\mu\text{F}$ et $C_2 = 100 \text{ pF} = 0,0001 \text{ }\mu\text{F} = 1 \cdot 10^{-4} \text{ }\mu\text{F}$.

La fréquence du minimum sera donc :

$$\begin{aligned} f &= \frac{1}{6,28 \times 0,1 \times \sqrt{2 \cdot 10^{-2} \times 1 \cdot 10^{-4}}} \\ &= \frac{1}{0,628 \sqrt{2 \cdot 10^{-6}}} = \frac{1}{0,628 \times 10^{-3} \times \sqrt{2}} \\ &= \frac{1000}{0,628 \times 1,41} = 1125 \text{ Hz env.} \end{aligned}$$

Dans la pratique, cependant, le problème se pose d'une façon un peu différente, car on se donne d'avance la valeur de R (généralement comprise entre 50 000 et 200 000 ohms) et on cherche à déterminer C_1 et C_2 de manière à placer le « creux » à la fréquence désirée. Remarquons que plusieurs combinaisons de valeur de ces deux capacités peuvent aboutir à une même fréquence du minimum, car c'est leur produit qui

Fig. 39-3. — La propriété générale d'une liaison comportant un filtre en T ponté consiste en un affaiblissement d'une certaine bande de fréquences. Autrement dit, les fréquences situées de part et d'autre de cette bande sont relevées.



intervient dans la formule ci-dessus, mais nous verrons par la suite que c'est la *profondeur* du creux qui dépend surtout du choix de telle ou telle combinaison.

Toujours est-il que pour déterminer le produit $C_1 C_2$, connaissant f et R on se servira de la relation transformée

$$\sqrt{C_1 C_2} = \frac{1}{6,28 R f}$$

Nous voulons, par exemple, avoir un « creux » à 500 Hz ($f = 500$) et prenons $R_1 = R_2 = 150\,000$ ohms. La relation ci-dessus nous donne

$$\begin{aligned} \sqrt{C_1 C_2} &= \frac{1}{6,28 \times 0,15 \times 500} \\ &= \frac{1}{470} = 0,0021 \text{ environ.} \end{aligned}$$

Puisque la racine carrée du produit $C_1 C_2$ est 0,0021, la valeur du produit sera, évidemment

$$(0,0021)^2 = 0,0000044 = 4,4 \cdot 10^{-6}.$$

Les valeurs étant exprimées en microfarad, nous pouvons, par exemple, prendre la combinaison suivante

$$\begin{aligned} C_2 &= 220 \text{ pF} = 2,2 \cdot 10^{-4} \\ \text{et } C_1 &= 0,02 \text{ } \mu\text{F} = 2 \cdot 10^{-2}. \end{aligned}$$

Le tableau (39-1) nous indiquera la fréquence du minimum, en fonction de quelques valeurs courantes des capacités C_1 et C_2 et en supposant $R_1 = R_2 = 100\,000$ ohms, cas le plus courant.

Tableau 39-1. — FREQUENCE DU MINIMUM EN FONCTION DE C_1 ET C_2

C_2 en pF	C_1 en μF						
	0,001	0,005	0,01	0,02	0,03	0,05	0,1
50	7 100	3 200	2 250	1 600	1 300	1 000	710
100	5 000	2 250	1 600	1 125	920	710	500
150	4 100	1 840	1 300	920	750	580	450
200	3 350	1 600	1 125	800	650	500	355
250	3 180	1 420	1 000	710	580	450	320
300	2 900	1 300	920	650	530	410	290
400	2 520	1 120	795	560	460	355	250
500	2 250	1 000	710	505	410	320	225
1 000	1 600	710	500	370	290	225	160
2 000	1 120	505	360	250	205	160	110

Influence de R_1 et R_2 sur la fréquence du minimum.

En regardant la formule qui nous donne la fréquence nous voyons déjà que f est d'autant plus élevée que R est plus faible. Plus précisément, f est inversement proportionnelle à R .

Cela veut dire que si nous divisons par 2, par exemple, la valeur de R_1 et R_2 , la fréquence du minimum sera multipliée par 2.

Il est donc très facile, à partir du tableau 39-1, dressé pour $R_1 = R_2 = 100\ 000$ ohms, de déterminer la fréquence du minimum pour n'importe quelle autre valeur de R .

Par exemple, pour $C_1 = 0,01\ \mu F$ et $C_2 = 250\ pF$, f est de 1000 hertz. En adoptant 50 000 ohms pour R_1 et R_2 , f sera de 2000 Hz. Par contre, si nous faisons R_1 et $R_2 = 150\ 000$ ohms, la fréquence du minimum sera de $1000/1,5 = 666$ Hz.

Influence de C_1 et de C_2 sur la fréquence du minimum.

La fréquence du « creux » est également d'autant plus élevée que l'une de ces capacités (ou les deux) est plus faible, mais la dépendance n'est plus linéaire comme pour R . Comme on dit, la fréquence varie ici en raison inverse de la racine carrée de la capacité.

Autrement dit, et on le voit très bien d'après le tableau, que si l'une des capacités est multipliée par 2, la fréquence se trouve divisée par $\sqrt{2}$, soit 1,41. Inversement, si l'une des capacités est divisée par 4, la fréquence se trouve multipliée par $\sqrt{4} = 2$.

Bien entendu, si, en même temps, on augmente l'une des capacités et que l'on diminue d'autant l'autre, la fréquence du minimum ne change pas.

Ainsi, pour $C_1 = 0,01\ \mu F$ et $C_2 = 200\ pF$, f est de 1125 Hz. Si l'on fait $C_1 = 0,02\ \mu F$ et $C_2 = 100\ pF$, la valeur de f reste la même. Enfin, si l'on multiplie simultanément les deux capacités par un même facteur, la fréquence se trouve divisée par ce facteur.

Par exemple, pour $C_2 = 0,005 \mu\text{F}$ et $C_1 = 100 \text{ pF}$, f est de 2250 Hz. Multiplions les deux capacités par 3, ce qui nous donne $C_2 = 0,015 \mu\text{F}$ et $C_1 = 300 \text{ pF}$. La fréquence du creux sera de $2250/3 = 750 \text{ Hz}$.

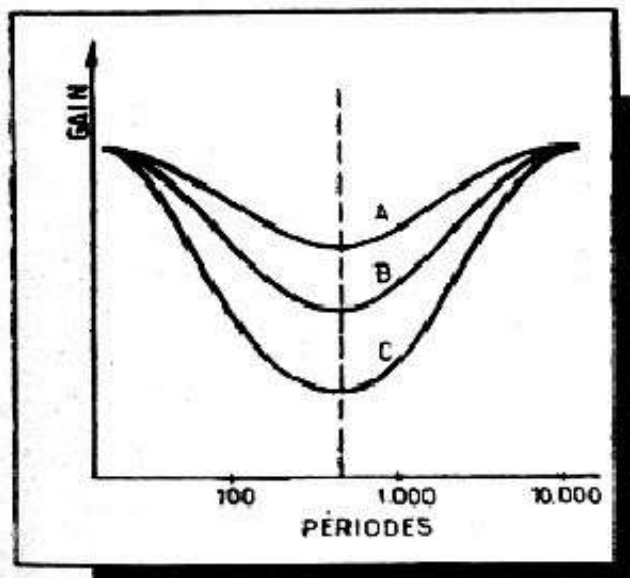
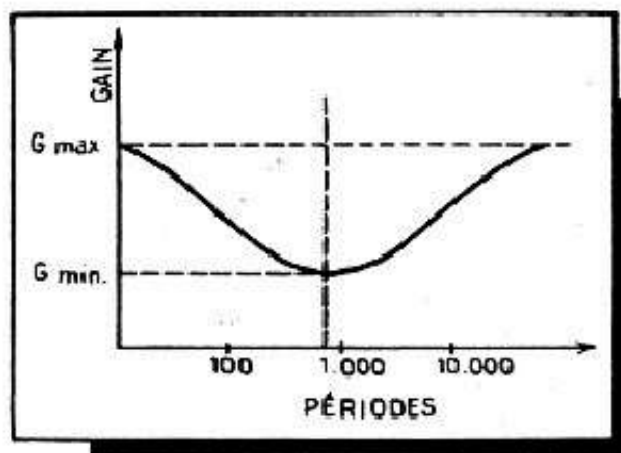


Fig. 39-4. — Le « creux » obtenu par un filtre en T ponté peut être plus ou moins profond.

Fig. 39-5. — On définit la profondeur du « creux » par le rapport G_{\min} sur G_{\max} .



La profondeur du « creux ».

La connaissance de la fréquence du « creux » n'est pas suffisante, car il est évident que nous pouvons avoir l'une des courbes A, B ou C, par exemple, de la figure 39-4. Suivant le cas, suivant l'effet à obtenir, nous chercherons à avoir le rapport :

$$\frac{G_{\min}}{G_{\max}} = A$$

plus ou moins élevé (fig. 39-5), le « creux » étant d'autant plus profond que ce rapport est plus faible.

Or, le rapport A ci-dessus dépend de celui des capacités C_1 et C_2 , plus exactement de C_2/C_1 , et le tableau suivant nous donne la valeur de A en fonction de C_2/C_1 .

C_2/C_1	A	C_2/C_1	A	C_2/C_1	A
3	0,857	0,4	0,45	0,05	0,09
1	0,66	0,3	0,37	0,025	0,05
2	0,8	0,2	0,28	0,01	0,02
0,4	0,55	0,1	0,17	0,0075	0,015
0,5	0,5	0,075	0,13	0,005	0,01

Les trois cas, (A, B et C) de la figure 39-6 illustrent particulièrement bien ce que nous venons de dire et montrent dans quel sens nous devons agir sur la valeur de C_1 et C_2 pour modifier la profondeur du creux sans déplacer la fréquence.

Dans les trois cas, le minimum se trouve situé vers 1120 Hz, mais le rapport C_2/C_1 devenant de plus en plus élevé, la courbe est de moins en moins creusée.

Il est également évident que si nous modifions, dans tel ou tel sens, l'une des capacités, C_2 ou C_1 , la fréquence du creux se déplacera dans le sens indiqué plus haut, mais, en même temps, la profondeur du creux se trouvera modifiée, augmentée ou diminuée.

L'action des deux capacités est nettement différente, comme nous allons le voir d'après les exemples qui suivent.

C'est ainsi que la figure 39-7 nous montre ce qui se passe lorsque l'on fait varier C_1 , chaque courbe, marquée d'une lettre, correspondant à un schéma élémentaire affecté de la même lettre. Nous voyons donc, et conformément à ce qui a été dit plus haut,

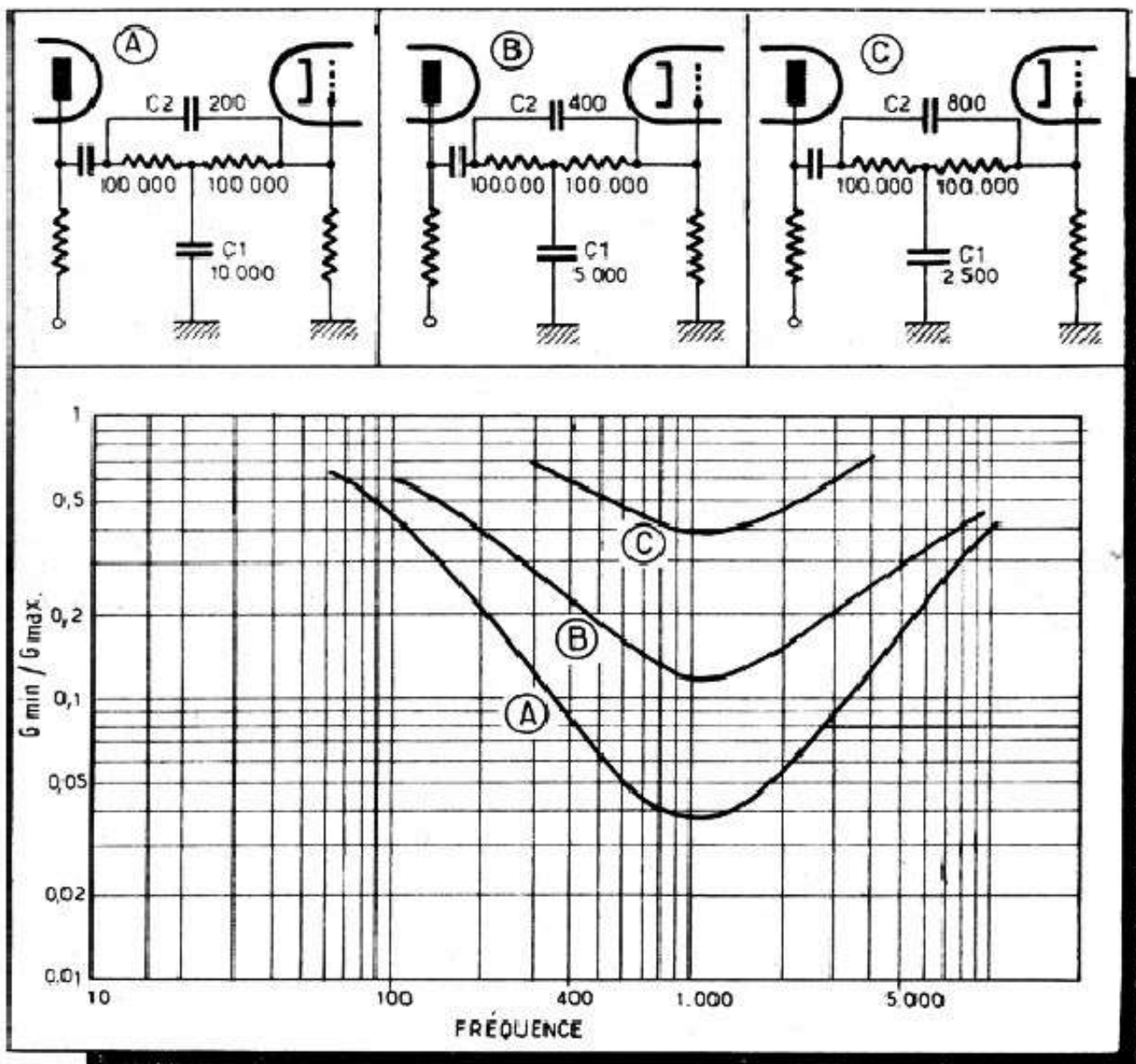


Fig. 39-6. — Montages et courbes correspondantes montrant l'influence de la valeur des capacités C_1 et C_2 sur la profondeur du « creux ».

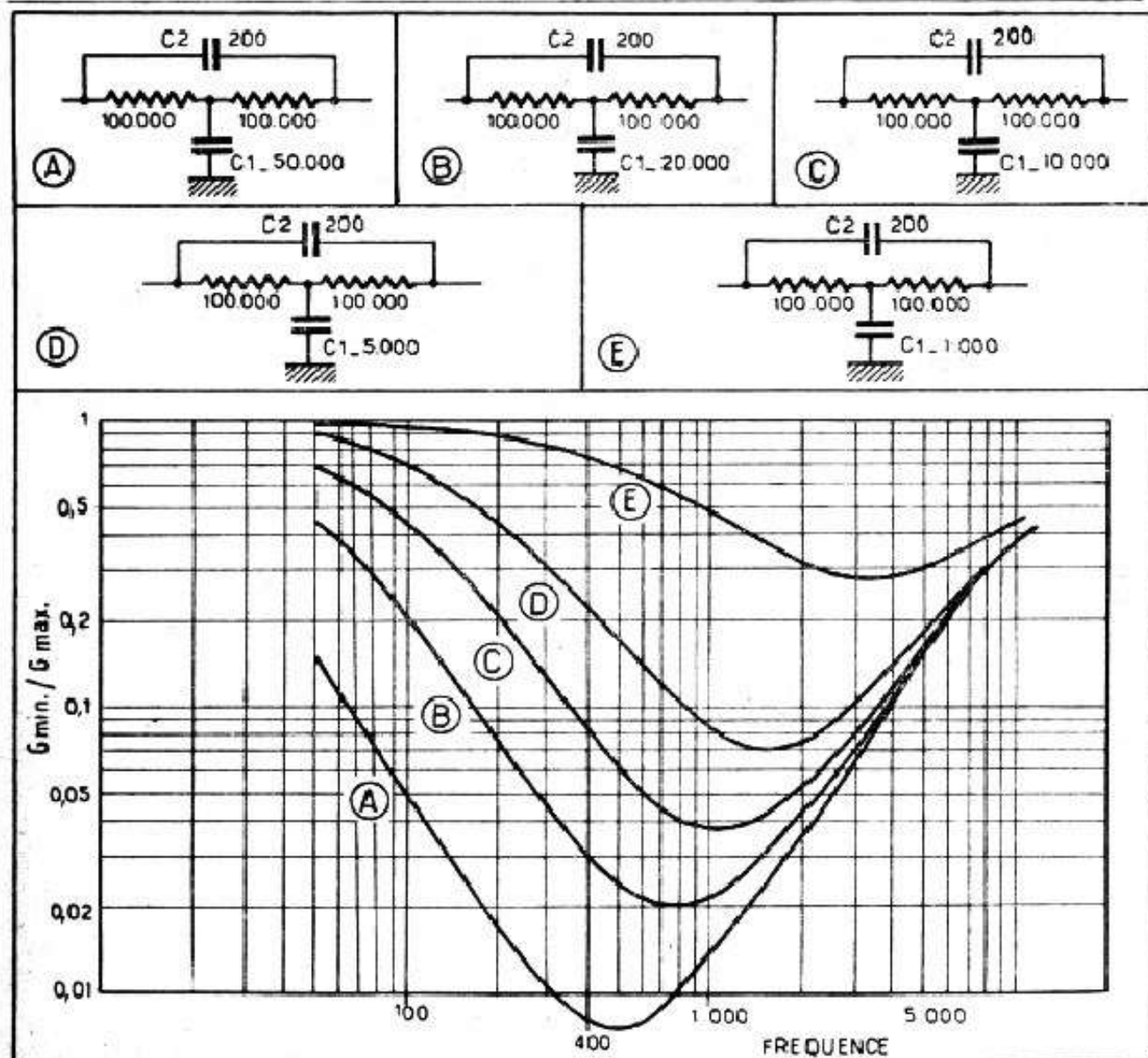


Fig. 39-7. — Montages et courbes correspondantes montrant l'action de la capacité C_1 .

qu'en diminuant C_1 seulement, nous déportons le minimum de plus en plus vers les fréquences élevées, mais qu'en même temps la profondeur du creux diminue, ce qui est normal, puisque C_2/C_1 devient de plus en plus grand.

Nous remarquerons encore, toujours en regardant la figure 39-7, que le « flanc » droit (du côté des aigus) de la courbe de réponse ne subit que peu de modifications. La courbe A, où le médium est très fortement creusé et où il y a relativement peu de graves, correspondrait à une tonalité aiguë. En passant successivement aux courbes B, C, D et E nous relevons très fortement et le médium et les graves, mais ne modifions presque pas les aigus, du moins à partir de 3000 - 4000 hertz.

On conçoit facilement que les cinq schémas de la figure 39-7 peuvent servir de base à un dispositif de tonalité variable, avec C_1 commutable par un contacteur approprié.

On notera que l'action du condensateur C_1 dérouté souvent le technicien peu expérimenté qui a toujours présente à l'esprit cette idée que dans une liaison B. F.

il y a d'autant moins d'aiguës que le condensateur allant vers la masse est plus important. Ici, c'est exactement le contraire qui se produit.

La figure 39-8 constitue, si l'on peut dire, l'opposé de la figure 39-7 et illustre, par ses quatre schémas partiels et ses quatre courbes, l'action du condensateur C_2 . On voit qu'en augmentant C_2 nous déplaçons le minimum vers les fréquences basses, tout en diminuant la profondeur du creux. Parallèlement, la transmission des fréquences basses, inférieures à 200 Hz, n'est presque pas modifiée, tandis que du côté des aiguës les écarts sont énormes.

La courbe A (fig. 39-8) correspond donc à une tonalité grave, les autres introduisant de plus en plus d'aiguës. Donc, encore une possibilité de tonalité variable en commutant C_2 .

Comme pour la figure 39-7, l'action du C_2 va à l'encontre des idées préconçues car il y a d'autant plus d'aiguës que la valeur de C_2 est plus élevée.

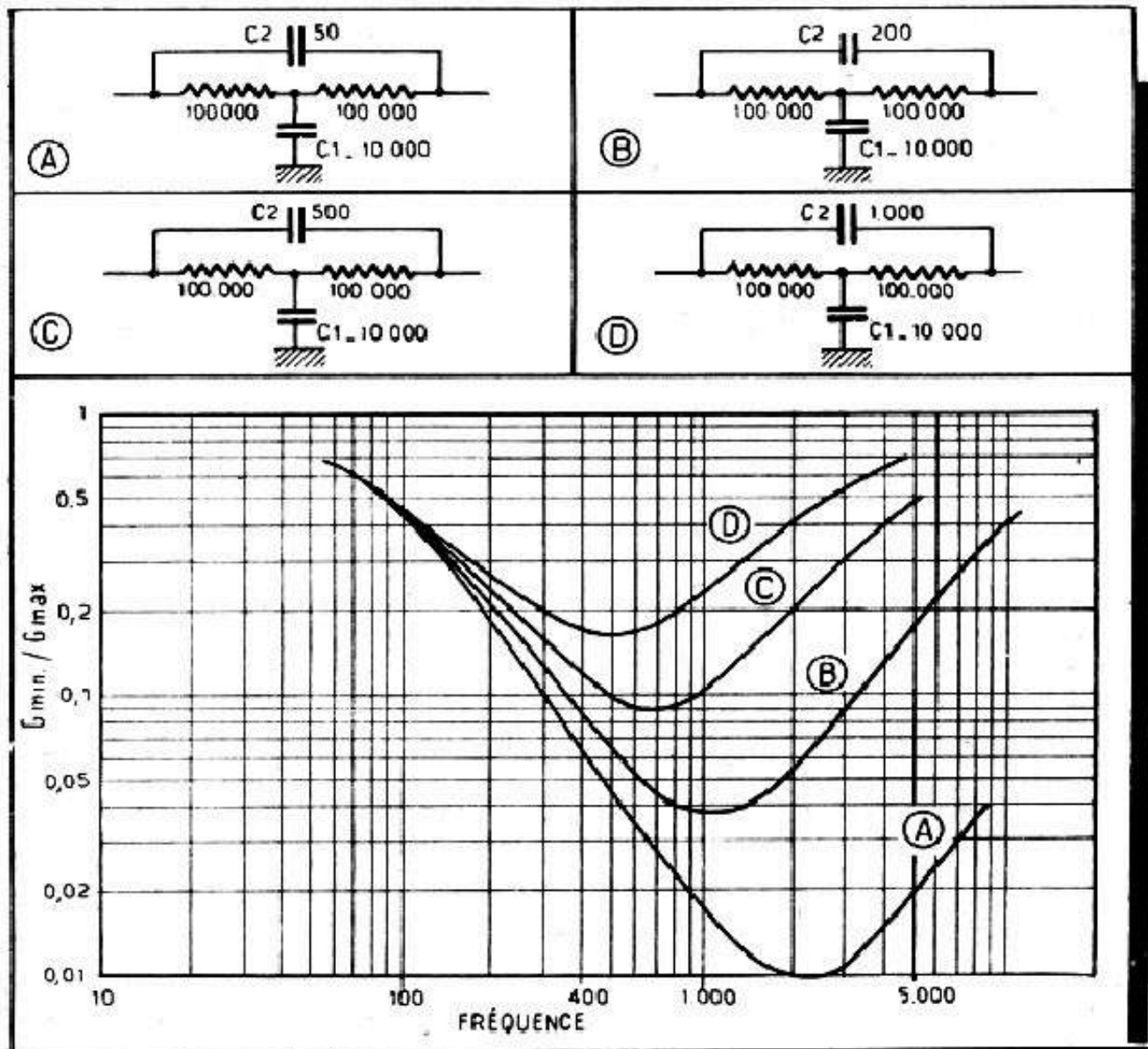


Fig. 39-8. — Montages et courbes correspondantes montrant l'action de la capacité C_2 .

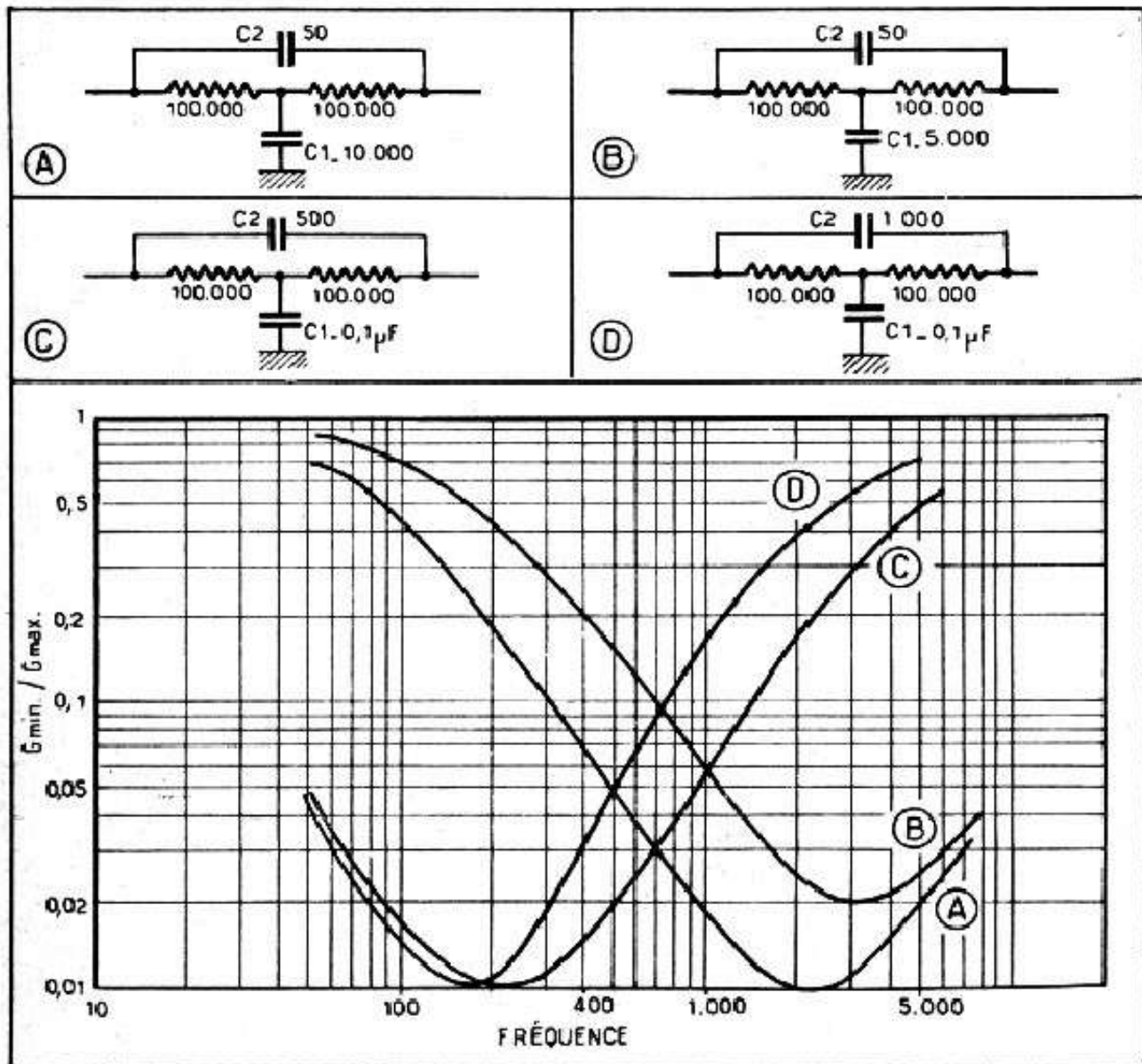


Fig. 39-9. — En choisissant convenablement les valeurs des capacités C_1 et C_2 on peut favoriser soit les basses soit les aigües.

Tonalités grave et aigüe.

Le plus souvent, avons-nous dit, le filtre en T ponté est employé pour « creuser » le médium, mais rien ne nous empêche de l'envisager sous un autre angle et l'appliquer pour obtenir des tonalités extrêmes, grave ou aigüe.

Dans le premier cas (tonalité grave), il suffit de s'arranger pour que le minimum du creux tombe vers 2000 - 3000 hertz, cas illustré par les courbes A et B de la figure 39-9. Le léger « remonté » de la courbe vers l'extrême aigu n'a pas une grande importance, car il sera presque sûrement « raboté » grâce aux capacités parasites, à celle qui shunte la plaque de la lampe finale, et, enfin, au transformateur de sortie.

Dans le second cas (tonalité aigüe), on place le minimum du creux vers 150-200 hertz (courbes C et D de la figure 39-9). Comme précédemment, les graves subsistant

entre le minimum et 50-40 hertz sont suffisamment affaiblies par d'autres éléments de liaison et auss. par le transformateur de sortie, de sorte que leur présence passe inaperçue.

Réalisation et résultats pratiques.

Comme tous nos raisonnements et courbes font abstraction de toute influence extérieure (capacités parasites, résistance interne du tube préamplificateur, capacité

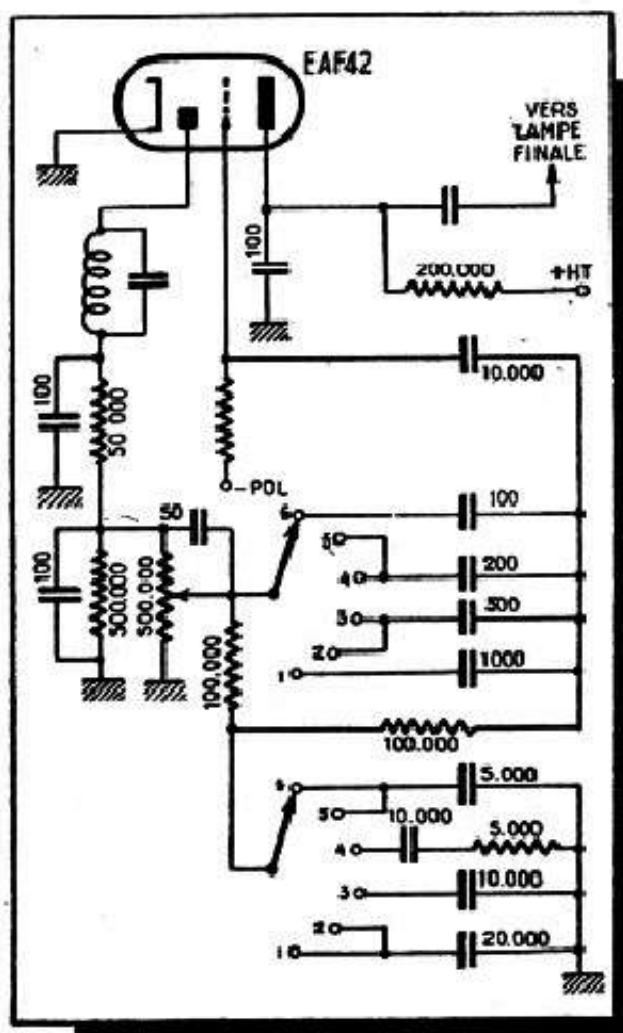


Fig. 39-10. — Schéma d'un dispositif de tonalité variable à six positions, déplaçant le « creux » et favorisant de cette façon soit les fréquences basses, soit les aigües.

d'entrée du tube suivant, transformateur de sortie, etc.), il serait intéressant de voir ce que donne, en réalité, un calcul ainsi conduit.

Nous prendrons, comme exemple, un dispositif de tonalité variable à six positions, qui a été utilisé dans une réalisation particulièrement réussie, et qui est basé uniquement sur le filtre en T ponté. La figure 39-10 nous en donne le schéma général, et nous remarquerons que ce filtre est placé entre la détection et la grille de la préamplificatrice.

Nous allons voir, détaillées dans la figure 39-11, les quatre courbes correspondant aux positions 1, 2, 3 et 5; à gauche les courbes « prévues » et à droite les courbes réelles, relevées en mesurant la tension aux bornes de la bobine mobile. Comme on le voit, le calcul, même simplifié à l'extrême comme le nôtre, permet

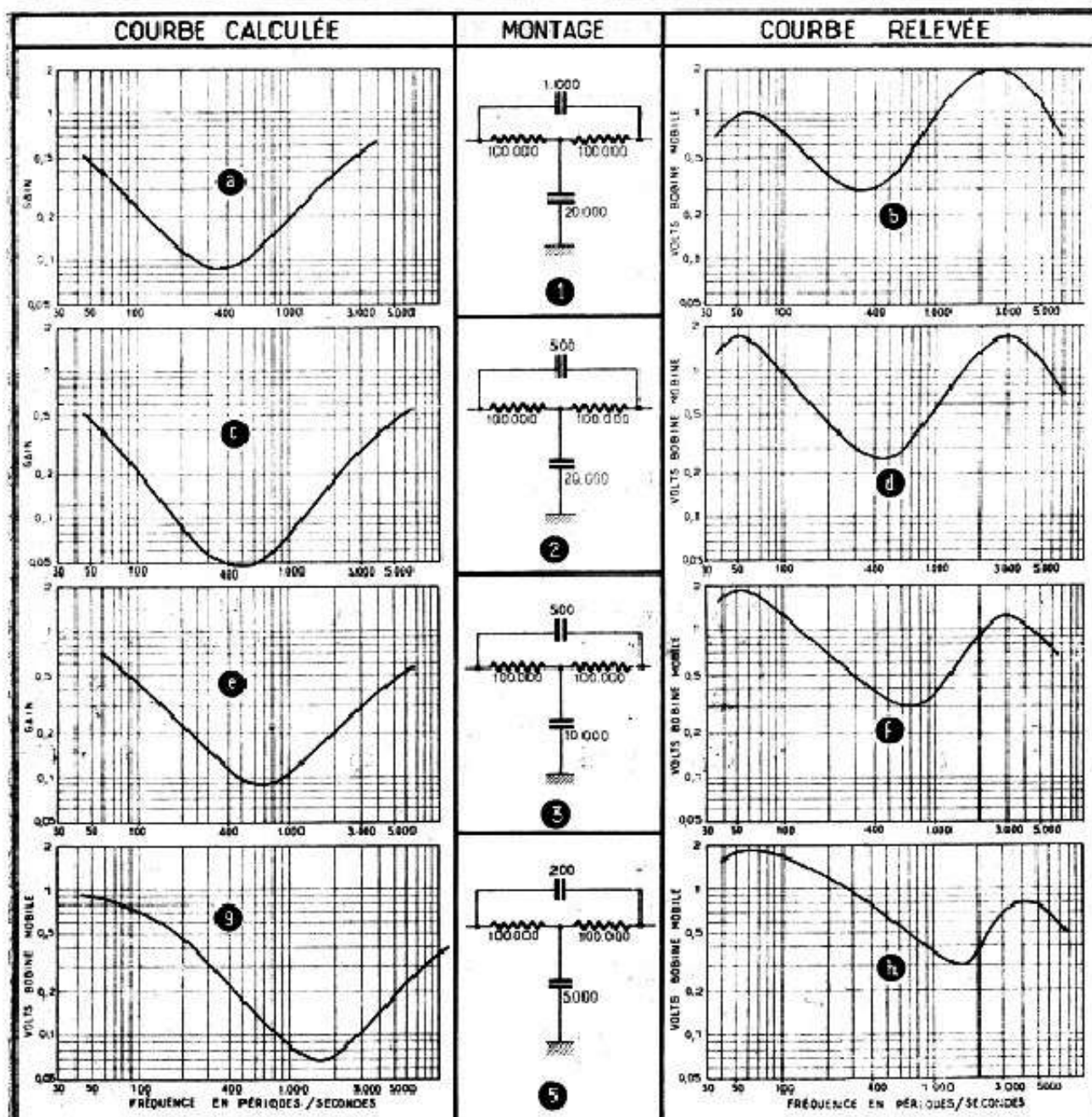


Fig. 39-11. — Quelques courbes, calculées et réelles, du dispositif de tonalité variable de la figure 39-10.

De plus, connaissant parfaitement l'action et l'influence de chacun des éléments nous pouvons aisément corriger telle ou telle tonalité, en l'adaptant soit aux caractéristiques acoustiques du meuble ou de l'ébénisterie, soit à notre goût personnel.

Influence de la résistance en série avec C_1 .

Il nous reste quelques mots à dire sur l'action de la résistance R_3 (fig. 39-10) que nous voyons, d'ailleurs, utilisée dans la position 4 de la figure 39-10 (10 000 plus en série avec 5000 ohms). Cette résistance n'influe pratiquement pas sur la fréquence du minimum, mais, par contre, agit assez fortement sur la profondeur du creux qui diminue d'autant plus que cette résistance est plus élevée.

Généralement, on donne à R_3 des valeurs comprises entre 10 000 et 30 000 ohms

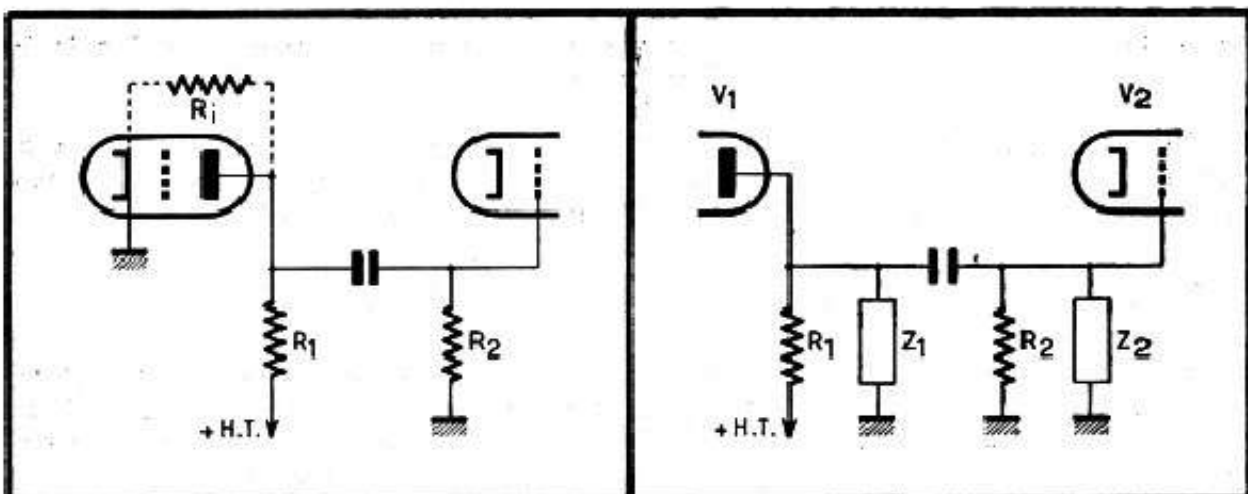
CIRCUITS CORRECTEURS DE TONALITÉ DANS LES MONTAGES A TRANSISTORS

Dans tout ce que nous avons dit, plus haut, sur les circuits correcteurs de tonalité à résistances et condensateurs, nous avons supposé avoir affaire aux tubes électroniques, c'est-à-dire aux montages où la résistance de sortie de l'étage précédent et celle d'entrée de l'étage suivant sont de l'ordre de 100 000 Ω au moins, et souvent beaucoup plus. Si l'on tient compte de l'influence shunt de la résistance interne du tube précédent, on arrive généralement à une résistance de charge équivalente R_a de quelque 25 000 Ω s'il s'agit d'une triode.

Rappelons que la résistance de charge équivalente R_a peut être assimilée à la résultante des résistances R_1 , R_2 et R_i de la figure 40-1 connectées en parallèle.

Il s'en suit que si nous faisons appel à un dispositif correcteur du type shunt (fig. 40-2), par impédances Z_1 et Z_2 fixes ou variables, disposées à la sortie du tube V_1 ou à l'entrée du tube V_2 , nous devons « dimensionner » ces impédances de façon à les adapter à la valeur de la résistance de charge résultante R_a . Autrement dit, nous devons nous arranger pour que Z_1 (ou Z_2) soit du même ordre de grandeur que R_a vers le milieu de la bande audible, soit vers 1000 Hz. Dans ces conditions, l'impédance Z sera, par exemple, beaucoup plus élevée que R_a aux fréquences basses et beaucoup plus faible aux fréquences élevées, provoquant une atténuation considérable de ces dernières.

Si on adopte un dispositif du type série (fig. 40-3) destiné, par exemple, à relever les aiguës, l'impédance Z_1 devra être, comme ci-dessus, adaptée à R_2 en ce sens que sa valeur, aux fréquences moyennes devra être du même ordre de grandeur que R_2 .



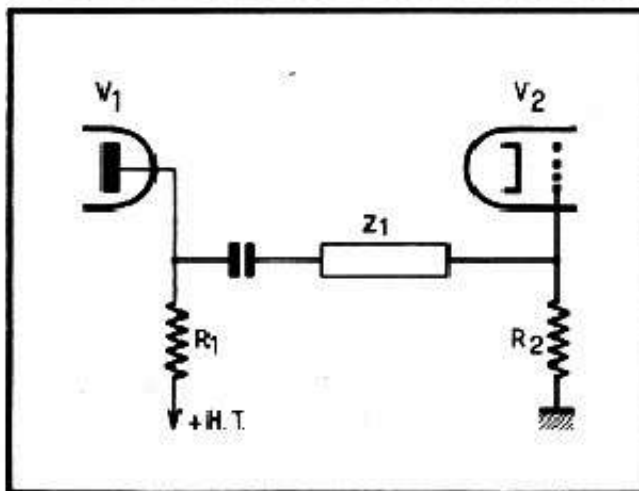


Fig. 40-3. — Schéma équivalent d'une liaison à correction série.

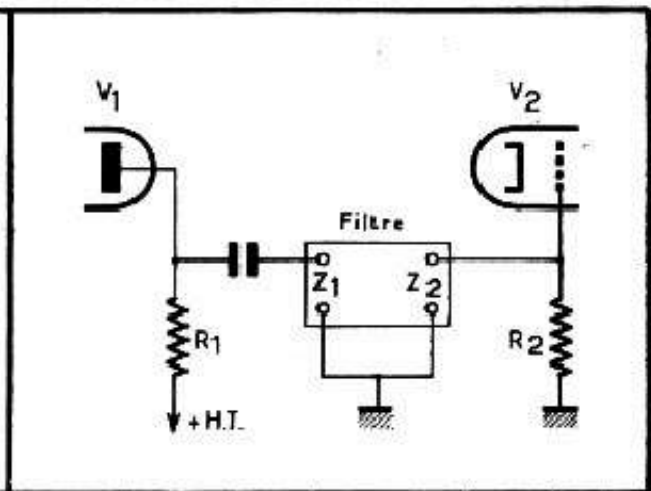


Fig. 40-4. — Schéma équivalent d'une liaison à correction par filtre.

D'une façon très générale, si l'on introduit dans une liaison B.F. un circuit correcteur plus ou moins complexe, autrement dit un véritable filtre possédant une certaine impédance d'entrée Z_1 et une impédance de sortie Z_2 (fig. 40-4), on doit s'arranger, par le choix judicieux de la valeur des éléments de ce filtre, pour que les impédances Z_1 et Z_2 (qui sont très souvent égales) soient « assorties » à la résistance de charge équivalente R_a .

Le problème est exactement le même lorsqu'il s'agit d'une liaison entre deux transistors et seul l'ordre de grandeur des résistances et impédances en présence change.

D'une façon tout à fait empirique on peut avancer la règle suivante, permettant de passer d'un circuit correcteur pour tubes à un circuit équivalent pour transistors, à condition que ces derniers soient montés à émetteur commun : *diviser toutes les résistances et multiplier la valeur de tous les condensateurs par le rapport R_a/r_a* .

On désigne par r_a la résistance de charge équivalente du montage à transistors.

C'est ainsi que, dans le montage de la figure 40-5 nous avons la valeur de R_a voisine de 20 k Ω , à cause de R_1 relativement faible de la triode. Dans le montage analogue à transistors de la figure 40-6, la valeur de r_a peut être fixée à celle de R_1 avec, en parallèle, la résistance d'entrée du transistor suivant, soit très sensiblement 1000 Ω .

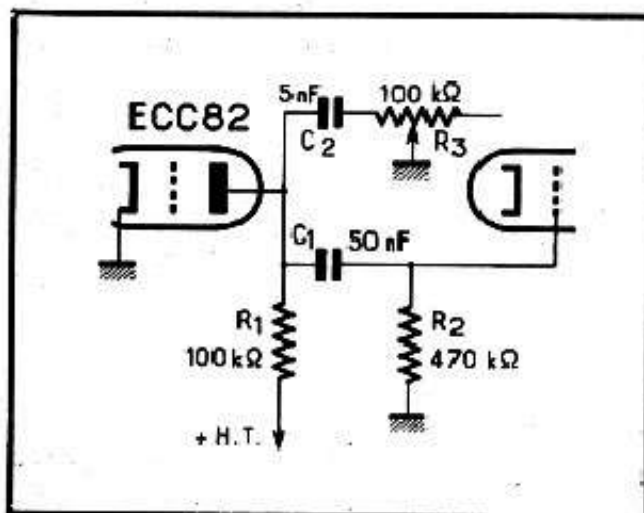


Fig. 40-5. — Correcteur shunt dans un montage à tubes.

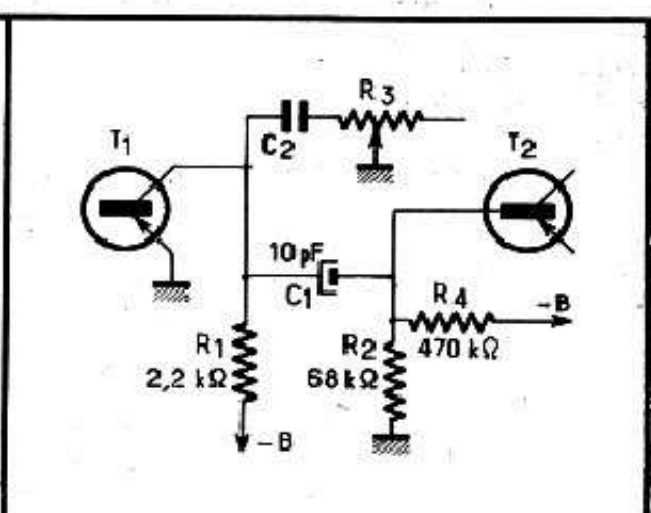


Fig. 40-6. — Correcteur shunt dans un montage à transistors. Le condensateur C_1 est, bien entendu, de 10 μ F.

Donc, nous avons un rapport $R_a/r_a = 20$, ce qui nous permet de fixer la valeur des éléments C_2 et R_3 :

$$C_2 = 20 \times 5 \text{ nF} = 0,1 \text{ } \mu\text{F} ;$$

$$R_3 = 100 \text{ k}\Omega / 20 = 5 \text{ k}\Omega.$$

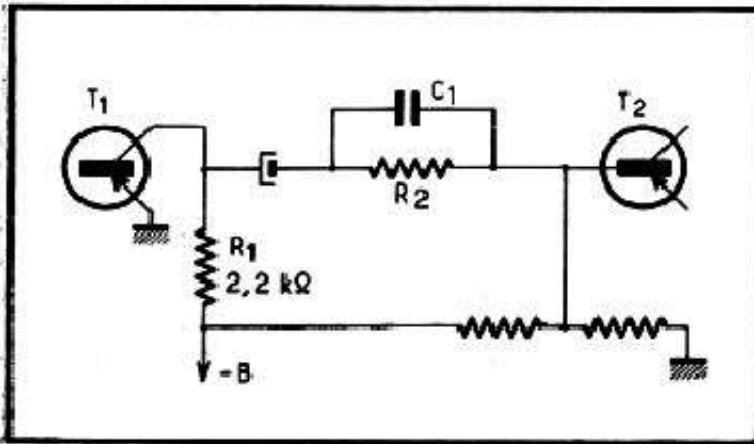
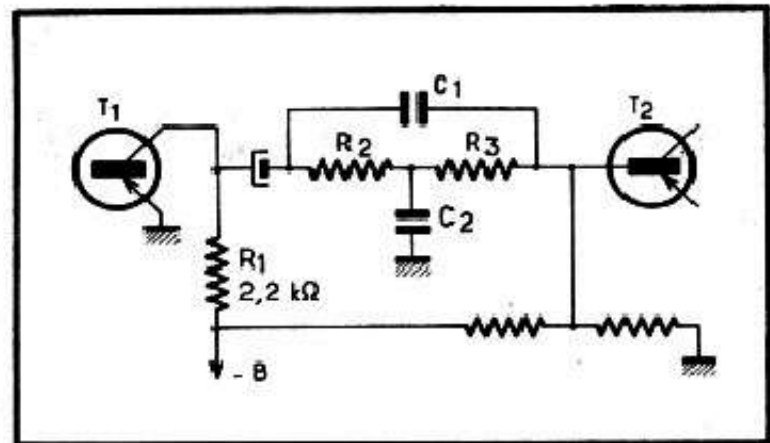


Fig. 40-7. — Correcteur série dans un montage à transistors.

Fig. 40-8. — Filtre en T ponté dans un montage à transistors.



Nous ne dirons pas que ce sont des valeurs optimales, mais elles donneront déjà un résultat acceptable et constitueront une base de départ pour des retouches éventuelles en plus ou en moins.

Si nous avons affaire, dans un montage à transistors, à un correcteur du type série, c'est-à-dire représenté schématiquement par le croquis de la figure 40-3 dans le cas d'une liaison entre deux tubes, nous nous baserons plutôt sur le rapport R_2/r_e , r_e étant la résistance d'entrée du transistor, dont la valeur de 1500Ω constitue un ordre de grandeur suffisant dans la pratique.

Par exemple, si dans un montage à tubes analogue au schéma de la figure 40-3 nous avons Z_1 constituée par un circuit parallèle $500 \text{ pF} - 1 \text{ M}\Omega$, avec $R_2 = 270 \text{ k}\Omega$, et que nous voulons transposer ce montage à celui de la figure 40-7, le rapport R_2/r_e serait de 180, ce qui nous donnerait

$$C_1 = 180 \times 500 \text{ pF} = 90\,000 \text{ pF}$$

$$R_3 = 1 \text{ M}\Omega / 180 = 5,6 \text{ k}\Omega \text{ env.}$$

Le condensateur C_1 serait, évidemment, un 0,1 dans la pratique.

Enfin, s'il s'agit d'un filtre en T ponté, une solution à peu près satisfaisante consiste à adopter un coefficient de 10 à 20, multiplicateur pour les capacités et diviseur pour les résistances. Par exemple, dans le cas de la figure 40-8, nous pouvons envisager $R_2 = R_3 = 5000 \text{ à } 10\,000 \Omega$, $C_1 = 2 \text{ à } 4 \text{ nF}$ et $C_2 = 0,1 \text{ à } 0,2 \text{ } \mu\text{F}$.

VÉRIFICATION DE LA PARTIE B. F. A L'AIDE D'UN SIGNAL BASSE FRÉQUENCE ET D'UN VOLTMÈTRE ÉLECTRONIQUE

Dépannage « dynamique ».

Jusqu'à présent nous nous sommes occupés du dépannage dit « statique », conduit en mesurant les tensions et les débits des étages vérifiés.

Nous en avons déduit facilement des pannes courantes telles que coupure d'une résistance, court-circuit d'un condensateur, polarisation incorrecte, lampe « morte », etc.

Mais il existe des cas beaucoup moins simples, et qui sont fréquents. La partie B.F. peut fonctionner et toutes les tensions peuvent sembler à peu près normales. Cependant, l'ensemble n'est pas « nerveux » et manque de puissance. Où chercher ? Comment analyser ce cas ? Bien entendu, si nous avons de la patience et du temps devant nous, il est toujours possible de venir à bout même d'une panne de ce genre. A force de tâtonner, de remplacer les éléments, d'en modifier la valeur, de changer les lampes, on peut toujours arriver à redonner de la vigueur à un amplificateur anémique.

Cependant, de tels procédés ne sont pas dignes de quiconque se prétend dépanneur : on perd un temps précieux et, la plupart du temps, on se trouve incapable de tirer une conclusion quelconque de tout ce travail.

Nous allons décrire un certain nombre de mesures que nous avons effectuées à l'aide d'un générateur H. F. possédant une sortie B. F. séparée, munie d'un atténuateur, et pouvant nous donner trois fréquences différentes : 400, 1000 et 3000 hertz.

Dans cet appareil, lorsque l'atténuation B. F. est au maximum, la tension de sortie B. F. est, approximativement, de :

4,4 volts à 400 Hz ;
3,4 volts à 1000 Hz ;
7 volts à 3000 Hz.

Le potentiomètre de l'atténuateur B. F. étant linéaire et son cadran divisé de 0 à 100, nous avons, pour les trois fréquences, la correspondance, donnée par le tableau (41-1), entre la position de l'atténuateur et la tension de sortie en volts.

Le deuxième appareil que nous avons utilisé est un voltmètre électronique classique. Il est évident que la marque et le type d'appareils de mesure utilisés n'ont aucune importance et que les résultats des mesures seront sensiblement identiques.

Marche à suivre.

Nous commencerons par vérifier l'étage final. A cet effet, nous allons appliquer une tension B. F. connue à la grille de la lampe finale, c'est-à-dire entre le point *a* et la masse (figure 41-1), et mesurer la tension (alternative) correspondante aux bornes de la bobine mobile du H. P. (points *b* et *c*).

Pour chaque type de lampe finale, nous devons avoir un certain rapport entre la tension d'entrée, celle appliquée à la grille, et la tension de sortie *b-c*. Si ce rapport est normal, et nous verrons plus loin les valeurs normales que nous devons trouver, l'étage final n'est pas à incriminer.

Si, par contre, ce rapport, est nettement inférieur à la normale, nous pouvons supposer que la lampe finale est faible, usée, ou que le H. P. est mal adapté.

Ayant terminé avec l'étage final, nous passons à l'étage préamplificateur B. F. et appliquons de nouveau une tension B. F. connue (bien plus faible qu'en *a*) à la grille de la préamplificatrice, c'est-à-dire en *d*, le potentiomètre étant au maximum. Nous mesurons alors la tension sur la grille de la lampe finale et en déduisons le gain de l'étage préamplificateur.

Encore une fois, ce gain doit se situer entre certaines limites que nous indiquons plus loin. S'il est nettement insuffisant, cela peut dépendre de la lampe, plus ou moins usée ou de mauvaise qualité, ou des conditions d'utilisation : polarisation, tension d'écran (dans le cas d'une pentode), valeur de la résistance de charge R_2 et celle des éléments de liaison C_4 et R_3 .

Voilà les grandes lignes du travail à effectuer. Nous allons maintenant voir l'application pratique, les détails et quelques chiffres.

Vérification de l'étage final.

Nous appliquerons à la grille de la lampe finale une tension de 5 volts, successivement à 400, 1000 et 3000 hertz.

La tension aux bornes de la bobine mobile sera mesurée au voltmètre électronique, mais, à la rigueur, et pour simplifier les choses, nous pouvons employer notre contrôleur universel sur la sensibilité 1,5 ou 7,5 volts (en alternatif).

Tableau 41-1. — TENSION DE SORTIE POUR LES TROIS FRÉQUENCES

Atténuateur B. F.	Volts à la sortie pour les fréquences de (Hz) :		
	400	1 000	3 000
100	4,4	3,4	7
90	3,86	3,05	6,3
80	3,5	2,7	5,6
70	3,1	2,4	4,9
60	2,65	2	4,2
50	2,2	1,7	3,5
40	1,75	1,35	2,8
30	1,3	1	2,1
20	0,88	0,68	1,4
10	0,44	0,34	0,7

La tension que nous mesurerons de cette façon entre *b* et *c* dépend de plusieurs facteurs que nous allons examiner rapidement.

1. — Comme nous l'avons dit plus haut, cette tension dépend du type de la lampe finale employée. En effet, les lampes finales peuvent être classées, en gros, en deux catégories : les « sensibles » et les « peu sensibles ».

Les premières nous donnent une puissance modulée élevée pour une tension alternative relativement faible appliquée à la grille. On les reconnaît à ce que leur polarisation normale est assez faible (— 5,5 à — 8 volts), et nous y trouvons, notamment, les tubes suivants :

AL3, AL4, EL3N, EBL1, EL41, EL84, ECL86, CL6, CBL6, UL41, 25L6, 50B5.

La deuxième catégorie, « peu sensible », comprend les lampes qui donnent bien

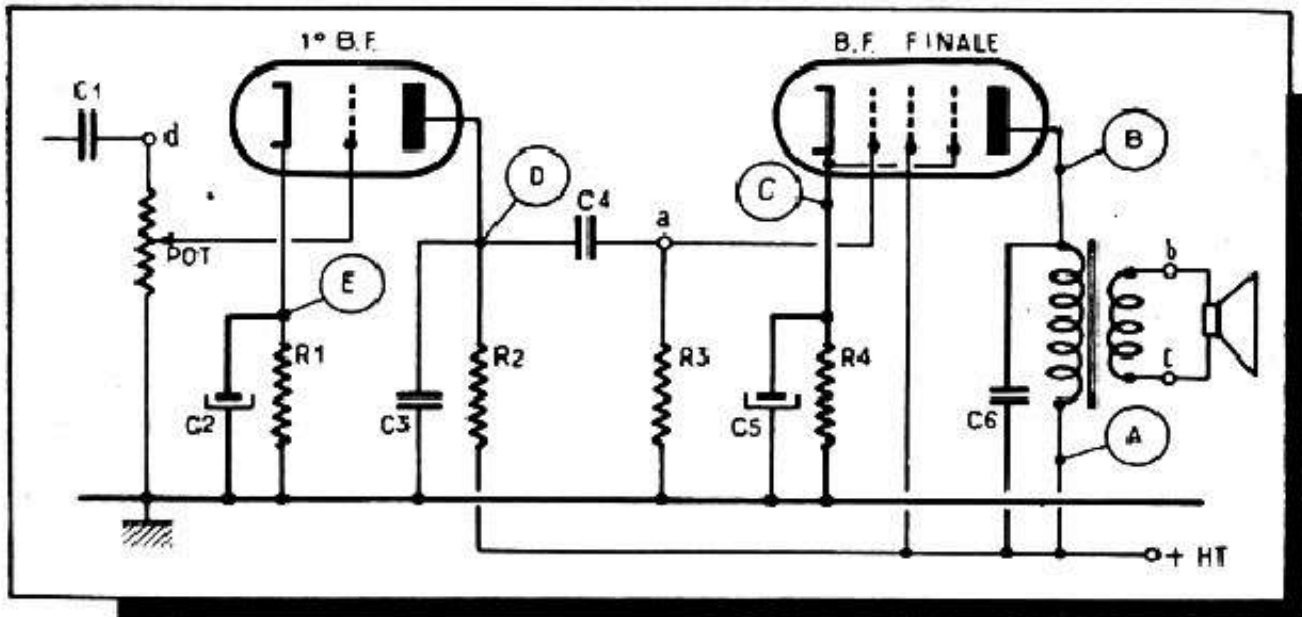


Fig. 41-1. — Points à « ausculter » lorsqu'on veut procéder à l'analyse d'un amplificateur B.F.

une puissance de sortie élevée, aussi élevée que les précédentes, mais moyennant une tension alternative beaucoup plus élevée appliquée à leur grille. Nous les reconnaitrons d'après leur tension de polarisation normale nettement plus élevée que celle de la première catégorie (— 14 à — 18 volts, en général). Voici quelques tubes courants de la deuxième catégorie :

47, 2A5, E443H, AL2, PL82, ECL80, ECL82, 42, 43, 6F6, 25A6.

Une place à part est occupée par les tubes 6V6, 6AQ5 et 6L6, qui se situent entre les deux catégories ci-dessus, et dont la tension de polarisation normale est de — 12 à — 14 volts.

Pour conclure, disons ceci :

Avec un même H.P., une même tension B.F. appliquée à la grille, et les mêmes conditions d'utilisation (« alternatif » ou « tous-courants »), nous obtiendrons une tension en b-c nettement plus élevée avec une lampe « sensible ».

Pour fixer les idées, disons que dans un récepteur « tous-courants » normal, et en appliquant 5 volts B.F. sur la grille de la lampe finale, nous obtiendrons 2,5 volts environ en b-c avec une 25L6 et un peu plus de 1 volt seulement avec une 25A6.

2. — La tension obtenue à la bobine mobile dépend du H.P. et cela pour deux raisons :

Premièrement, deux H. P. différant par leur marque et par leur diamètre ont, presque certainement, des bobines mobiles d'impédance différente. Or, il est évident que la tension mesurée en *b-c* sera plus élevée pour la bobine qui a la plus forte impédance, la mesure étant faite, bien entendu, avec la même lampe finale, la même tension B. F. appliquée à la grille, et à la même fréquence.

Deuxièmement, deux H. P. différents n'ont pas nécessairement la même « réponse » à une fréquence B. F. donnée. Cela dépend de leurs caractéristiques propres et de celles de leur transformateur.

Mais, d'une façon générale, les différences de lecture provenant du H. P. sont peu importantes aux fréquences moyennes (400 et 1000 Hz).

3. — On conçoit bien, d'après ce que nous venons de dire, que la tension mesurée en *b-c* dépend, et assez fortement, de la fréquence à laquelle nous effectuons l'essai.

D'une part, l'impédance de la bobine mobile croît avec la fréquence, donc la tension mesurée à ses bornes devient plus élevée.

D'autre part, beaucoup de haut-parleurs possèdent, justement vers 3000 hertz une « bosse » dans leur courbe de réponse. En gros, il n'est pas rare de voir que la tension mesurée en *b-c* à 3000 hertz soit le double, ou à peu près, de celle trouvée à 400 hertz.

4. — Les chiffres que nous indiquons plus loin, et qui ont été réellement mesurés sur des récepteurs fonctionnant correctement, correspondent à un étage final ne comportant aucune correction de tonalité et aucune contre-réaction. Il est clair que l'introduction d'un dispositif de correction quelconque peut conduire à des résultats nettement différents, qu'il est impossible de prévoir, car cela dépend du degré de correction et des fréquences sur lesquelles cette correction s'exerce.

D'une façon générale, la tension que nous trouvons aux bornes de la bobine

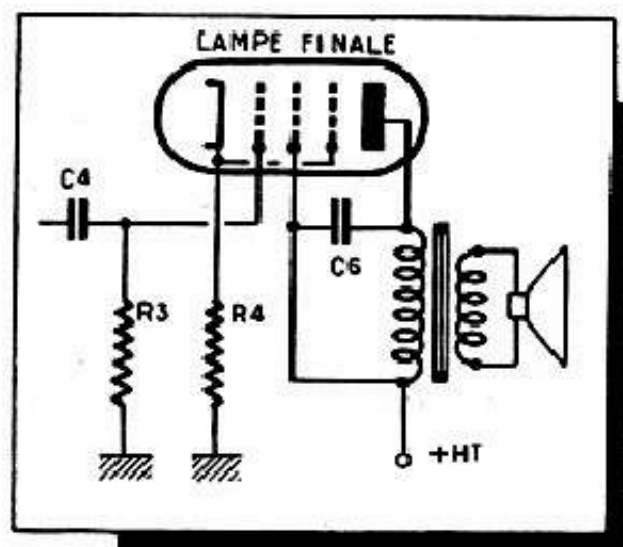


Fig. 41-2. — Lorsque la résistance de polarisation R_1 n'est pas shuntée par un condensateur, le gain diminue.

mobile sera alors moindre que les chiffres que nous indiquons. C'est, notamment, le cas de l'étage final des figures 41-2 et 41-3, où il existe une contre-réaction : par R_4 non shuntée (fig. 41-2) et par R_5 (fig. 41-3).

Le tableau 41-2 nous indique l'ordre de grandeur de la tension que nous devons trouver aux bornes de la bobine mobile pour quelques lampes finales courantes et pour les trois fréquences dont nous disposons : 400, 1000 et 3000 hertz.

Pour toutes les tensions relevées à la bobine mobile, et indiquées dans ce tableau, la tension d'attaque de grille était maintenue à 5 volts.

En particulier, les chiffres relevés pour la CBL6 et la UL41 l'ont été sur cinq récepteurs différents, du type « miniature », équipés d'un H. P. de 12 cm. Il est bon de remarquer que nous devons, normalement, retrouver à peu près les mêmes valeurs

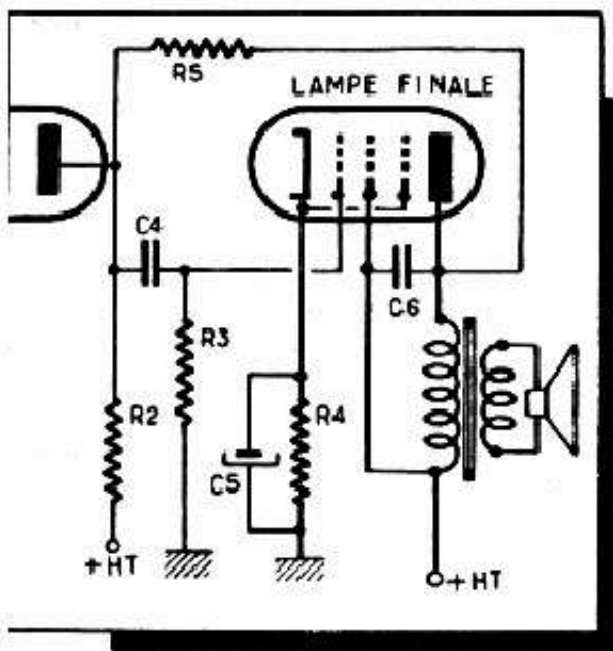


Fig. 41-3. — Lorsqu'il existe une contre-réaction (résistance R_5) le gain diminue également.

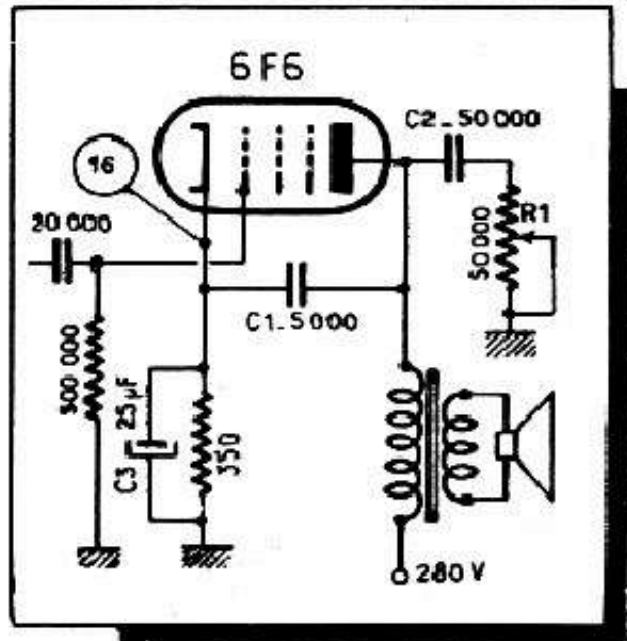


Fig. 41-4. — Lorsqu'il existe une commande de tonalité telle que R_1 - C_2 , le gain varie suivant la fréquence.

que pour CBL6-UL41, avec une 25L6, une 50B5, une CBL1 ou une CL6, bien que cette dernière lampe, un peu plus « sensible » que les autres, doit nous donner une tension légèrement supérieure à celle obtenue avec une CBL6.

En ce qui concerne la 6F6, les chiffres indiqués ont été relevés sur un récepteur équipé d'un H.P. de 21 cm, à excitation, le dispositif de commande de tonalité étant sur la position « aiguë » (fig. 41-4).

Nous retrouverons sensiblement les mêmes valeurs pour les lampes suivantes :

42, 47, E443H, 2A5, AL1 et EL2.

Voici maintenant ce que nous devons trouver normalement avec quelques autres lampes finales.

EL3N, EL41 ou EL84. — Valeurs nettement supérieures à celles relevées avec une 6V6 ou une 6AQ5. Ordre de grandeur :

2,5 à 3 volts à 400 Hz ;
 3,5 à 4,5 volts à 1000 Hz ;
 4 à 5 volts à 3000 Hz.

Tableau 41-2. — TENSION MESURÉE AUX BORNES DE LA BOBINE MOBILE

Lampe finale	Volts à la bobine mobile à :		
	400 Hz	1 000 Hz	3 000 Hz
CBL6 - UL41	1,7 à 1,9	2,1 à 2,5	2,8 à 3,4
6F6 - 42	1,2	1,7	3,2
6V6 - 6AQ5	2	3,2	3,3

43 ou 25A6. — Tensions à la bobine mobile bien moindres qu'avec une CBL6 ou une 25L6. Ordre de grandeur :

0,8 à 1 volt à 400 Hz ;
1 à 1,2 volt à 1000 Hz ;
1,3 à 1,5 volt à 3000 Hz.

6L6. — Tensions un peu plus élevées que celles relevées avec une 6V6.

Pour conclure, après avoir effectué nos mesures sur l'étage final, nous les comparerons aux différents chiffres donnés ci-dessus. Si les valeurs trouvées ne s'écartent pas de plus de $\pm 25\%$ de celles indiquées, nous pouvons considérer que le fonctionnement de l'étage final est normal.

Si nous trouvons des valeurs nettement inférieures (moitié ou moins), il y a quelque chose qui ne va pas. Essayer de changer la lampe, remplacer le H.P., vérifier soigneusement tous les circuits, en particulier la polarisation.

Ne pas oublier que pendant ces mesures, la commande de tonalité, s'il en existe une, doit être sur « aiguë ».

D'autre part, si le récepteur possède un dispositif de contre-réaction, il vaut mieux le débrancher ou le supprimer, suivant le cas, avant les essais, car sa présence rend l'étage final beaucoup moins « sensible » et les tensions à la bobine mobile seront nettement inférieures à la normale.

Appréciation de la puissance de sortie.

Connaissant la tension alternative aux bornes de la bobine mobile, ainsi que l'impédance de cette dernière à la fréquence donnée, nous pouvons facilement évaluer la puissance de sortie, qui nous sera donnée, en *watts*, par la formule :

$$P = \frac{U^2}{Z}$$

où U est la tension aux bornes de la bobine mobile (en volts) et Z l'impédance de cette dernière (en ohms).

Tableau 41-3. — PUISSANCE DE SORTIE EN FONCTION DE L'IMPÉDANCE DE LA BOBINE MOBILE ET DE LA TENSION A SES BORNES

Bobine mob. (volts)	Impédance de la bobine mobile (ohms)						
	2	2,5	3	3,5	4	4,5	5
0,5	0,125	0,1	0,083	0,071	0,062	0,056	0,05
1	0,5	0,4	0,33	0,29	0,25	0,22	0,2
1,5	1,125	0,9	0,75	0,64	0,56	0,5	0,45
2	2	1,6	1,33	1,14	1	0,88	0,8
2,5	3,12	2,5	2,08	1,77	1,56	1,39	1,25
3	4,5	3,6	3	2,56	2,25	2	1,8
3,5	6,1	4,9	4	3,5	3,05	2,7	2,44
4	8	6,4	5,32	4,55	4	3,55	3,2
4,5	10	8	6,7	5,7	5,05	4,5	4
5	12,5	10	8,3	7,1	6,25	5,56	5
5,5	15	12	10	8,6	7,5	6,7	6
6	18	14,4	12	10,25	9	8	7,2
6,5	21	16,8	14	12	10,5	9,3	8,4
7	24,5	19,5	16,3	14	12,25	10,9	9,2

L'évaluation de la puissance se fera à 400 hertz, de préférence, parce que l'impédance de la bobine mobile nous est généralement donnée, à cette fréquence par le constructeur du H. P.

Afin d'éviter au lecteur les calculs plus ou moins longs, nous donnons un tableau (41-3) qui indique immédiatement la puissance de sortie lorsqu'on connaît la tension aux bornes de la bobine et l'impédance de cette dernière à 400 Hz.

La valeur de l'impédance de la bobine mobile pour les principaux types de H. P. a été indiquée dans le tableau (19-1).

Par ailleurs, le tableau (41-3) n'est évidemment pas complet, et certaines valeurs intermédiaires nous manquent. Mais si vous êtes astucieux, vous remarquerez que la puissance de sortie est proportionnelle au carré de la tension sur la bobine mobile. En termes simples, cela veut dire que si la tension devient deux fois plus grande, cela correspond à une puissance $2^2 = 2 \times 2 = 4$ fois plus élevée. De même pour une tension trois fois plus élevée, la puissance devient $3^2 = 3 \times 3 = 9$ fois plus grande.

Bien entendu, cela est également vrai dans l'autre sens. À une tension deux fois moindre correspond une puissance quatre fois plus faible et ainsi de suite.

Par exemple, nous voyons qu'à une bobine mobile de 4 ohms, avec 3,5 volts aux bornes, correspond une puissance de 3,05 watts. Par conséquent, si nous avons seulement 1,75 volt à la bobine mobile, c'est-à-dire la moitié, cela correspondra à une puissance quatre fois moindre, soit $3,05/4 = 0,75$ watt environ. Si la tension n'est que de 1 volt, c'est-à-dire 3,5 fois moindre, la puissance sera $(3,5)^2 = 12,2$ fois plus faible, soit $3,05/12,2 = 0,25$ watt.

Très souvent, les notices de dépannage des constructeurs se réfèrent à une puissance de sortie de 0,05 watt (50 milliwatts). Il est bon de savoir à quelle tension correspond cette puissance pour les différentes valeurs d'impédance de la bobine, et le tableau (41-4) nous l'indique.

Tableau 41-4. — TENSION DE SORTIE CORRESPONDANT A 50 mW

Impédance bob. mob.	Tension en volts correspondant à $P = 0,05 \text{ W}$	Impédance bob. mob.	Tension en volts correspondant à $P = 0,05 \text{ W}$
2	0,316	4	0,448
2,5	0,354	4,5	0,475
3	0,388	5	0,500
3,5	0,418		

Autre remarque. Si en mesurant la puissance de sortie, surtout lorsqu'elle est assez élevée, nous ne voulons pas faire de bruit, nous pouvons très bien remplacer la bobine mobile par une résistance R de valeur égale à son impédance (fig. 41-5) et faire la mesure aux bornes de cette résistance.

Vérification de l'étage préamplificateur.

L'étage final essayé, il nous reste à contrôler le fonctionnement de l'étage préamplificateur.

Comme nous l'avons indiqué plus haut, nous appliquons une certaine tension U_1 à la grille de la première B. F. (entre d et la masse, fig. 41-6) et nous mesurons, obligatoirement au voltmètre électronique, la tension U_2 qui se trouve appliquée à la grille de la lampe finale (entre d et masse, fig. 41-6).

Le rapport U_2/U_1 définit le gain moyen de l'étage préamplificateur, la mesure se faisant à 400 Hz.

Lorsque la liaison entre la préamplificatrice et la B.F. finale ne comporte aucun dispositif correcteur (filtre en T ponté ou autre), nous pouvons même ajouter que le gain défini ci-dessus sera à peu près constant pour les trois fréquences dont nous disposons.

La valeur de ce gain dépend de plusieurs facteurs que nous connaissons déjà et que nous rappellerons brièvement ici.

1. — LE TYPE DE LA LAMPE PREAMPLIFICATRICE.

a) Triodes à faible coefficient d'amplification, telles que AC2, ABC1, EBC3, 56, 76, 6C5, 6J5, ECL80, FCF80, ECF86, ECC82, etc. Le gain d'un étage à résistances-capacité équipé d'une de ces lampes varie de 6 à 15 environ, suivant la lampe et les conditions d'utilisation.

b) Triodes à grand coefficient d'amplification, telles que 75, 6Q7, 6AT6, 6AV6, 6F5, EBC41, ECL82, ECL86, ECF82, EBC81, EABC80, ECC81, ECC83, etc. Le gain d'un étage est alors compris, le plus souvent, entre 15 et 40.

c) Pentodes préamplificatrices B.F. telles que AF7, CF7, EF6, EF9, EF40, EF41, EBF2, EAF42, 6D6, 6J7, 6M7, 6B7, 6B8, 6H8, 6AU6, EBF80, etc. Le gain d'un étage préamplificateur à pentode se situe généralement entre 20 et 70.

Remarque. — Lorsque l'une des pentodes ci-dessus est utilisée en triode, c'est-à-dire l'écran et le suppressor réunis à la plaque (fig. 41-7), ses caractéristiques se modifient, bien entendu, et deviennent comparables à celles d'une triode de la même série, à faible coefficient d'amplification.

Par exemple, une 6J7 utilisée en triode peut être assimilée à une 6C5 ou une 6J5, tandis qu'une EBF2 devient à peu près semblable à une EBC3.

2. — LES CONDITIONS D'UTILISATION.

a) Alternatif ou « tous-courants ». Le gain, pour une même lampe est, en général, plus élevé dans un récepteur sur alternatif que dans un « tous-courants ». Cette différence est négligeable pour les triodes, mais devient assez sensible pour les pentodes.

b) Valeur des éléments de liaison et de polarisation. D'une façon générale, le gain d'un étage à résistances-capacité est d'autant plus élevé que la résistance de charge d'anode (R_4 , fig. 41-6) et celle de fuite de grille de la lampe suivante (R_5) sont plus élevées.

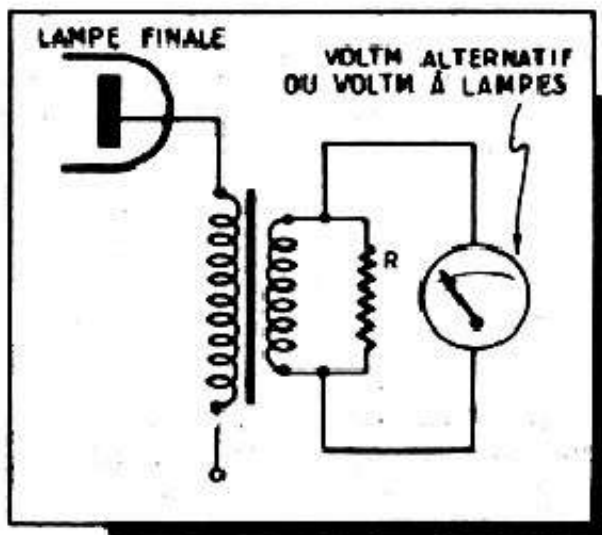


Fig. 41-5. — On peut remplacer la bobine mobile par une résistance de valeur équivalente.

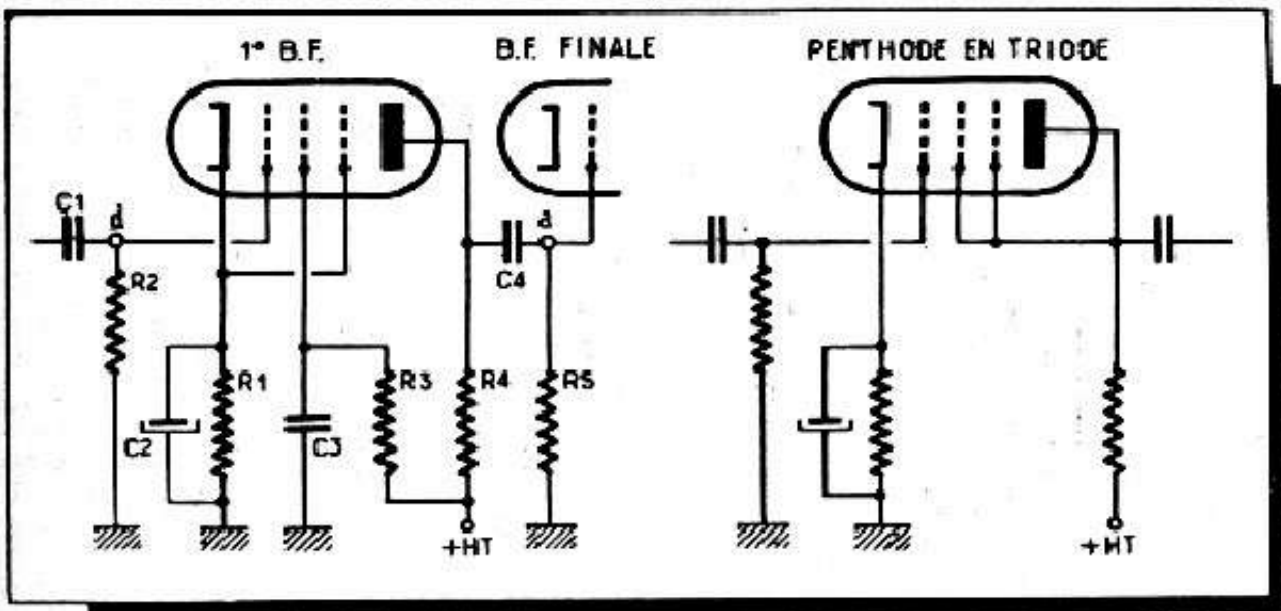


Fig. 41-6. — Pour contrôler l'étage préamplificateur on injecte une tension connue en *d* et on mesure celle qui se trouve développée aux bornes de R_5 .

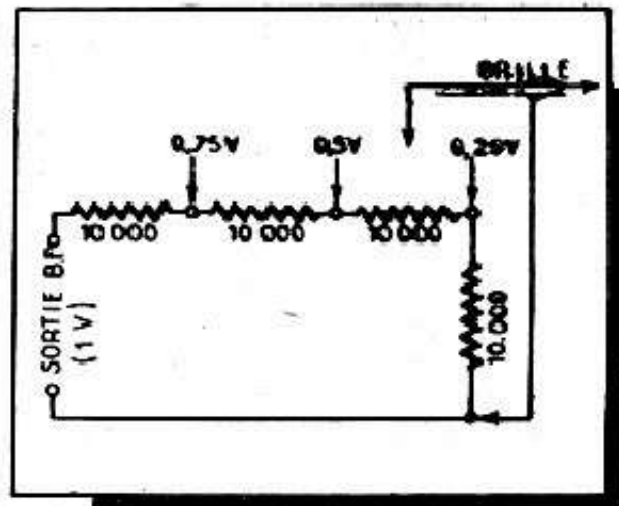
Fig. 41-7. — Une pentode peut être montée en triode.

Voyons maintenant comment, dans la pratique, nous allons déterminer le gain d'un étage préamplificateur.

Tout d'abord, il n'est plus question d'appliquer à la grille de la préamplificatrice (point *d*, fig. 41-6) une tension B. F. de 5 volts, comme nous l'avons fait pour l'étage final. L'ordre de grandeur de la tension B. F. à ne pas dépasser sur la grille d'une préamplificatrice B. F. est de 2 à 4 volts pour une triode genre 6C5, 1 à 1,5 volt pour les 6AV6, 6Q7, EBC41, etc., et de 0,25 à 0,5 volt pour une pentode, EF41, 6J7 ou autre.

Par conséquent, pour faire notre essai, notre mesure du gain, nous partirons d'une tension très faible, 0,25 à 0,5 V, par exemple. Comme il est assez malaisé d'obtenir cette tension par la manœuvre du potentiomètre atténuateur B. F. de notre générateur, nous allons régler cette atténuateur à 1 volt et mettre, à la sortie B. F. un diviseur de tension supplémentaire, qui nous permettra d'obtenir soit 0,25, soit 0,5 volt. Le croquis de la figure 41-8 nous montre comment nous pouvons, très simplement, consti-

Fig. 41-8. — Pour obtenir des tensions très faibles on réalise un diviseur de tension.



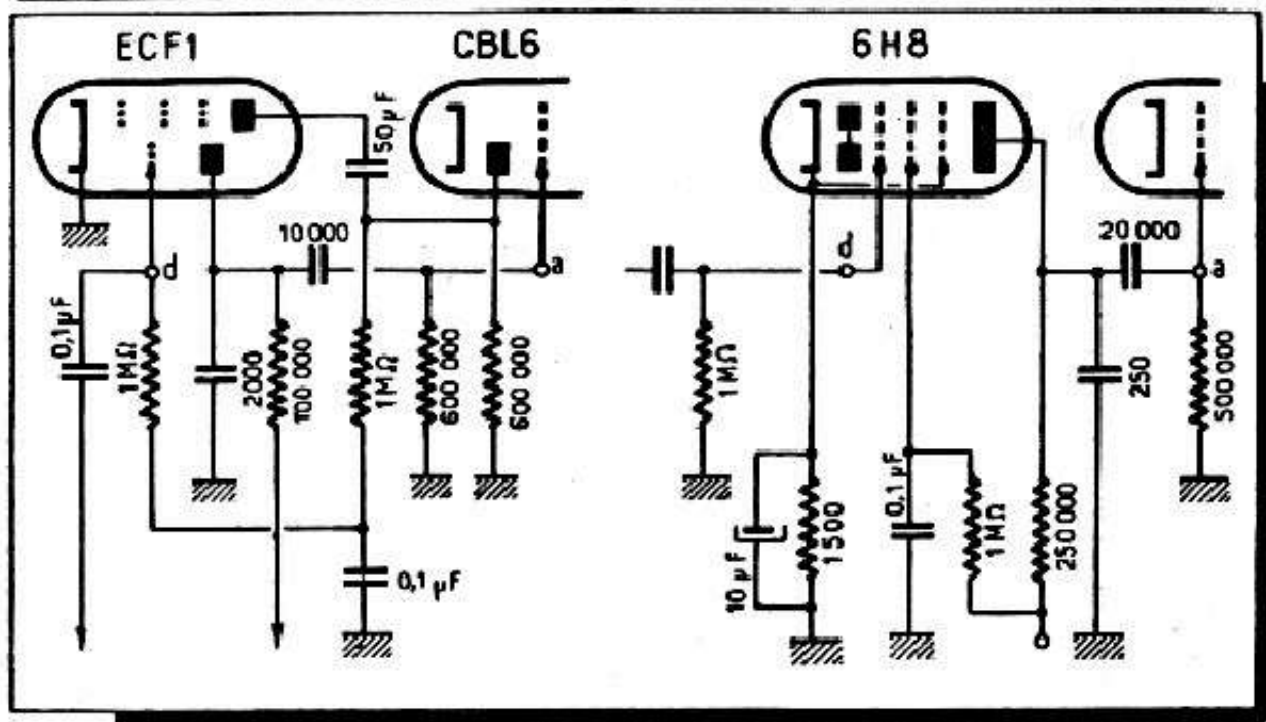


Fig. 41-9. — Partie B.F. d'un récepteur comportant la partie triode de la ECF1 et une CBL6.

Fig. 41-10. — Dans ce schéma, la préamplificatrice B.F. est une pentode 6H8.

tuer un tel diviseur à l'aide de quatre résistances de 10 000 à 15 000 ohms, montées sur une plaquette quelconque. Dans ces conditions, voici quelques chiffres que nous avons relevés, sur différents récepteurs :

ECF1. — Partie triode utilisée en préamplificatrice B.F. Montage suivant le schéma de la figure 41-9. Tension appliquée en *d* : 0,5 V. Tension en *a* : 4,5 volts, à peu près la même aux trois fréquences d'essai. Par conséquent :

$$\text{Gain} = 4,5/0,5 = 9.$$

6H8. — Récepteur alternatif. Montage suivant le schéma de la figure 41-10. Tension appliquée en *d* : 0,5 V. Tension mesurée en *a* : 12,5 volts, la même aux trois fréquences. Donc :

$$\text{Gain} = 12,5/0,5 = 25.$$

6Q7 ou 6AV6. — Remplacement pur et simple de la 6H8 par une 6Q7 sur le montage de la figure 41-10. Le gain reste pratiquement le même qu'avec une 6H8 : 23 à 24.

6B8. — Récepteur alternatif. Montage suivant le schéma de la figure 41-11. Tension appliquée en *d* : 0,5 V. Tension mesurée en *a* : 11 volts environ, sensiblement la même aux trois fréquences. Donc :

$$\text{Gain} = 11/0,5 = 22.$$

A remarquer que dans le schéma de la figure 41-11, nous devons faire la mesure en *a*, pour avoir la vraie valeur du gain, et non en *b*, à la grille de la lampe finale, où nous trouvons une tension moindre.

EF9 (ou EF41 ou UF41). — Récepteur tous-courants (« Super-Chic », *Radialva*). Montage avec contre-réaction, suivant le schéma de la figure 41-12. Etant donné qu'il s'agit d'une contre-réaction sélective, il est à prévoir que le gain ne sera pas le

même à toutes les fréquences et que, de plus, il sera réduit à cause, justement, de la présence de la contre-réaction. Nous n'appliquerons pas la tension d'attaque directement à la grille, dans notre cas, pour ne pas perturber la polarisation en mettant entre la grille et la masse la résistance de l'atténuateur B.F., mais au point *d*, avant le condensateur de liaison.

Fig. 41-11 (ci-contre). — Etage pré-amplificateur B.F. d'un autre récepteur, comportant une pentode 6B8.

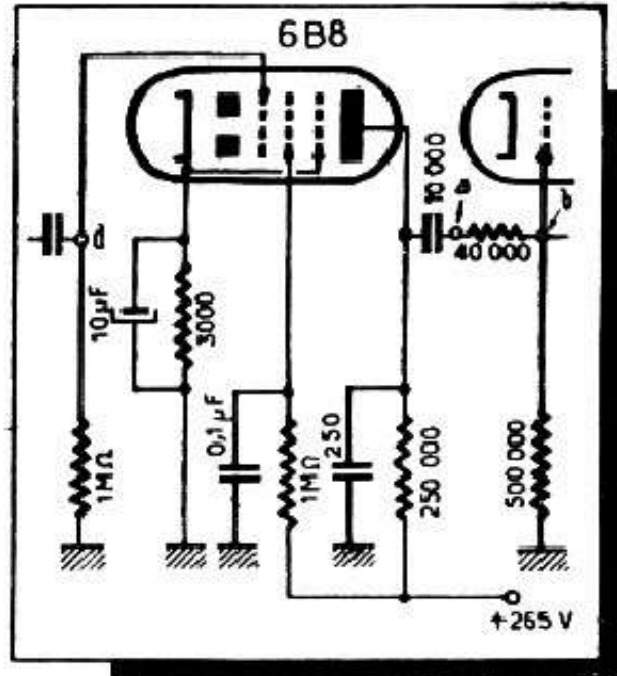
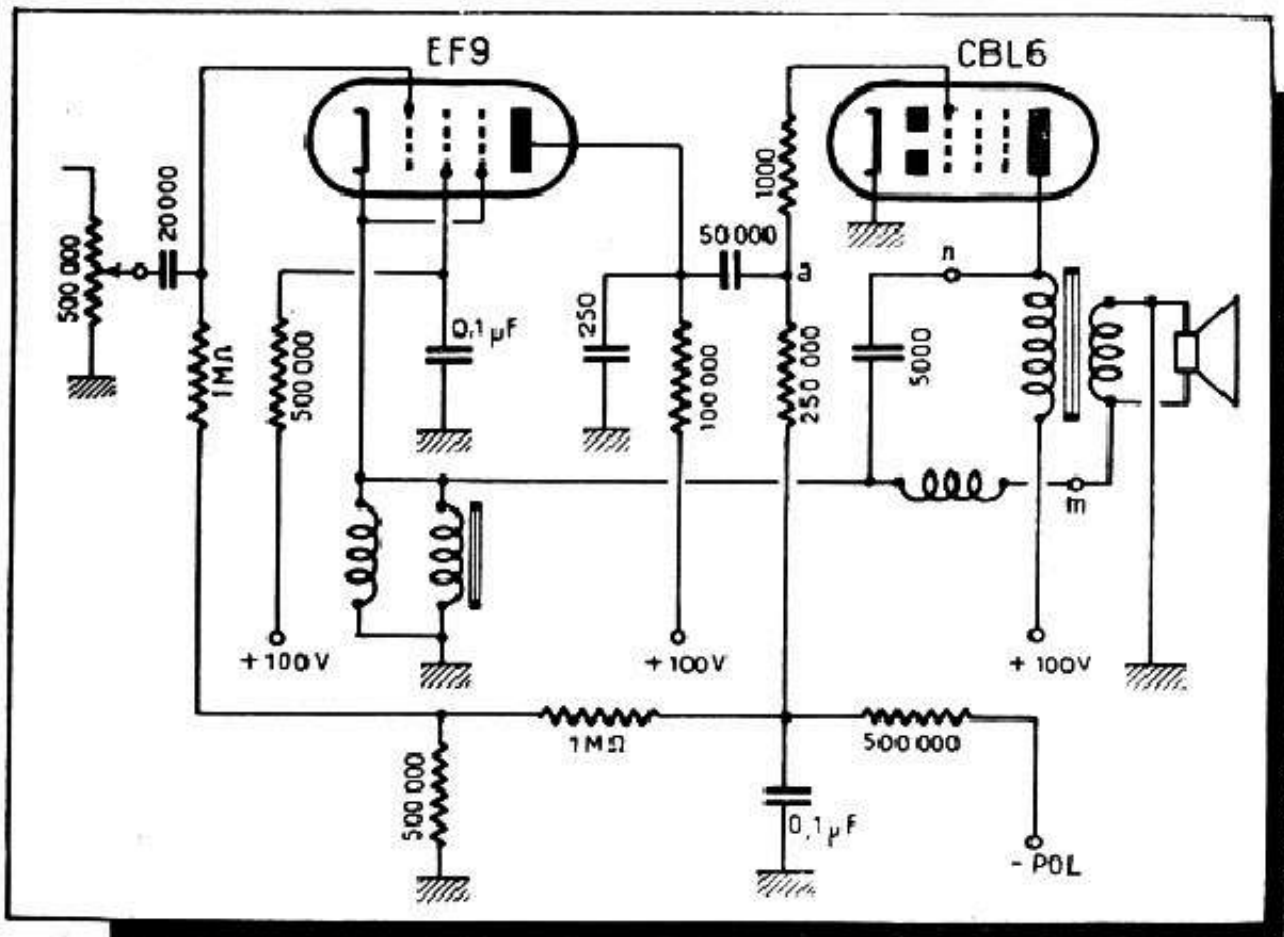


Fig. 41-12. — Partie B. F. d'un récepteur comportant une pentode EF9 en préamplificatrice et un circuit de contre-réaction, prévu pour atténuer le médium.



Avec une tension d'attaque de 0,25 volt en ce point, nous trouverons en *a* :

1,8 volt à 400 Hz ;

1,5 volt à 1000 Hz ;

1,5 volt à 3000 Hz.

Le gain moyen se situe donc entre 6 et 7.

Si nous débranchons le circuit de contre-réaction, c'est-à-dire dessoudons les connexions en *m* et *n*, nous trouvons, dans les mêmes conditions, à peu près 3,5 volts en *a*, pour les trois fréquences d'essai. Le gain devient donc de :

$$3,5/0,25 = 14 \text{ environ.}$$

Les quelques exemples que nous venons de donner illustrent la façon dont nous pouvons procéder pour essayer l'étage préamplificateur et nos lecteurs n'auront, pensons-nous, aucune difficulté à appliquer tout ce qui vient d'être dit à n'importe quel récepteur qu'ils auront à dépanner.

CHAPITRE XLII

CONTRE-RÉACTION

Il nous reste, pour terminer l'étude de la partie B. F. d'un récepteur, de dire quelques mots sur la contre-réaction qui est actuellement utilisée dans tout récepteur qui se respecte, aussi bien pour améliorer la musicalité que pour obtenir la tonalité voulue, réglable au gré de l'auditeur.

Les montages de contre-réaction, tout comme ceux de tonalité réglable dont nous avons fait connaissance plus haut, peuvent être variés à l'infini et il suffit de connaître quelques principes, fort simples d'ailleurs, de « dimensionnement » des différents éléments en jeu, pour pouvoir modifier, dans le sens voulu, un dispositif existant, ou pour en adapter un de toutes pièces.

Il ne nous appartient pas de faire ici la théorie de la contre-réaction, et nos lecteurs trouveront sans peine des ouvrages où cette question est traitée en détail (1). Cependant, pour la bonne compréhension de ce qui va suivre, il est nécessaire de rappeler quelques notions fondamentales.

En quoi consiste la contre-réaction ?

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

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

Nous savons aussi, par expérience, qu'une réaction peut se manifester, d'une façon particulièrement indésirable, lorsqu'il se crée un couplage entre l'entrée et la sortie d'un étage, ou d'une suite d'étages. Nous en avons d'ailleurs parlé lorsqu'il a été question de certains accrochages dans les étages B. F.

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

(1) Nous pouvons citer, en particulier, l'ouvrage de L. Chrétien « Ce qu'il faut savoir de la contre-réaction », et le chapitre consacré à la contre-réaction dans le « Memento Tungram », volume IV, p. 136 à 148. Pour ceux qui lisent l'anglais, nous conseillons le chapitre « Negative Feedback » du volume « Radio-tron Designer's Handbook ».

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

Imaginons un amplificateur élémentaire quelconque (fig. 42-1) où Z_1 représente l'impédance de grille et Z_2 celle de la plaque. Ces deux impédances peuvent être ce que l'on voudra : résistances pures, s'il s'agit d'un amplificateur à résistances-capacité ; enroulements H.F. ou F.I. ; transformateur de sortie (pour Z_2), s'il s'agit d'une lampe finale.

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

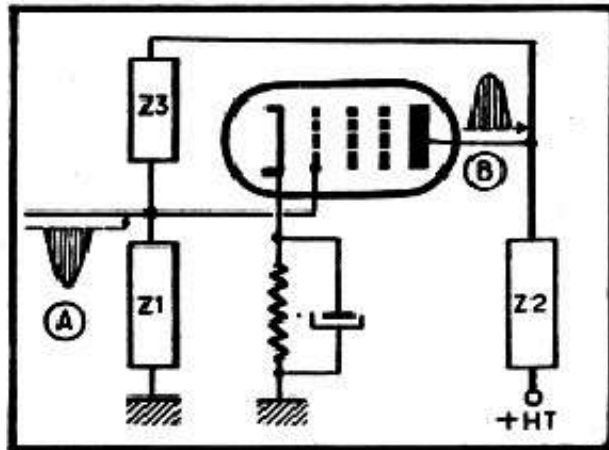


Fig. 42-1. — Un couplage, par une impédance Z_3 , entre la sortie d'un amplificateur et son entrée, détermine soit une réaction, soit une contre-réaction.

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

L'impédance de couplage Z_3 , quelle que soit sa nature, transfère une portion de la tension de sortie sur l'entrée de l'amplificateur.

Si cette portion de la tension réappliquée à l'entrée se trouve *en phase* avec la tension A, autrement dit si l'impédance Z_3 inverse la phase, il y aura *réaction*, ou, du moins, possibilité de réaction.

Si la portion de la tension réappliquée à l'entrée se trouve en *opposition de phase* avec la tension A, autrement dit si l'impédance Z_3 n'introduit aucun déphasage, il y aura *contre-réaction*.

Tout serait parfait s'il s'agissait de n'amplifier qu'une seule fréquence, mais, malheureusement, aussi bien en H.F. qu'en B.F., nous avons affaire à une bande de fréquences plus ou moins large. Or, quelle que soit la nature de Z_3 , il est bien rare que cette impédance soit « apériodique », c'est-à-dire indépendante de la fréquence.

Cela veut dire d'abord que le taux de réaction ou de contre-réaction sera variable suivant la fréquence et que la relation de phase ne sera pas la même le long de la bande de fréquences couverte par l'amplificateur considéré.

Il peut même arriver, dans certains cas particuliers, et pour certaines fréquences, que le déphasage introduit par Z_3 devienne tel que la contre-réaction se transforme en réaction ou inversement.

La contre-réaction en B. F.

Si nous prenons le schéma classique d'un amplificateur B. F. (fig. 42-2) et que nous lui appliquons à l'entrée une certaine tension alternative A, les différentes phases de cette tension se trouveront, le long des circuits, de la façon suivante :

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

2. — A la cathode de la lampe L_1 , mais à condition de supprimer le condensateur C_1 qui, pratiquement, court-circuite la composante B.F., nous aurons une certaine tension alternative C, en phase avec A (donc en opposition avec B), dont l'amplitude dépendra, évidemment, de la valeur de R_1 .

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

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

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

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

Tout cela nous montre que :

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

2. — Nous pouvons également imaginer une contre-réaction qui renverrait une portion de la tension E sur la grille de L_1 , par exemple sur une résistance placée au pied du potentiomètre.

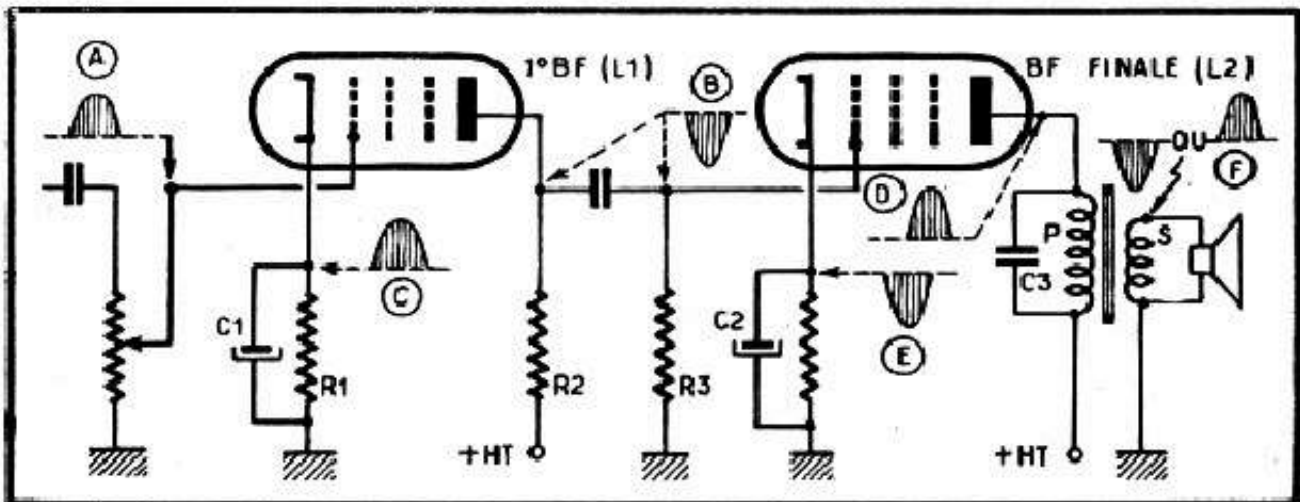


Fig. 42-2. — Répartition des phases dans un amplificateur à deux étages.

3. — Enfin, le système très souvent employé consiste à prélever une fraction de la tension existant aux bornes du secondaire S du transformateur de sortie et de la renvoyer soit sur la cathode de L_1 , soit sur la grille de la même lampe. Ce moyen est particulièrement commode, puisqu'il suffit de choisir convenablement le sens de branchement du secondaire S pour avoir la phase correcte.

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

Bien qu'il s'agisse là d'une notion purement théorique, nous croyons nécessaire d'en parler rapidement, d'abord parce qu'il en est constamment question dans la littérature technique, et ensuite parce que ces deux modes d'application du principe de la contre-réaction diffèrent totalement par certains de leurs effets.

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

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

Par exemple, dans le schéma de la figure 42-3, la charge anodique de la lampe finale L_2 est constituée par le transformateur de sortie T_1 et une inductance S_1 en série, cette dernière faisant partie du circuit anodique de la préamplificatrice L_1 .

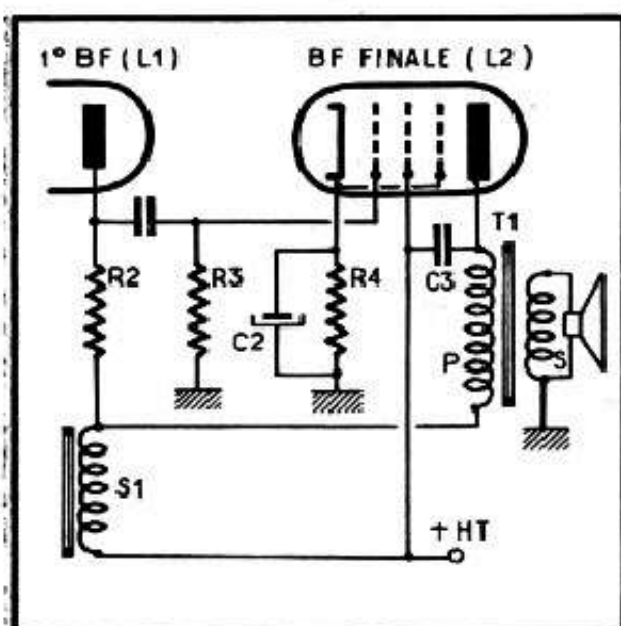


Fig. 42-3 (ci-contre). — Schéma possible d'une contre-réaction en intensité, S_1 fait partie, simultanément, du circuit anodique des deux lampes.

Fig. 42-4. — Encore un schéma possible d'une contre-réaction en intensité. Le couplage est réalisé ici entre le circuit anodique de la lampe finale et le circuit de cathode de la préamplificatrice.

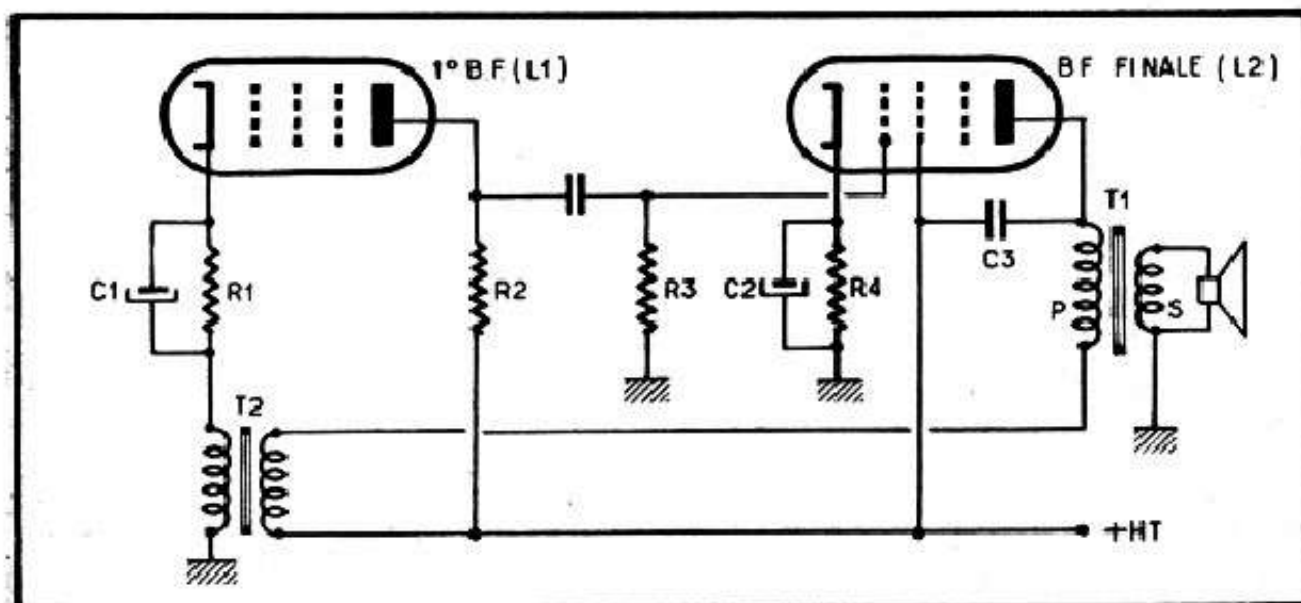
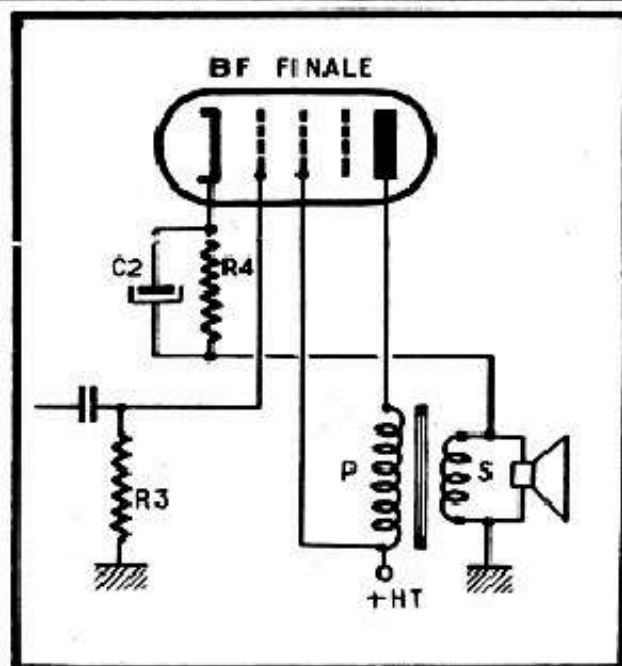


Fig. 42-5. — Contre-réaction en intensité. Le secondaire S fait partie, simultanément, du circuit de sortie et de celui d'entrée (cathode).



Dans le schéma de la figure 42-4, la charge anodique de la lampe finale comporte, en dehors du transformateur de sortie, un autre transformateur (T_2), dont l'un des enroulements est intercalé dans le circuit cathodique de la préamplificatrice L_1 .

Enfin, la figure 42-5 nous montre comment on peut réaliser une contre-réaction en intensité en « retournant » à la masse le circuit cathodique de la lampe finale à travers le secondaire S du transformateur de sortie, ce secondaire faisant alors partie, simultanément, de la charge de sortie et du circuit cathodique, c'est-à-dire du circuit d'entrée

Ces trois montages, pris comme exemples, sont théoriquement possibles, mais leur intérêt pratique dépend, bien entendu, des lampes employées et de l'effet que l'on cherche à obtenir. Il faut d'ailleurs noter que la contre-réaction en intensité est très rarement utilisée dans les récepteurs et amplificateurs, à l'exception d'un montage très simple que nous indiquerons plus loin, et si nous avons voulu mentionner quelques schémas possibles, c'est uniquement pour souligner leurs différences de structure par rapport aux schémas de contre-réaction en tension que nous allons voir.

C'est ainsi que le schéma de la figure 42-5 peut être opposé à celui de la figure 42-6, où nous avons également une contre-réaction entre le secondaire S du transformateur de sortie et le circuit cathodique de la lampe finale, avec cette différence fondamentale que le circuit de sortie, c'est-à-dire le secondaire S, ne fait plus partie du circuit d'entrée, mais se trouve shunté par le pont R_5 - R_6 , qui applique au circuit d'entrée la tension qui se trouve développée sur R_6 .

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

Taux de contre-réaction.

Nous avons constamment parlé, dans ce qui précède, d'une portion de tension ou d'intensité prélevée à la sortie et réappliquée à l'entrée de l'amplificateur. On peut, bien entendu, chiffrer cette portion, en fonction de la valeur des éléments du circuit,

et l'exprimer en pourcentage, ce qui nous donnera le *taux* de contre-réaction, terme généralement employé.

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

Ainsi, pour le schéma de la figure 42-6, le taux t sera donné par

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

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

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

Parfois les éléments tels que R_5 et R_6 sont moins visibles, ou se trouvent shuntés par d'autres éléments qui en modifient la valeur. Des exemples que nous donnerons plus loin nous montreront certains de ces cas. Il est impossible, bien entendu, de fixer une fois pour toutes le taux de contre-réaction à employer, car il dépend du montage, des lampes utilisées, de l'effet à obtenir, etc.

Influence de la contre-réaction sur le gain.

Nous avons mentionné plus haut que l'introduction de la contre-réaction diminuait le gain de l'amplificateur correspondant. Connaissant le taux de contre-réaction, nous pouvons chiffrer le nouveau gain, qui sera donné par la relation suivante, si G est le gain sans contre-réaction et t le taux de cette dernière

$$\text{gain avec CR} = \frac{G}{1 + tG}$$

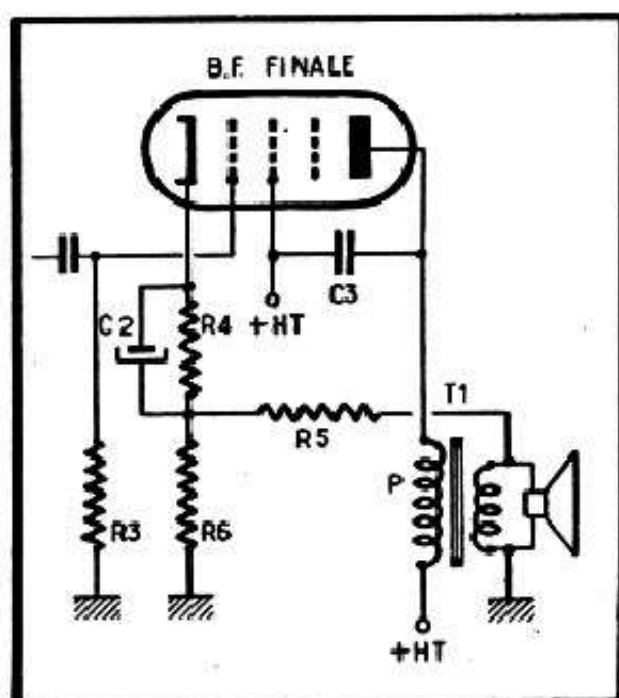


Fig. 42-6. — Contre-réaction en tension. Ici le circuit de cathode (R_6) fait partie d'un diviseur de tension (R_5-R_6) shuntant le secondaire.

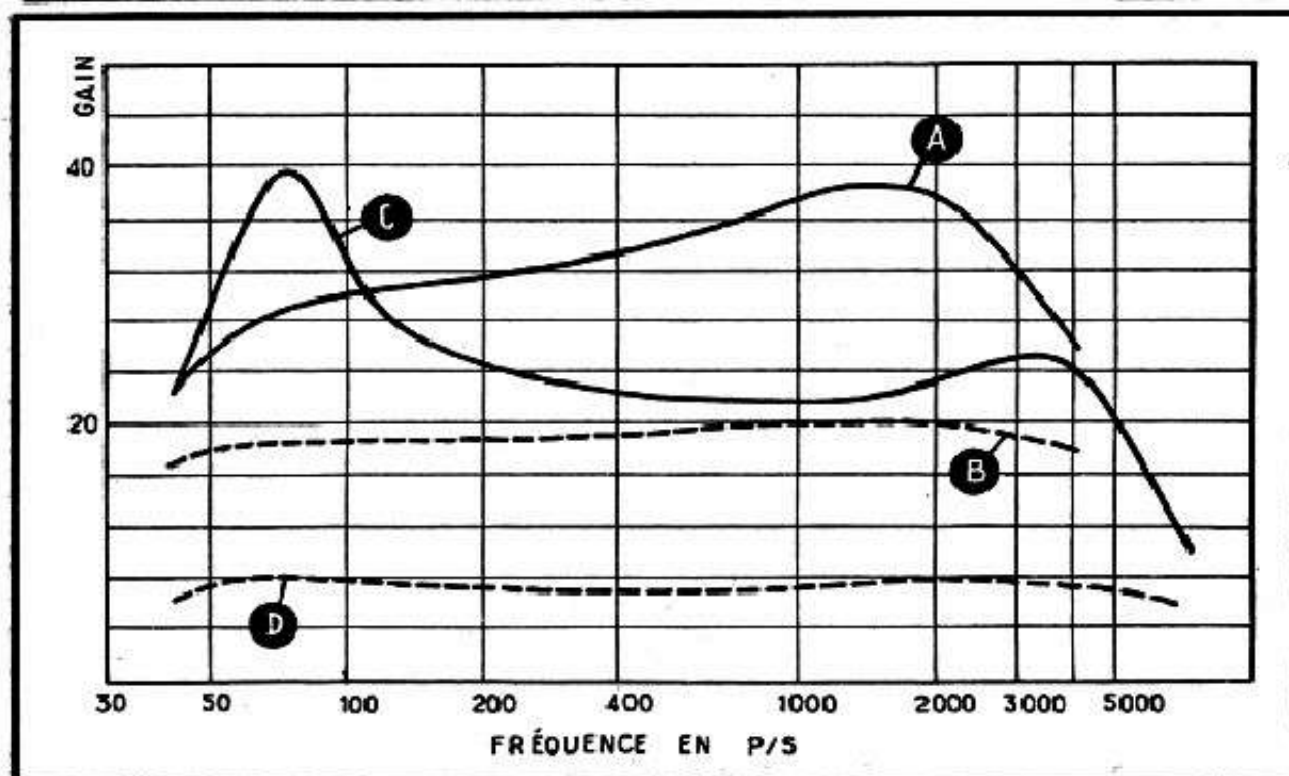


Fig. 42-7. — La contre-réaction réduit le gain en général, mais, en même temps, égalise les irrégularités de la courbe de réponse.

Par exemple, si nous avons un amplificateur quelconque de gain 50, et que nous y introduisons une contre-réaction de 20 % ($t = 0,2$), le gain résultant sera

$$\frac{50}{1 + 0,2 \cdot 50} = \frac{50}{11} = 4,5 \text{ environ.}$$

Apparemment, la contre-réaction réduit le gain dans des proportions considérables, mais un peu de réflexion nous montrera immédiatement qu'il n'en est pas toujours ainsi.

Si, au lieu d'avoir un gain de 50, nous n'avons que 10 (un amplificateur à triode, par exemple), le même calcul nous donnera, toujours avec une contre-réaction de 20 %,

$$\frac{10}{1 + 0,2 \cdot 10} = \frac{10}{3} = 3,3 \text{ environ.}$$

Cela nous montre que dans le premier cas le gain a été réduit de 11 fois et dans le second cas de 3 fois seulement, et nous pouvons en tirer deux conclusions.

1. — Dans un amplificateur où le gain n'est pas le même à toutes les fréquences, l'introduction d'une contre-réaction tendra à égaliser la courbe, c'est-à-dire à rendre moins importants les écarts aux différentes fréquences. Lorsque le taux, dans un cas donné, est suffisamment élevé, la courbe résultante tendra à devenir pratiquement rectiligne, et nous allons l'illustrer par deux exemples.

Soit une courbe de réponse A d'un amplificateur quelconque, de la figure 42-7 (elle peut être celle d'un « tous-courants » de qualité disons douteuse). On y voit une nette prédominance du médium et d'aiguës, avec une « bosse » assez prononcée vers 1600 Hz. Appliquons-lui une contre-réaction à 5 % ($t = 0,05$) et nous obtiendrons la courbe B, pratiquement plate, mais d'un « niveau » beaucoup moins élevé.

Dans le deuxième exemple, nous avons la courbe C, assez courante lorsque le H. P. employé présente une résonance marquée aux fréquences basses, dans notre cas vers 80 Hz. Une contre-réaction à 10 % ($t = 0,1$) aplatira le tout et nous aurons la courbe D.

Il résulte de tout cela que l'on doit user de la contre-réaction avec une sage circonspection, car s'il est tout indiqué de corriger certains défauts d'un amplificateur, il ne faut tout de même pas exagérer et rendre plate une courbe que l'on s'est donné du mal à « creuser ».

Par exemple, dans le cas de la courbe C, le taux de 10 % est manifestement exagéré et pour réduire l'effet désagréable de la résonance propre du H. P., une contre-réaction à 2 ou 3 % serait probablement suffisante.

2. — Un amplificateur à gain élevé « réagit » fortement à un faible taux de contre-réaction. Au contraire, un amplificateur à faible gain demande, pour obtenir le même effet, un taux de contre-réaction beaucoup plus considérable. Et cela nous amène à parler des amplificateurs dont le gain, en tension du moins, est inférieur à 1.

En effet même lorsqu'il s'agit d'un étage final, amplificateur de puissance, nous avons toujours le droit de considérer son gain en tension, c'est-à-dire le rapport de la tension alternative recueillie aux bornes de la bobine mobile à la tension appliquée à la grille du tube.

C'est ce que nous avons fait dans le chapitre XLI, consacré à certaines mesures et vérifications de l'étage final, et nous avons noté, en particulier, qu'en appliquant 5 volts à la grille d'une 6AQ5, on devait trouver environ 2 volts à la bobine mobile, ce qui nous donne un gain, en tension, de $2/5 = 0,4$.

Si nous appliquons maintenant à un tel étage un dispositif quelconque de contre-réaction au taux de 20 %, soit 0,2, en prélevant la tension de contre-réaction à la bobine mobile, le gain résultant sera

$$\frac{0,4}{1 + 0,2 \cdot 0,4} = \frac{0,4}{1,08} = 0,37.$$

Nous voyons que le gain en tension n'a été réduit que dans le rapport $0,37/0,4 = 0,925$, mais il ne faut pas oublier que la puissance de sortie est proportionnelle au carré de la tension, et que cette puissance sera diminuée dans le rapport $(0,925)^2 = 0,85$ environ, ce qui est encore insignifiant.

Par conséquent, un tel montage admettrait facilement un taux de l'ordre de 50 % ou plus.

D'ailleurs, on peut envisager la question autrement et considérer que la bobine mobile nous permet de prélever une portion de la tension de sortie (de la tension alternative du circuit anodique), portion déterminée par le rapport du transformateur de sortie. Par conséquent, si nous prélevons un cinquième de la tension à la bobine mobile (contre-réaction à taux 20 %), en fait nous ne prélevons que $0,2/n$ de la tension de sortie réelle, n étant le rapport de transformation.

Il est donc plus logique, lorsque la tension de contre-réaction est prise sur la bobine, d'exprimer le taux en faisant intervenir le rapport de transformation n .

Si nous ne le faisons pas, une certaine obscurité apparaît dans tout ce que nous pouvons lire sur la contre-réaction appliquée à l'exemple que nous venons de voir d'un amplificateur à gain inférieur à 1, ou même légèrement supérieur à 1.

En effet, on nous dit partout, et la formule donnant le gain réel avec contre-réaction le montre, que si le taux est égal à 1 (contre-réaction « totale »), le gain résultant tend vers une valeur légèrement inférieure à 1, mais s'en rapprochant d'autant plus que le gain primitif est plus élevé. Or, avec un gain de 0,4 comme dans l'exemple précédent, et le taux de 1, nous en sommes très loin, le gain résultant se situant vers 0,28.

De plus, on voit assez mal la nécessité d'avoir des taux énormes pour obtenir des résultats, somme toute, médiocres.

Par contre, si nous admettons, toujours pour l'exemple précédent, que le rapport de transformation est $n = 40$ (valeur moyenne courante), le taux réel devient $0,2/40 = 0,005 = 0,5 \%$, et nous fait mieux comprendre le « pourquoi de la chose ».

Nous voyons, par la même occasion, que même si nous utilisons la totalité de la tension recueillie sur la bobine mobile ($t = 1$, d'après les conventions courantes), le taux réel sera de $1/40 = 2,5 \%$, ce qui peut se révéler insuffisant dans certains cas.

C'est pourquoi on voit parfois des amplificateurs ou récepteurs munis d'un transformateur de sortie comportant un secondaire spécial pour la prise de la tension de contre-réaction (fig. 42-8), secondaire qui nous donne une tension en rapport avec le taux demandé.

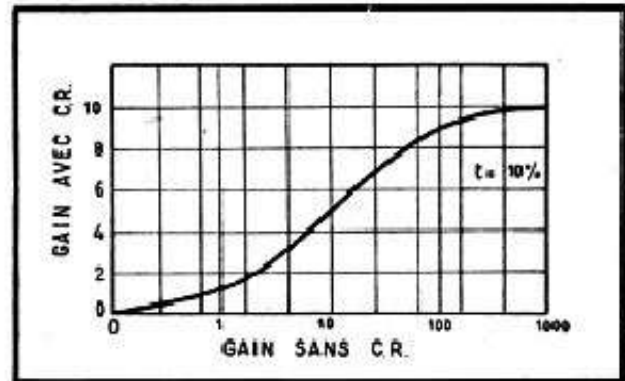
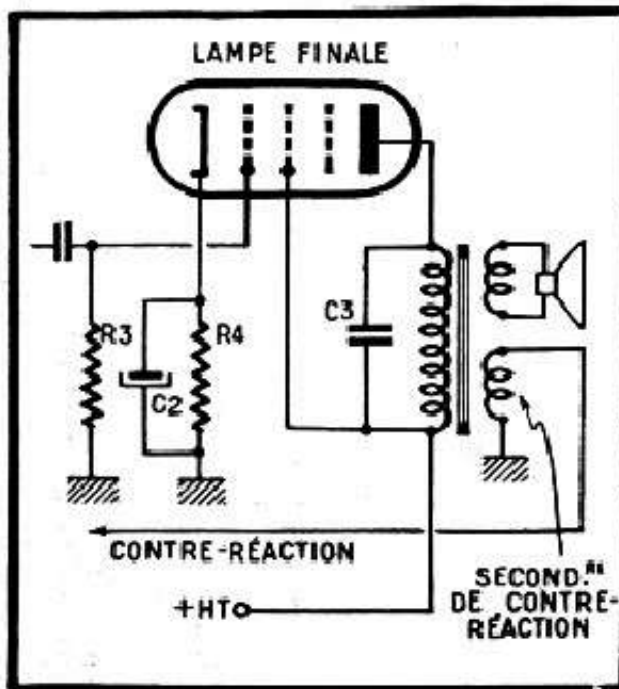


Fig. 42-9. — Le gain maximal, avec contre-réaction, est égal à l'inverse du taux (ici 10 % = 0,1).

Fig. 42-8 (ci-contre). — On utilise parfois, pour obtenir une tension de contre-réaction, un enroulement séparé sur le transformateur de sortie.

Mais attention ! Si nous calculons le gain réel avec cette nouvelle valeur du taux, il faut tenir compte du gain par rapport au circuit primaire du transformateur de sortie. Ainsi, toujours pour l'exemple ci-dessus, puisque nous avons 2 volts au secondaire et $n = 40$, nous avons $2 \times 40 = 80$ volts au primaire. Le gain par rapport au primaire est donc $80/5 = 16$.

Avec une contre-réaction de 0,5 %, il sera de

$$\frac{16}{1 + 0,005 \cdot 16} = \frac{16}{1,08} = 14,8,$$

ce qui nous donnera, toujours au primaire, $5 \times 14,8 = 74$ volts, et $74/40 = 1,85$ volt au secondaire, chiffre conforme à l'exemple précédent.

Pour faciliter à nos lecteurs le calcul du gain obtenu lorsqu'on applique un certain taux de contre-réaction à un amplificateur donné, nous avons dressé un tableau (42-1) où la colonne verticale « gain » indique celui de l'amplificateur sans contre-réaction. L'usage de ce tableau est très simple et un seul exemple suffira pour l'expliquer. Soit à déterminer le gain que l'on peut obtenir avec un amplificateur de gain 120, lorsqu'on lui applique une contre-réaction de 2 %. A l'intersection de la ligne « 120 » et de la colonne « 2 » nous trouvons : 35,2.

En dehors de ce tableau nous avons établi trois courbes (figures 42-9, 42-10 et 42-11) qui nous permettent de mieux nous rendre compte de l'influence du taux de contre-réaction sur le gain d'un amplificateur. Ces courbes, ainsi que l'examen attentif du tableau, nous permettent de tirer un certain nombre d'enseignements intéressants.

I. — Lorsque le gain d'un amplificateur est suffisamment élevé sans CR (par exemple, supérieur à 100) et que le taux est assez important, supérieur à 5 %, le gain avec CR est pratiquement indépendant du gain sans CR et peut-être, approximativement, évalué à l'inverse du taux, au maximum.

Autrement dit, si le taux est de 5 % (0,05), par exemple, le gain maximal que l'on pourra obtenir quel que soit le gain sans CR, sera de $1/0,05 = 20$.

Tableau 42-1. — CALCUL DU GAIN D'UN AMPLIFICATEUR AVEC CONTRE-REACTION

Gain sans CR	Gain avec CR pour un taux, en pour cent, de :							
	0,5	1	2	3	5	10	20	30
1	0,995	0,99	0,98	0,97	0,95	0,91	0,835	0,77
1,5	1,49	1,48	1,45	1,435	1,395	1,3	1,15	1,03
2	1,98	1,96	1,92	1,89	1,82	1,67	1,43	1,25
2,5	2,485	2,46	2,38	2,32	2,22	2	1,67	1,43
3	2,98	2,91	2,83	2,75	2,6	2,3	1,88	1,58
4	3,92	3,84	3,7	3,57	3,33	2,86	2,2	1,82
5	4,87	4,75	4,55	4,35	4	3,33	2,5	2
6	5,82	5,66	5,35	5,1	4,6	3,75	2,7	2,14
7	6,76	6,54	6,15	5,8	5,2	4,1	2,9	2,26
8	7,7	7,4	6,9	6,45	5,7	4,45	3,1	2,35
10	9,5	9,1	8,3	7,7	6,7	5	3,33	2,5
12	11,3	10,7	9,7	8,85	7,5	5,45	3,54	2,6
15	13,95	13	11,5	10,3	8,6	6	3,75	2,72
18	16,5	15,25	13,2	11,7	9,5	6,45	3,9	2,82
20	18,2	16,7	14,3	12,5	10	6,66	4	2,86
25	22,2	20	16,7	14,3	11,1	7,15	4,16	2,94
30	26	23	18,75	15,8	12	7,5	4,3	3
35	29,8	26	20,6	17	12,7	7,8	4,36	3,04
40	33,4	28,6	22,2	18,2	13,3	8	4,45	3,08
45	36,7	31	23,6	19,1	13,8	8,2	4,5	3,1
50	40	33,4	25	20	14,3	8,35	4,55	3,12
60	46	37,5	27,2	21,4	15	8,55	4,6	3,16
70	52	41	29	22,5	15,5	8,75	4,66	3,18
80	57	44,5	30,8	23,5	16	8,9	4,7	3,2
100	67	50	33,3	25	16,7	9,1	4,76	3,22
120	75	54,5	35,2	26	17,1	9,25	4,8	3,24
150	86	60	37,5	27,2	17,7	9,4	4,85	3,26
180	95	64	39,1	28,1	18	9,5	4,87	3,27
200	100	67	40	28,6	18,2	9,54	4,88	3,28
250	111	71,5	41,7	29,4	18,5	9,63	4,9	3,29
300	120	75	42,9	30	18,75	9,7	4,92	3,3
350	127	78	43,7	30,4	18,9	9,74	4,93	3,3
400	133	80	44,5	30,8	19	9,76	4,94	3,3
450	138	82	45	31	19,1	9,8	4,95	3,31
500	143	83,5	45,5	31,2	19,2	9,81	4,95	3,31
600	150	86	46,1	31,5	19,35	9,84	4,95	3,31
700	156	87,5	46,6	31,8	19,45	9,86	4,96	3,32
800	160	89	47	32	19,5	9,89	4,96	3,32
1 000	167	91	47,6	32,3	19,6	9,92	4,97	3,32
2 000	182	95	48,8	32,8	19,8	9,95	4,99	3,33
5 000	192	98	49,5	33,1	19,9	9,98	5	3,33

Fig. 42-10 (ci-contre). — Lorsque le taux est égal à 1 (100 %), le gain maximal est égal à 1 : il n'y a pas d'amplification.

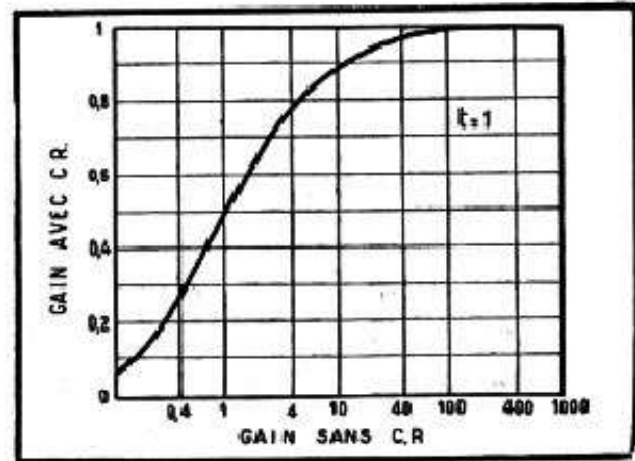
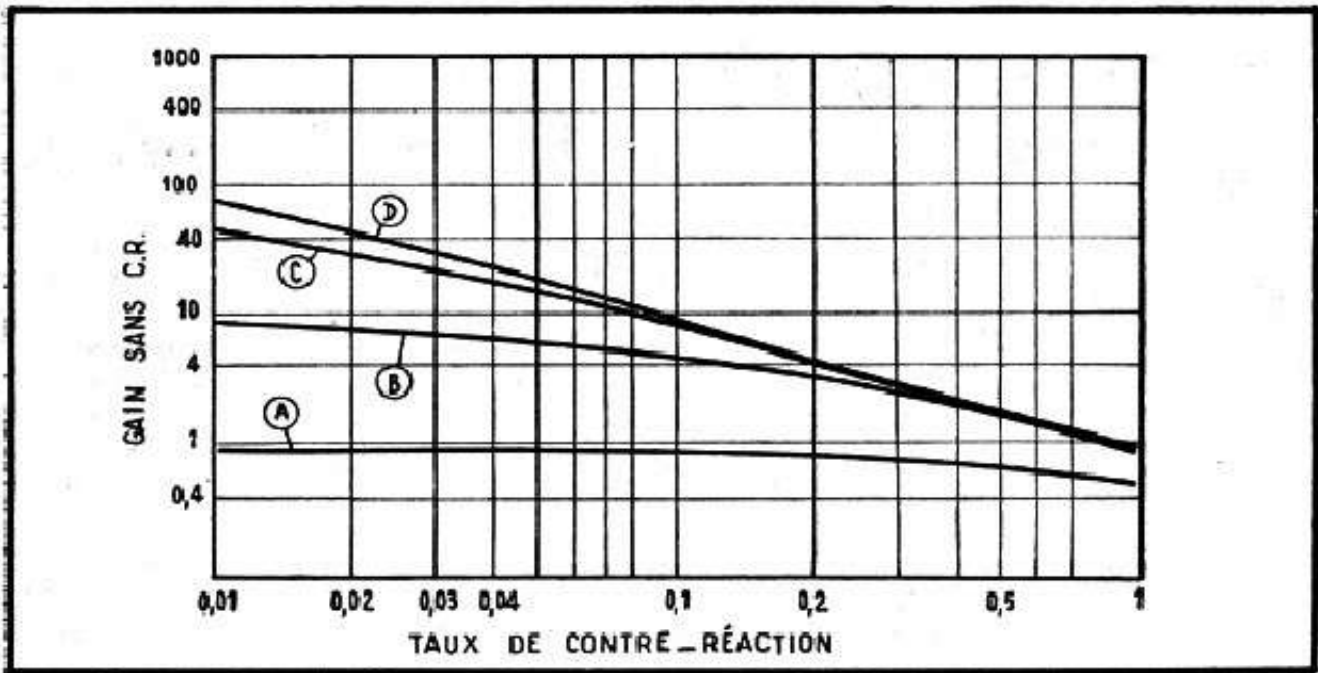


Fig. 42-11. — Courbes montrant la variation du gain suivant le taux de contre-réaction.



La figure 42-9 montre la variation du gain pour un taux de 10 %.

2. — Lorsque le taux est de 1 (fig. 42-10), le gain résultant reste constamment inférieur à l'unité, mais s'en rapproche suffisamment pour y être assimilé aussitôt que le gain sans CR dépasse 40.

3. — Il en résulte que si dans un amplificateur assez fortement contre-réactionné ($t = 10 \%$, par exemple), et dont le gain sans CR est de 1000, nous remplaçons la première lampe par une autre, amplifiant beaucoup moins, de sorte que le gain, toujours sans CR, ne soit plus que de 100, le résultat obtenu sera pratiquement le même (courbes C et D de la figure 42-11).

On pourra s'étonner, peut-être, de nous voir passer sous silence la qualité, généralement mise en avant, de la contre-réaction : réduction de la distorsion.

Il est certain que la contre-réaction, en général (mais pas toujours !), réduit les distorsions, mais cet avantage se trouve être bien moins spectaculaire que la diminution du gain. Dans n'importe quel récepteur ou amplificateur soigneusement réalisé, avec du bon matériel, la distorsion, à puissance moyenne, est le plus souvent imperceptible à l'oreille. L'introduction d'une contre-réaction n'y change donc pas grand-chose, mais ce que l'on remarque immédiatement c'est une baisse de puissance.

COMMENT AGIR SUR LA TONALITÉ PAR LA CONTRE-RÉACTION

Contre-réaction et tonalité.

La contre-réaction, dont nous avons vu le principe et les particularités, s'emploie surtout, dans les récepteurs modernes, comme moyen d'action sur la tonalité, sous forme de systèmes fixes ou variables.

Nous savons maintenant que l'application d'une contre-réaction dans sa forme simple, réduit uniformément le gain d'un amplificateur, du moins tant que ce gain lui-même est uniforme. Si nous voulons agir sur la tonalité, c'est-à-dire favoriser telle ou telle plage de fréquences, ou creuser le médium, par exemple, il nous faut imaginer des dispositifs de contre-réaction dont le taux varie, et dans le sens voulu, avec la fréquence.

Autrement dit, si nous voulons favoriser les graves, nous devons « contre-réactionner » les aigus, afin de diminuer le gain sur ces fréquences seulement. Inversement, pour faire ressortir les aigus, on applique une contre-réaction agissant uniquement sur les graves.

Par conséquent dans le premier cas (tonalité grave), nous devons avoir un circuit de contre-réaction qui « passe » surtout les aigus. Dans le deuxième cas (tonalité aiguë), le circuit de contre-réaction devra « passer » surtout les graves. Les figures 43-1 et 43-2 illustrent ce que nous venons de dire.

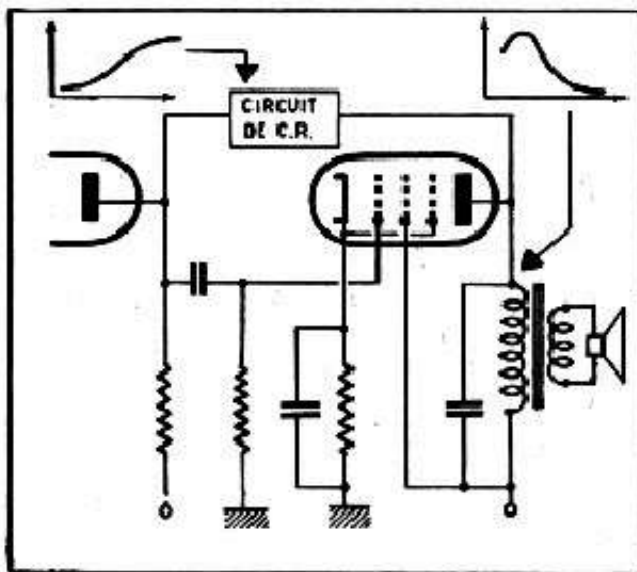


Fig. 43-1. — Pour obtenir une tonalité grave, il faut que le circuit de contre-réaction « passe » surtout les aigus.

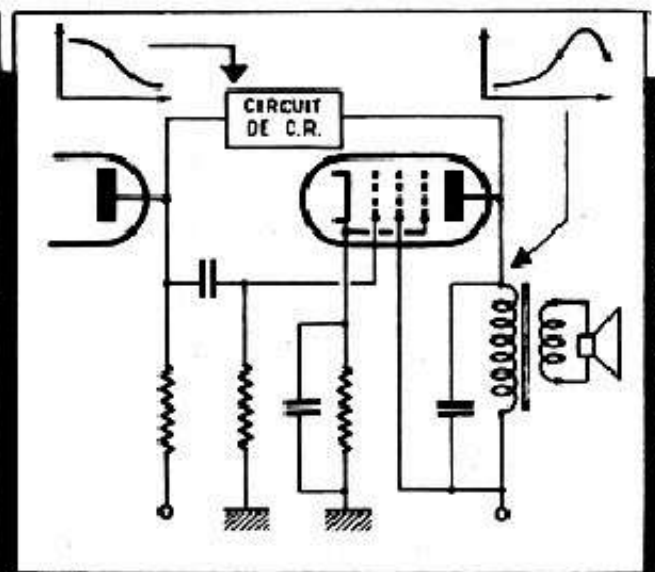


Fig. 43-2. — Pour obtenir une tonalité aiguë, il faut que le circuit de contre-réaction « passe » surtout les graves.

On comprendra de même qu'un circuit tel que le filtre en T ponté qui, normalement, creuse le médium, favorisera ce même médium si nous l'utilisons en contre-réaction.

En un mot, et c'est là que les débutants trébuchent en général, l'action des différents circuits à résistances-capacités, que nous connaissons jusqu'à maintenant comme éléments de liaison B.F., est inverse en contre-réaction.

Par exemple, un circuit comportant une faible capacité en série nous donnera une tonalité aiguë en liaison et, au contraire, favorisera les graves en contre-réaction.

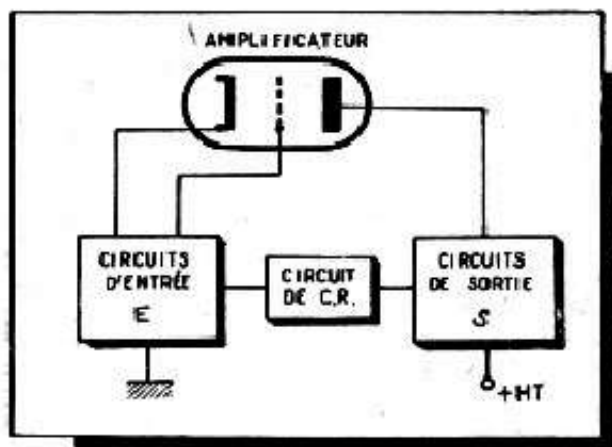
Comme, par ailleurs, rien ne nous empêche de concevoir un circuit de contre-réaction commutable, ou variable d'une façon continue, nous avons, à notre disposition, un moyen commode d'agir sur la tonalité.

Principe de la contre-réaction dépendant de la fréquence.

Encore une fois, dans tout ce qui suit, nous négligeons systématiquement le déphasage introduit forcément par les circuits de contre-réaction comportant des éléments dépendant de la fréquence. Nous n'avons pas à nous occuper du calcul « au poil » d'un système de contre-réaction, mais cherchons simplement à dégrossir le problème et à familiariser les techniciens avec l'ordre de grandeur des éléments en jeu et avec le sens de leur action.

Cependant, nous croyons utile de mettre les lecteurs en garde contre l'emploi in-

Fig. 43-3. — Représentation schématique d'un amplificateur avec contre-réaction.



considéré de circuits contre-réactifs trop complexes, comportant une multitude de condensateurs et de résistances en série et en parallèle. Cela peut amener des résultats inattendus et transformer notre amplificateur en un magnifique oscillateur à résistances-capacités qui, ne l'oublions pas, n'est autre chose qu'un amplificateur dont la sortie est reliée à l'entrée par un circuit déphaseur.

Donc, soyons prudents et modestes et contentons-nous de circuits simples et classiques, dont nous connaissons le comportement d'après ce que nous avons vu à propos des liaisons B.F. et de la tonalité variable.

Pour agir sur la tonalité par la contre-réaction, nous introduisons donc, entre la sortie et l'entrée d'un amplificateur quelconque, qui peut comporter un seul ou deux étages, un circuit dont l'impédance varie avec la fréquence, dans le sens voulu (fig. 43-3). Le système de contre-réaction peut être absolument quelconque, le principe reste valable quel que soit le mode d'application, et c'est seulement la valeur relative des éléments constitutants qui change.

Quelques circuits classiques.

En introduisant donc entre S (sortie) et E (entrée) de la figure 43-3 l'un des six circuits de la figure 43-4, nous obtiendrons une correction de tonalité dont les courbes correspondantes nous montrent l'allure. Il est bien entendu que le résultat final dépend essentiellement de la courbe de réponse de l'amplificateur en l'absence de contre-réaction et les six courbes de la figure 43-4 supposent, pour simplifier, que la courbe de réponse primitive est sensiblement horizontale entre 50 et 5000 hertz, ce qui n'est jamais vrai en réalité.

Voyons donc en détail ces différents circuits, en notant que R_1 , ainsi que C_1 pour certains, constituent la portion du circuit d'entrée sur laquelle agit la tension de contre-réaction, les autres éléments assurant le couplage entre la sortie (S) et l'entrée (E).

1. — Le circuit 43-4a procure un net affaiblissement des fréquences élevées, d'autant plus marqué que la capacitance de C_2 est moins élevée par rapport à la valeur de R_1 . La courbe correspondante a été tracée en supposant que la capacitance de C_2 , à 5000 Hz, est égale à 10 fois la valeur de R_1 , le gain de l'amplificateur étant de 250.

2. — Le circuit 43-4b est le même que le précédent, mais une résistance (R_2) est introduite en série avec C_2 . Les fréquences élevées sont moins affaiblies que dans le cas 43-4a, et nous pouvons agir sur leur niveau en modifiant la valeur de R_2 . Sans toucher à la valeur de C_2 , l'affaiblissement des aigus est d'autant plus sensible que la valeur de R_2 est moins élevée par rapport à celle de R_1 . La courbe correspondante a été tracée en supposant $R_2 = 10 R_1 =$ la capacitance de C_2 à 5000 Hz. Gain de l'amplificateur = 250.

3. — Le circuit 43-4c fait appel à une combinaison « parallèle » de R_2 et C_2 . De ce fait, la contre-réaction s'exerce d'une façon sensible même aux fréquences basses, mais le taux reste néanmoins plus élevé aux fréquences élevées, dont le niveau se trouve affaibli d'autant. La courbe correspondante a été tracée en supposant $R_2 =$ capacitance de C_2 à 5000 Hz = $10 R_1$.

4. — Le circuit 43-4d est le même que ci-dessus, mais le taux de contre-réaction aux fréquences basses est réduit par l'introduction d'une résistance série R_3 . Il y a donc un peu plus de graves que dans la courbe 43-4c.

5. — Le circuit 43-4e favorise les aigus, car le taux de contre-réaction aux fréquences élevées est d'autant plus faible que la capacitance de C_1 est plus petite par rapport à R_2 . La courbe correspondante a été tracée en supposant :

$$\text{Capacitance } C_1 \text{ à 5000 hertz} = 0,01R_1 ; R_2 = 10 R_1.$$

6. — Le circuit 43-4f peut être utilisé pour creuser le médium, la fréquence du « creux » étant déterminée par la relation que nous avons déjà indiquée :

$$f = \frac{1}{6,28 \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}},$$

f étant en hertz, R en megohms et C en microfarad. Il est évident que ce montage permet également, en combinant en conséquence les différentes valeurs, d'agir aussi soit sur les graves, soit sur les aigus.

L'ordre de grandeur des éléments.

La valeur relative des éléments d'un circuit de contre-réaction dépend de l'effet à obtenir, tandis que la valeur absolue des éléments de couplage est subordonnée à la valeur des éléments tels que R_1 et C_1 .

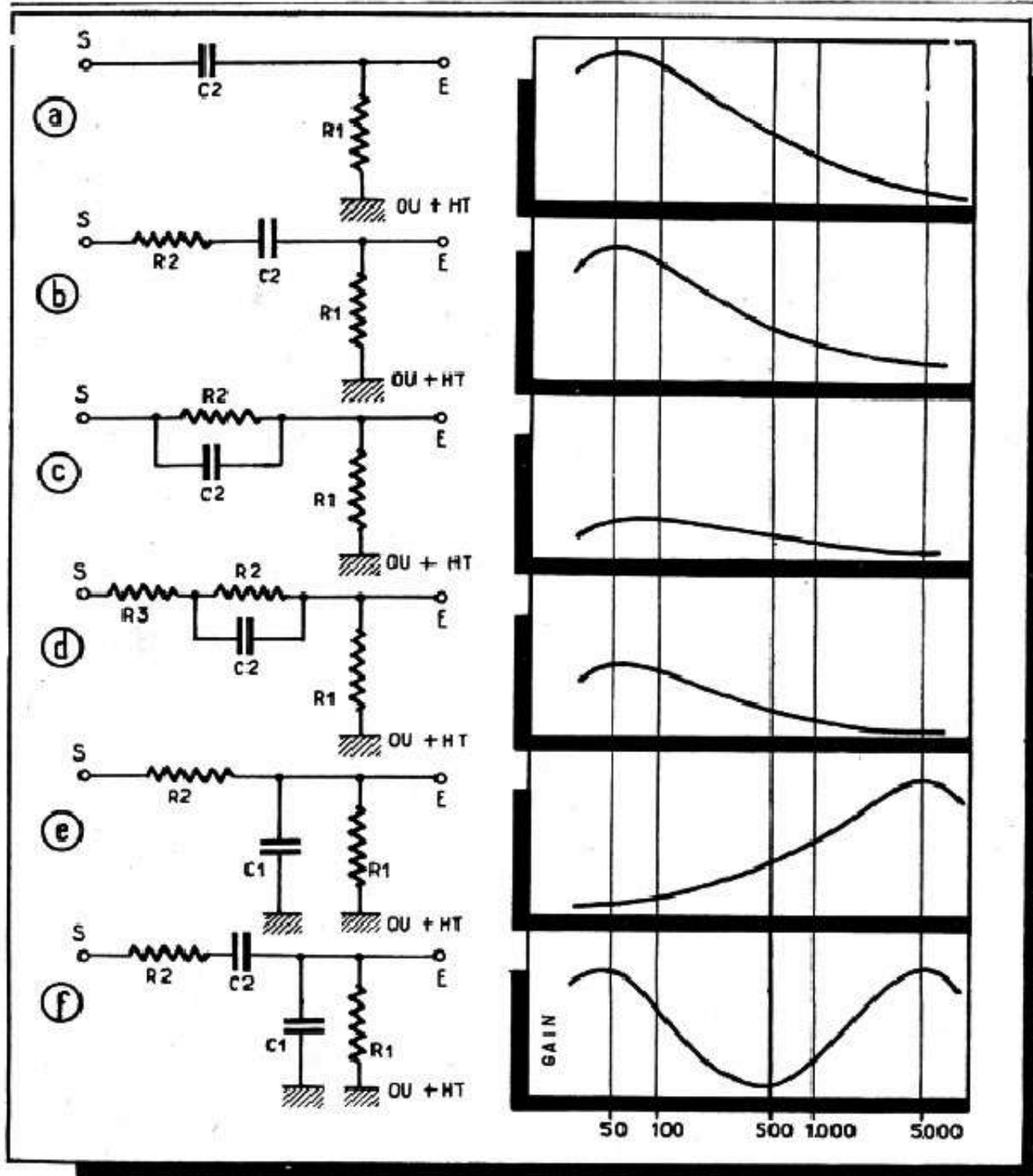


Fig. 43-4. — Différents circuits de base que l'on peut utiliser et l'allure des courbes qu'ils permettent d'obtenir.

Expliquons-nous en prenant un cas très simple, celui de la figure 43-4a. La contre-réaction, dans ce cas, se trouve appliquée aux bornes de la résistance R_1 qui peut être, suivant le montage, la résistance de charge de la lampe préamplificatrice B.F., la résistance de cathode de la lampe finale ou préamplificatrice, une portion de la résistance de fuite de grille, etc.

Dans la première hypothèse nous aurons le montage de la figure 43-5, mais la résistance équivalente à R_1 du circuit 43-4a est, en fait, constituée par l'ensemble $R_1 - C_3 - R_3$ que nous assimilerons, pour simplifier, à R_1 en parallèle sur R_3 . On obtient

ainsi, pour la plupart des montages, une valeur de 100 000 à 200 000 ohms, du moins lorsque la préamplificatrice est une pentode.

Supposons maintenant que, dans un tel montage, nous voulions introduire une contre-réaction au taux de 10 % à 5000 Hz. Il faut donc que la capacitance de C_2 soit, à cette fréquence, sensiblement 10 fois plus élevée que l'ensemble $R_1 + R_3$. Quelle est donc la capacité dont la capacitance est de 1 à 2 M Ω à cette fréquence ?

Les tableaux que nous avons déjà publiés ou, simplement, un rapide calcul, nous donneront, comme valeur de C_2 , 20 à 25 pF.

A remarquer que si la préamplificatrice est une triode, la résistance de charge équivalente peut descendre à quelque 20 000 Ω , de sorte que la capacitance de C_2 devra être de 200 k Ω à 5000 Hz, ce qui correspond sensiblement à 150 pF.

Prenons maintenant le cas où R_1 est la résistance de cathode de la préamplificatrice B.F. (fig. 43-6), dont la valeur est généralement de l'ordre de 1000 à 2000 ohms.

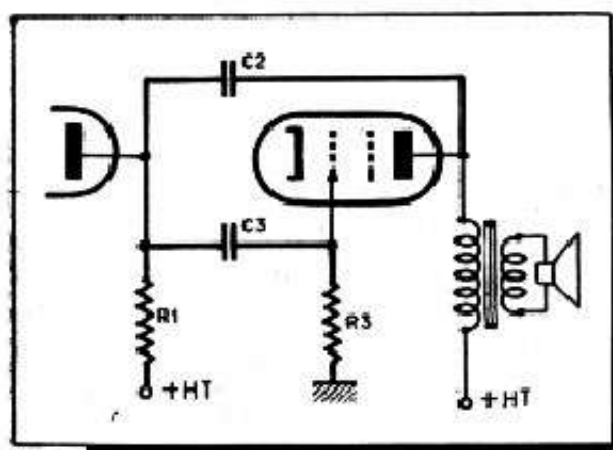


Fig. 43-5. — Contre-réaction très simple, par capacité C_2 entre la sortie et l'entrée. Les aiguës sont atténuées.

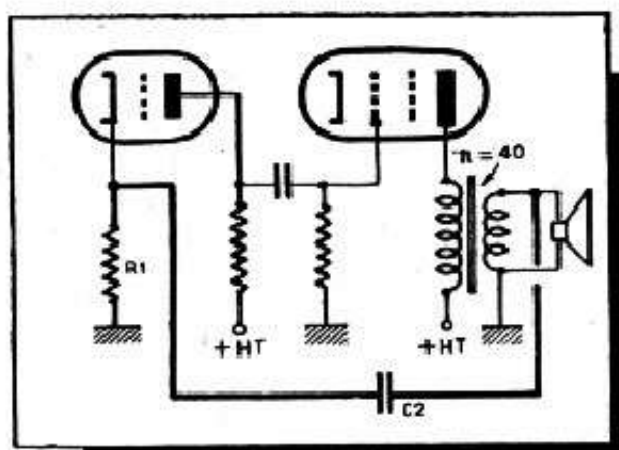


Fig. 43-6. — La capacité C_2 de couplage est ici placée entre le secondaire du transformateur de sortie et la cathode de la préamplificatrice.

Il ne nous est guère possible de prélever la tension de contre-réaction sur la plaque de la lampe finale, car, comme nous le verrons, la valeur de C_2 sera suffisamment élevée pour « abrutir » complètement le primaire du transformateur de sortie. Nous réaliserons donc le montage entre le secondaire de ce transformateur et la résistance R_1 . Si le taux réel, à 5000 Hz, doit être de 2 % environ, par exemple, le taux par rapport au secondaire, avec un transformateur de rapport $n = 40$, devra être de $2 \times 40 = 80$ %, ce qui nous conduit à avoir un condensateur (C_2) dont la capacitance à 5000 Hz est de 700-800 ohms environ, capacitance qui correspond à 50 000 pF à peu près.

Bien souvent, la valeur de R_1 dans un schéma tel que celui de la figure 43-6, est encore plus faible, car on n'applique la contre-réaction que sur une portion de la résistance de cathode. La valeur de C_2 sera alors plus élevée.

Nous allons maintenant analyser quelques schémas empruntés aux récepteurs industriels de marques connues, ce qui nous permettra de nous familiariser mieux avec l'ordre de grandeur des éléments.

Quelques schémas pratiques.

La figure 43-7 nous montre un schéma très simple, qui, à première vue peut paraître « aperiodique », puisque l'élément de couplage (R_2) est une résistance pure, donc

indépendante de fréquence. Cependant, un examen plus attentif nous révèle la présence de C_1 qui shunte, en fait, l'ensemble R_1-R_2 . Par conséquent, le circuit entier correspond à la figure 43-4e et nous fait prévoir un léger relèvement des aiguës.

A titre de curiosité évaluons approximativement le taux de contre-réaction à 5000 et à 1000 Hz.

A 5000 Hz l'impédance de la branche $C_1-R_1-R_2$ est sensiblement de 120 000 ohms et le taux sera donc de :

$$\frac{120\ 000}{1\ 120\ 000} = 0,107,$$

c'est-à-dire pratiquement de 10 %.

A 1000 Hz, l'influence de C_1 ne se fait presque plus sentir et l'impédance de la branche correspondante devient, à peu près, de 180 000 ohms. Le même calcul que ci-dessus nous donnera environ 15 % comme taux de contre-réaction.

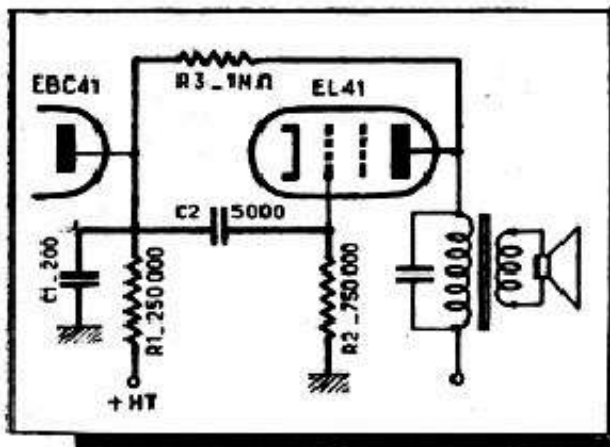


Fig. 43-7. — Le circuit de contre-réaction comporte une résistance R_1 . S'il existe une capacité telle que C_1 , les aiguës sont favorisées.

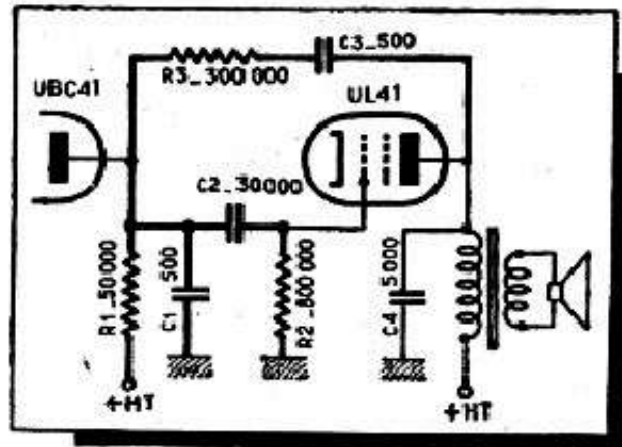


Fig. 43-8. — Le circuit de contre-réaction comprend ici un circuit série (R_3-C_3) suivi d'un circuit parallèle (R_1-C_1).

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

Voici maintenant (fig. 43-8) un montage où la présence du condensateur C_3 permet à première vue, de prévoir une réduction des aiguës. Cependant, comme dans le cas précédent, l'existence du condensateur C_1 détermine l'effet contraire, d'autant plus que la valeur de C_1 est assez élevée. L'ensemble peut être ramené au circuit 43-4f et une rapide évaluation de la fréquence de « résonance » nous la situe vers 2500 Hz. Donc le taux est maximal vers cette fréquence.

Quant à la valeur de ce taux, à 2500 Hz, nous pouvons le déterminer en faisant le rapport

$$\frac{\text{Impédance } (C_1-R_1)}{\text{Impédance } (C_1-R_1-R_3-C_3)}$$

Nous pouvons négliger l'influence de la branche C_2-R_2 , la valeur de R_2 étant considérablement plus élevée que celle de R_1 .

Un calcul rapide nous montrera que ce taux est de l'ordre de 15 %.

Encore à propos du montage de la figure 43-8. En augmentant la valeur des éléments C_1 , C_3 , R_1 et R_3 , nous déplaçons la fréquence pour laquelle le taux est

maximal vers les fréquences moins élevées. En diminuant les différentes valeurs ci-dessus nous obtenons, bien entendu, l'effet contraire.

Le schéma de la figure 43-9 est beaucoup plus compliqué que les deux précédents. Sans entrer dans le détail et sans se livrer aux calculs longs et assez compliqués pour ce genre de circuits, voici quelques indications sur la façon d'en analyser approximativement le fonctionnement.

On voit que la tension de sortie est shuntée par un diviseur de tension comprenant :

- Un circuit parallèle R_5-C_4 ;
- Une résistance R_4 ;
- Un circuit parallèle $R_3-R_1-C_3$.

Pour ce dernier circuit on néglige l'influence de C_1 , dont le rôle est de relever un peu les aiguës.

On calcule donc, pour quelques fréquences, l'impédance de chaque portion, puis l'impédance totale résultant de la mise en série de ces trois portions.

Si l'on veut faire les choses convenablement, on pourra tenir compte du fait que la résistance R_1 se trouve shuntée par le circuit C_2-R_2 d'une part, et par la résistance interne de la lampe EBC41 d'autre part. La valeur résultante de la résistance R_1 sera de l'ordre de 100 000 seulement et le circuit parallèle $R_3-R_1-C_3$ se comportera comme une résistance de 350 000 ohms, en parallèle sur un condensateur de 2000 pF.

Ce qui nous intéresse, c'est de savoir comment varie, en fonction de la fréquence, la tension sur la plaque de la EBC41, c'est-à-dire aux bornes de R_1 . Cette tension sera calculée en considérant celle qui existe aux bornes de l'impédance $R_3-R_1-C_3$ et en admettant qu'elle se trouve divisée dans le rapport des résistances R_1 et R_3 .

On se rendra compte que le taux de contre-réaction est maximal vers 300-400 hertz.

Voici maintenant (fig. 43-10) un schéma un peu différent, où la tension de contre-réaction, empruntée au secondaire du transformateur de sortie, est appliquée à une résistance (R_3) à la base du potentiomètre de puissance R_2 .

La structure du circuit de contre-réaction nous montre qu'il dérive directement de la figure 43-4f et le choix des différentes valeurs rend particulièrement commode le calcul de sa fréquence propre, qui sera celle du creux, c'est-à-dire du taux maximal.

$$f = \frac{1}{6,28 \times 0,05 \times 0,003} = 1060 \text{ Hz env.}$$

Le taux réel à cette fréquence est de t/n pour cent, n étant le rapport du transformateur de sortie, et t défini par le rapport

$$t = \frac{\text{Impédance } (R_3-C_2)}{\text{Impédance } (R_4-C_3-R_3-C_2)}$$

Comme dans les schémas précédents, la diminution des valeurs R ou C entraîne un déplacement du « creux » vers les fréquences supérieures.

Dispositifs réglables.

Il est parfaitement possible, en faisant varier la valeur de l'un des éléments du circuit de contre-réaction, d'obtenir un taux variable et par là agir sur le relèvement de telle ou telle extrémité de la bande.

Un schéma très simple est celui de la figure 43-11 où le potentiomètre R_6 commande le niveau des aiguës. En effet, la tension de sortie, prélevée sur le primaire du trans-

Fig. 43-9. — Exemple pratique d'un circuit de contre-réaction appliqué à un montage courant, utilisant les tubes EBC41 et EL41.

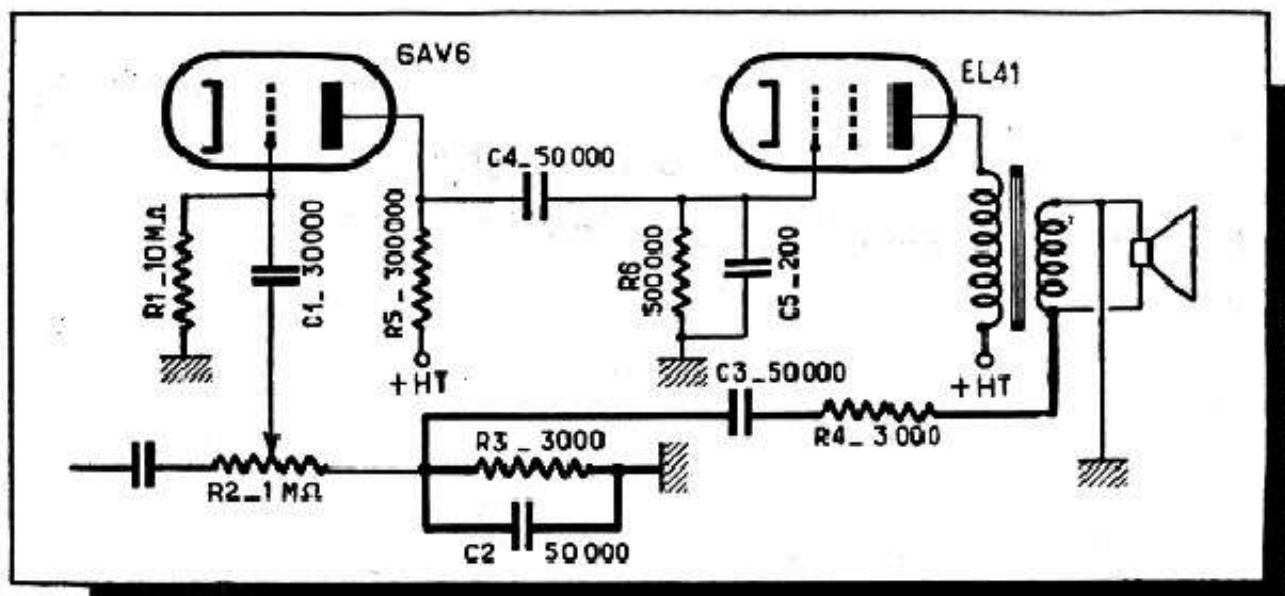
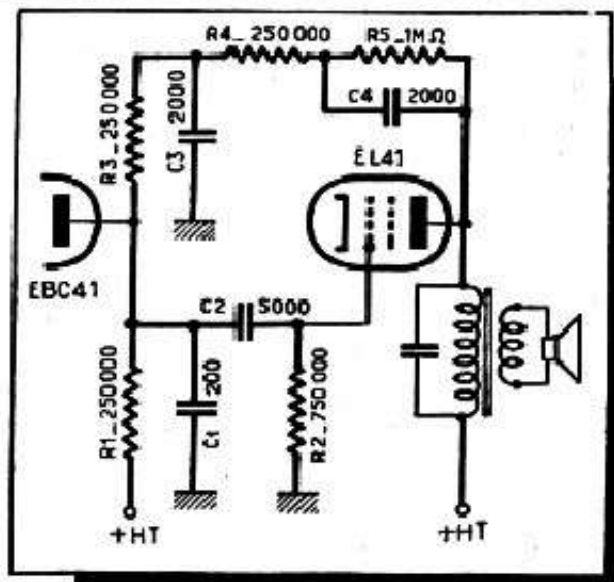


Fig. 43-10 (ci-dessus). — Système de contre-réaction comportant un circuit parallèle. Le médium est creusé.

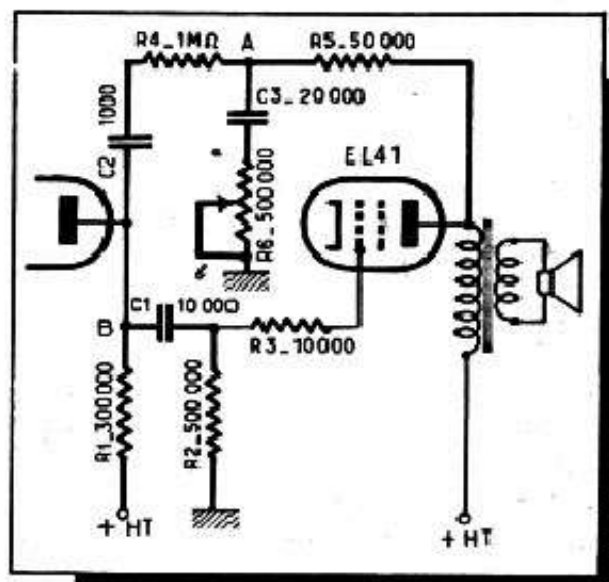


Fig. 43-11. — Circuit de contre-réaction permettant de faire varier le taux à certaines fréquences (commande de tonalité).

formateur, est subdivisée par le pont $R_3-C_3-C_6$. Or, à cause de la présence de la capacité C_3 , la tension au point A dépend de la fréquence et se trouve d'autant plus faible que cette fréquence est plus élevée, et que la résistance R_6 , en série avec C_3 , est plus faible.

Le montage qui suit ($R_4-C_2-R_1$) est classique et correspond à ce que nous avons déjà vu à propos de la figure 43-8.

Pour apprécier l'influence du potentiomètre R_6 , on calcule le taux de contre-réaction pour 5000, 1000 et 500 hertz, d'une part pour le curseur de R_6 en *a*, et d'autre part pour ce curseur en *b*.

Pour calculer le taux on procède comme pour le schéma de la figure 43-9. Autrement dit on calcule d'abord l'impédance totale du circuit composé de la résistance R_3 et de deux branches parallèles :

$$C_3-R_6 \\ \text{et } R_4-C_2-R_1.$$

Ensuite on considère le diviseur de tension $R_4-C_2-R_1$, qui subdivise dans un certain rapport la tension existant en A.

Lorsque le curseur du R_6 est en *a*, l'impédance de la branche C_3-R_6 est pratiquement égale à la capacité de C_3 . Cette capacité, en parallèle sur la branche $R_4-C_2-R_1$, rend l'impédance totale des deux branches parallèles sensiblement égale à la capacité de C_3 .

Il est donc à prévoir que la tension en A suivra cette capacité et sera plus élevée aux fréquences basses. Mais la tension au point B varie en sens inverse, car l'impédance de la branche $R_4-C_2-R_1$ est plus élevée aux fréquences basses à cause

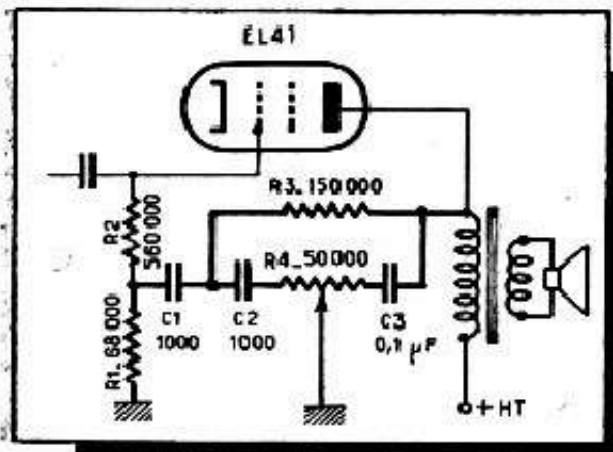


Fig. 43-12. — Encore un circuit de contre-réaction à taux variable à certaines fréquences

de la présence de C_2 . Il en résultera une certaine fréquence, vers 200-300 hertz, où le taux de contre-réaction sera maximal. Mais de toute façon les aiguës sont beaucoup moins « contre-réactionnées » que les graves.

Un raisonnement analogue nous montrera que les aiguës sont atténuées lorsque le curseur du potentiomètre R_6 vient en *b*.

Voyons, pour finir, un autre schéma (fig. 43-12), qui est une combinaison d'une contre-réaction à taux variable et d'un « étouffeur d'aiguës ».

En effet, lorsque le curseur du potentiomètre R_4 est poussé vers C_3 , le primaire du transformateur de sortie se trouve shunté par C_3 et les aiguës sont complètement étouffées. C'est le système archi-classique de tonalité variable que nous connaissons depuis longtemps.

Mais, concurremment avec ce système, nous avons un circuit de contre-réaction qui renvoie une portion de la tension de sortie sur une portion (R_1) de la résistance de fuite de grille.

Le primaire est, en fait, shunté par $R_3-C_2-R_4$, circuit dont l'impédance est variable avec la fréquence et avec la position de R_4 . Ce qui nous intéresse, c'est la tension au point commun de C_1 et de C_2 , et nous voyons que cette tension est toujours plus élevée pour les fréquences basses, quelle que soit la position du curseur du R_4 . Donc, aiguës favorisées.

Cependant, le circuit suivant C_1-R_1 , favorise les graves, ce qui laisse prévoir une courbe résultante avec un creux dans le médium.

Nous espérons que ces quelques indications, sommaires et incomplètes par la force des choses, permettront à chacun de se retrouver dans les innombrables schémas de contre-réaction qui peuvent toujours se réduire, plus ou moins facilement, à quelques schémas-types que nous avons examinés.

Disons encore qu'il est prudent, pour avoir l'aspect complet d'une « réponse », de faire le calcul pour plusieurs fréquences, entre 100 et 5000 Hz, par exemple, et cela est surtout indiqué lorsque le circuit de contre-réaction comporte une association plus ou moins complexe de circuits série et parallèle. Plus tard, avec un peu d'habitude et d'expérience, on arrive facilement à « sentir » le comportement de tel ou tel circuit, sans aucun calcul, mais au début, ce petit exercice, assez long, mais nullement compliqué, est nécessaire.

Enfin, nous voudrions mettre nos lecteurs en garde contre l'emploi simultané de circuits correcteurs B, F. dans les liaisons et d'une contre-réaction également « correctrice ». On arrive à accumuler de tels déphasages de part et d'autre que le résultat final est souvent décevant.



CONTRE-RÉACTION ET DISPOSITIFS DE TONALITÉ VARIABLE

Contre-réaction en intensité.

Nous avons dit plus haut que la contre-réaction en intensité, dont nous avons brièvement expliqué le principe, n'était que très rarement utilisée dans les récepteurs. Le seul schéma que l'on voit parfois, avec quelques variantes, est celui de la figure 44-1, qui consiste tout simplement à supprimer le condensateur électrochimique shuntant la résistance de polarisation cathodique R_1 .

Le taux ainsi obtenu reste très faible, car R_1 fait alors partie du circuit de sortie, dont l'impédance entre en ligne de compte pour le calcul de ce taux. Or, cette impédance, avec une EL41, est de 7000 ohms, ce qui nous donne, comme taux de contre-réaction

$$f = \frac{170}{7000 + 170} = 0,024 \text{ env., soit } 2,4 \text{ \%}.$$

Comme cette contre-réaction ne s'exerce que sur l'étage final, dont le gain n'est jamais très élevé (20 à 60), son effet n'est jamais très marqué.

Parfois on a recours à un schéma combiné, comme celui de la figure 44-2, où la contre-réaction en intensité est combinée avec une autre en tension. En effet, le condensateur C_4 et la résistance R_1 forment un diviseur de tension, en parallèle sur la

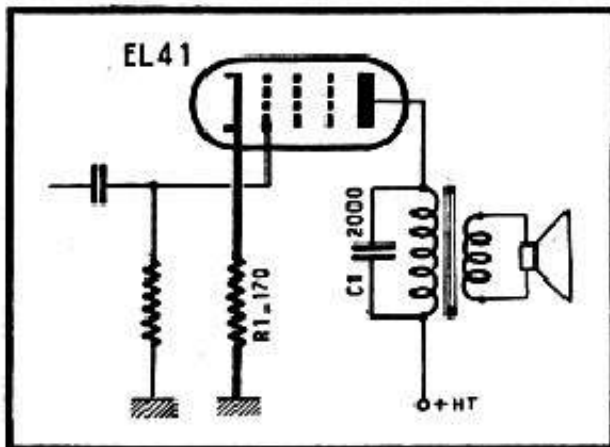


Fig. 44-1. — Contre-réaction en intensité très simple : on supprime le condensateur shuntant R_1 .

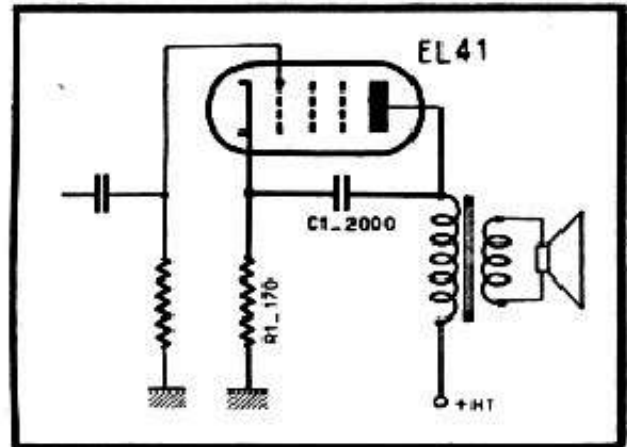


Fig. 44-2. — Contre-réaction en intensité combinée avec une contre-réaction en tension par C_4 .

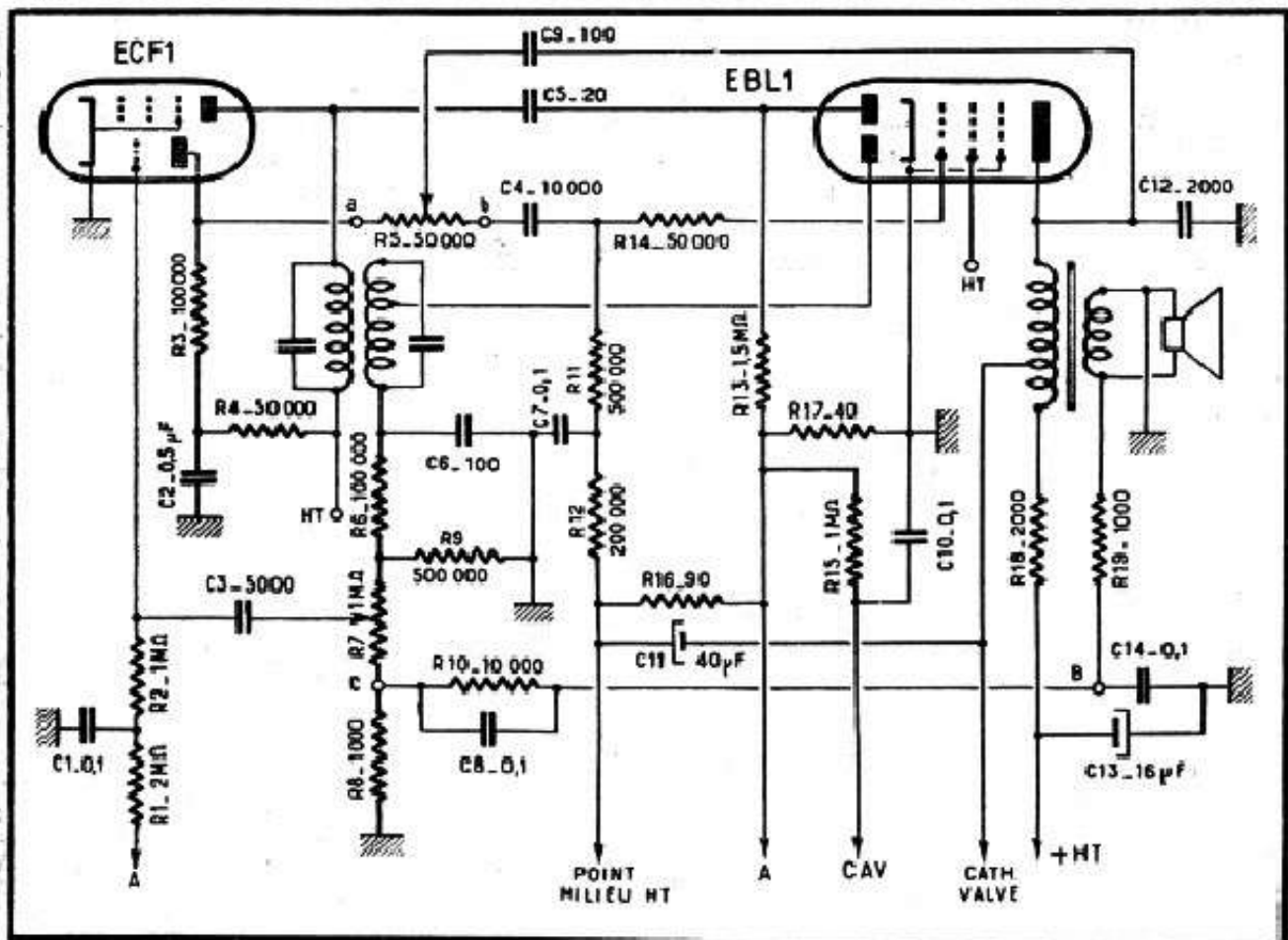


Fig. 44-3. — Schéma de la partie B.F. d'un récepteur utilisant un double circuit de contre-réaction.

charge de sortie. Le taux (en tension) reste négligeable aux fréquences basses, car la capacitance de C_1 est alors énorme (de l'ordre de 800 000 ohms à 100 Hz), mais devient tout de même « appréciable » aux fréquences très élevées. Donc, légère atténuation de ces dernières.

Contre-réaction multiple.

Il n'est nullement interdit de faire appel à plusieurs systèmes de contre-réaction simultanément. Par exemple, la contre-réaction en intensité de la figure 44-1 peut fort bien se trouver complétée par une contre-réaction en tension. Cette dernière agira de préférence sur les aiguës pour rétablir l'équilibre avec les basses, sacrifiées un peu par suite de l'absence du condensateur shunt sur R_1 .

Mais d'une façon générale deux circuits différents de contre-réaction peuvent parfaitement coexister et le schéma de la figure 44-3 nous en donne un exemple. Il est évident que ce schéma peut être étendu à toute autre combinaison de lampes.

Nous voyons donc qu'il existe d'abord un circuit de contre-réaction fixe, renvoyant la tension de sortie, prélevée sur le secondaire du transformateur de sortie, à la base du potentiomètre R_7 , c'est-à-dire, pratiquement, sur la grille de l'élément triode de la ECF1. Le circuit comprend d'abord un diviseur de tension R_{19} - C_{14} , placé en parallèle sur le secondaire. On se rend immédiatement compte que la présence du

condensateur C_{14} placé « vers la masse », détermine, au point B, une tension alternative d'autant plus élevée que la fréquence est plus basse.

Cependant, les éléments suivants, R_8 - R_{10} - C_8 constituent un autre diviseur de tension, cette fois-ci en parallèle sur C_{14} , et le circuit parallèle R_{10} - C_8 détermine, au point C, une tension d'autant plus forte que la fréquence est plus élevée. La variation, en sens opposé en fonction de la fréquence, des tensions en B et en C, fait prévoir qu'il existe une certaine fréquence moyenne pour laquelle le taux de contre-réaction est maximal. Autrement dit, l'action du circuit tout entier tend à creuser le médium.

Nous avons voulu vérifier cette prévision théorique par une expérience pratique, en réalisant le dispositif du schéma de la figure 44-3 sur un « tous-courants » classique, comportant les lampes ECF1 et CBL6, et dont la courbe A de la figure 44-4 traduit la réponse sans aucune correction...

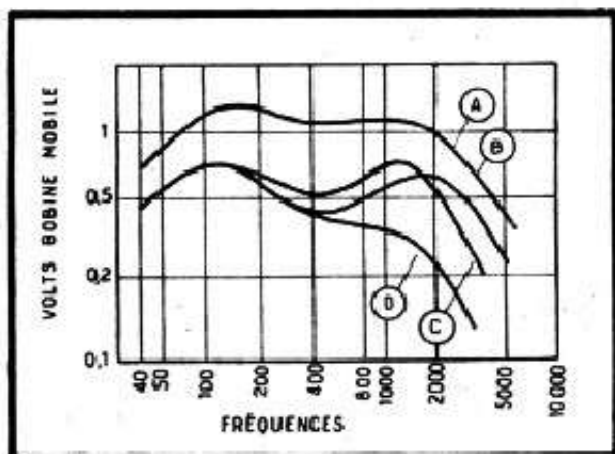


Fig. 44-4. — Différentes courbes de réponse obtenues avec le schéma de la figure 44-3.

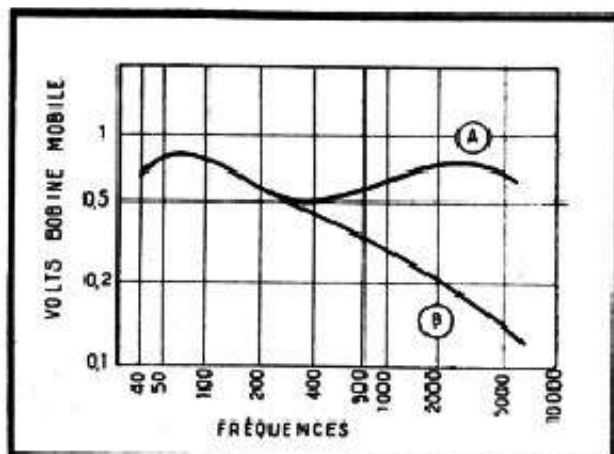


Fig. 44-6. — Courbes de réponse obtenues pour les positions extrêmes du potentiomètre de la figure 44-5.

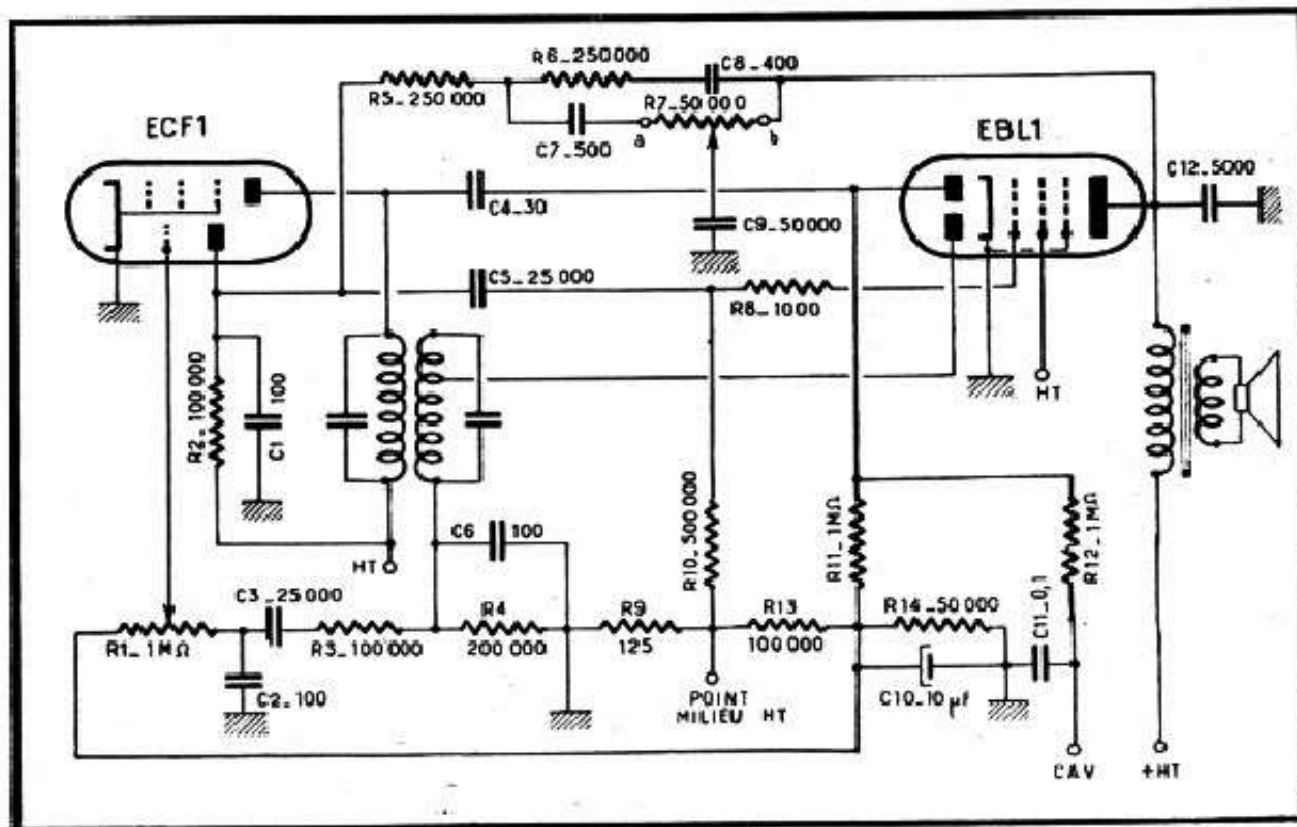


Fig. 44-5. — Schéma de la partie B.F. d'un récepteur utilisant un circuit de contre-réaction à taux variable aux fréquences élevées.

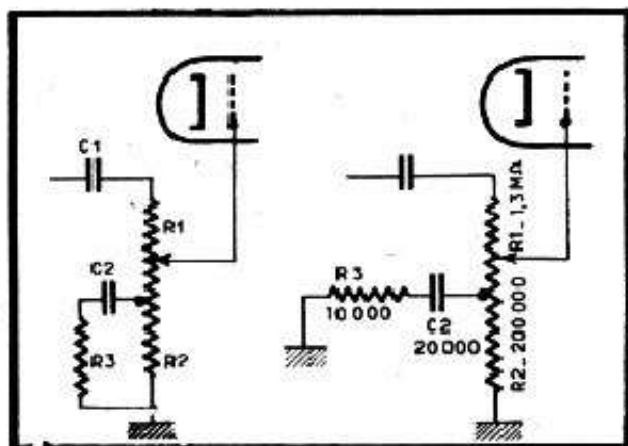
L'introduction de la contre-réaction nous a donné la courbe B de la figure 44-4, et on voit que le médium est nettement creusé, avec un minimum situé vers 500 hertz.

Passons maintenant au second circuit de contre-réaction, celui-ci variable, qui reporte une portion de la tension de sortie, prélevée sur la plaque de la lampe finale, sur la plaque de l'élément triode de la ECF1. Nous y voyons le condensateur C_p et le potentiomètre R_p .

Il est évident que la manœuvre de ce dernier modifiera le taux de contre-réaction, qui n'est d'ailleurs sensible que sur les fréquences élevées à cause du condensateur C_p de faible valeur. Le taux sera faible lorsque le curseur du potentiomètre est en a et plus élevé lorsqu'il est en b . Donc, tonalité plus grave en b ; moins grave en a .

Fig. 44-7 (à gauche). — Principe d'un potentiomètre comportant une prise intermédiaire et un circuit de correction.

Fig. 44-8 (à droite). — Exemple d'un potentiomètre de 1,3 M Ω de résistance totale, avec prise à 200 000 ohms et un circuit de correction R_1 - C_2 .



Ce circuit variable, monté à titre d'expérience sur le récepteur dont il a été question plus haut, nous a donné les résultats illustrés par les courbes C et D de la figure 44-4; la courbe D correspondant au curseur en b . On voit que les aigus sont très nettement atténués.

Enfin, pour en terminer avec la contre-réaction, voici encore un schéma (fig. 44-5) de contre-réaction variable, dont nous avons pu expérimenter l'efficacité et relever la courbe (fig. 44-6). Nous avons en A la courbe correspondant à la position du curseur de R_7 en a , et en B la courbe traduisant la position du curseur en b .

Correction de tonalité par potentiomètres à prise.

L'oreille humaine, organe essentiellement imparfait, est ainsi faite que la sensation auditive n'est pas la même aux différentes fréquences, surtout à faible puissance. Autrement dit, notre oreille est plus sensible aux fréquences moyennes et élevées, le maximum de sensibilité se situant entre 800 et 4000 Hz. Par conséquent, dans les conditions d'écoute où cette sensibilité est très irrégulière, c'est-à-dire à faible puissance, répétons-le, il est nécessaire de compenser le manque apparent de graves.

Chacun de nous a pu constater, en effet, que lorsqu'on écoute un récepteur ordinaire avec le potentiomètre de puissance presque au minimum, la tonalité est pauvre, sans aucun relief, justement parce qu'il n'y a pas de basses. Et cela est vrai même lorsqu'il s'agit d'un récepteur à peu près correct, à tonalité agréable à puissance normale.

Un moyen très simple, et fréquemment employé par quelques bons constructeurs, consiste à prévoir une prise sur le potentiomètre de commande de puissance, prise réunie à la masse par un circuit correcteur approprié (C_2 - R_3 , fig. 44-7). A noter que la section R_1 du potentiomètre doit être beaucoup plus grande que R_2 ; en général on a $R_1/R_2 = 4$ à 8.

En gros, le fonctionnement du dispositif est le suivant. Lorsque le curseur du potentiomètre est en haut, l'effet du circuit C_2-R_3 est négligeable. Mais lorsque le curseur se rapproche de la prise, l'atténuation des fréquences élevées (c'est-à-dire le relèvement des basses) commence à se faire sentir. L'effet est maximal dans la portion placée entre la prise et la masse.

L'efficacité du dispositif, ainsi que la valeur de ses différents éléments, se calculent, mais cela sort nettement du cadre de ce qui nous occupe et nous allons nous contenter de quelques indications pratiques, la mise au point finale pouvant se faire expérimentalement.

Avant tout il faut savoir ce que l'on trouve dans le commerce en fait de potentiomètres à prise. Le catalogue *M.C.B.* consulté, nous apprend que des potentiomètres jusqu'à 2 M Ω se fabriquent avec une prise située entre le cinquième et le dixième de la valeur totale, sans préciser davantage. Mais ce qui nous importe, pour nos exemples, c'est la valeur de la résistance de la prise, soit R_2 du schéma. Par ailleurs, nous allons faire intervenir la valeur A de l'atténuation que l'on cherche à obtenir lorsque le curseur se trouve sur la prise. Cette atténuation n'est autre chose que le rapport des impédances du circuit $R_2-C_2-R_3$ à deux fréquences, par exemple à 100 et 400 hertz. On dira que l'atténuation est de 3 lorsque l'impédance de cette branche à 100 Hz est 3 fois plus élevée que l'impédance à 400 Hz. Donc, plus A est grand, plus les basses sont relevées.

Le calcul des éléments C_2 et R_3 se fera en deux temps. Tout d'abord, connaissant la valeur de R_2 , ou ayant mesuré cette résistance si elle nous est inconnue, nous cherchons dans le premier tableau (tableau 44-1) la valeur de R_3 en fonction de l'atténuation A que nous nous donnons d'avance bien entendu.

Ensuite dans le tableau (44-2) nous cherchons la valeur de C_2 correspondant à la valeur de R_3 trouvée et à la valeur de R_2 dont nous disposons.

Tableau 44-1. — VALEUR DE R_3 EN FONCTION DE A ET DE R_2

A	Valeur de la résistance R_2 (ohms)				
	100 000	150 000	200 000	300 000	500 000
2	40 000	55 000	70 000	130 000	200 000
2,5	20 000	29 000	40 000	60 000	100 000
3	10 000	15 000	20 000	30 000	50 000
3,5	4 000	6 500	9 500	14 000	20 000
4	500	800	900	1 000	1 000

Un exemple nous fera comprendre immédiatement la façon de procéder. Soit un potentiomètre de 1,5 M Ω de résistance totale, et dont la prise se trouve à 200 000 ohms (fig. 44-8). Désirant une compensation assez énergique, nous adoptons $A = 3,5$, et le tableau (44-1) nous donne immédiatement la valeur de R_3 : 9 500 ohms, soit 10 000 ohms en chiffre rond. Dans le tableau (44-2), nous voyons qu'aux résistances $R_3 = 10 000$ ohms et $R_2 = 200 000$ ohms correspond la valeur de $C_2 = 0,018 \mu\text{F}$, soit de 18 000 pF. Nous pouvons, sans inconvénient, prendre $C_2 = 20 000$ pF.

On voit, dans certains récepteurs de classe, surtout américains ou allemands, des potentiomètres à deux prises de correction (fig. 44-9). En général, les portions R_2 et R_3 d'un tel potentiomètre constituent un dixième, chacune, de la résistance de la portion R_1 . C'est-à-dire $R_2 = R_3 = R_1/10$.

Dans ce cas, voici un procédé simple, permettant de déterminer, approximativement, la valeur des éléments R_4 , R_5 , C_1 et C_2 .

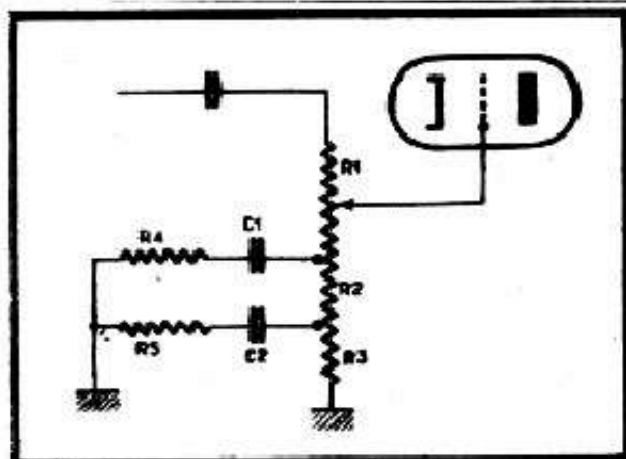


Fig. 44-9. — Principe d'un potentiomètre à deux prises et deux circuits de correction.

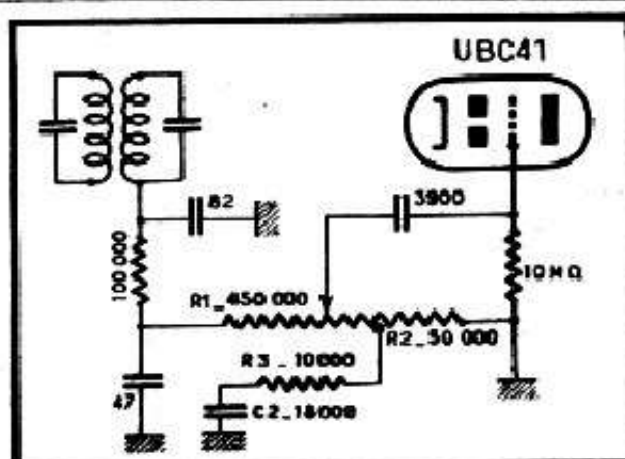


Fig. 44-10. — Potentiomètre à prise d'un récepteur « Philips » (type BF290U).

Tout d'abord, les deux résistances, R_4 et R_5 sont données par les relations

$$R_4 = 0,11 R_2 \quad \text{et} \quad R_5 = 0,125 R_2.$$

Ensuite, nous calculons la valeur des deux condensateurs, en *picofarads*, en exprimant la valeur de R_2 en *mégohms*, à l'aide des formules suivantes :

$$C_1 = \frac{4000}{R_2} \quad \text{et} \quad C_2 = \frac{3900}{R_2}$$

Si nous avons, par exemple, un potentiomètre où $R_2 = R_3 = 150\,000$ ohms, soit $0,15\text{ M}\Omega$, nous aurons

$$R_4 = 0,11 \times 150\,000 = 16\,500 \text{ ohms};$$

Tableau 44-2. — VALEUR DE C_2 EN FONCTION DE R_2 ET DE R_3

R_3 (ohms)	Valeur de la résistance R_2 (ohms)				
	100 000	150 000	200 000	300 000	500 000
1 000	0,08	0,065	0,055	0,045	0,035
4 000	0,04	0,035	0,03	0,023	0,018
6 500	0,031	0,026	0,022	0,017	0,014
10 000	0,024	0,02	0,018	0,014	0,011
15 000	0,02	0,017	0,015	0,012	0,01
20 000	0,015	0,014	0,012	0,01	0,008
30 000	0,012	0,011	0,01	0,0075	0,006
40 000	0,01	0,009	0,008	0,0065	0,0055
50 000	0,009	0,0075	0,007	0,006	0,005
60 000					
70 000					
100 000					
130 000					
200 000					

Pour toutes ces valeurs de R_3 , la valeur de C_2 est comprise entre 0,007 et 0,003 μF

$$R_3 = 0,125 \times 150\,000 = 19\,000 \text{ ohms environ ;}$$

$$C_1 = 4000/0,15 = 27\,000 \text{ pF environ ;}$$

$$C_2 = 3900/0,15 = 26\,000 \text{ pF environ.}$$

Il serait intéressant de connaître également les solutions adoptées par quelques constructeurs importants. Nous avons par exemple, dans le récepteur *Philips* BF290U, un potentiomètre à prise placé en résistance de charge de détection, suivant le schéma de la figure 44-10. Les valeurs R_3 et C_2 diffèrent sensiblement de celles que nous pouvons déduire d'après nos tableaux, mais il ne faut pas oublier que ces derniers sont établis pour un certain rapport de fréquences (100 et 400 hertz) et que si on adopte un autre rapport, les différentes valeurs sont modifiées.

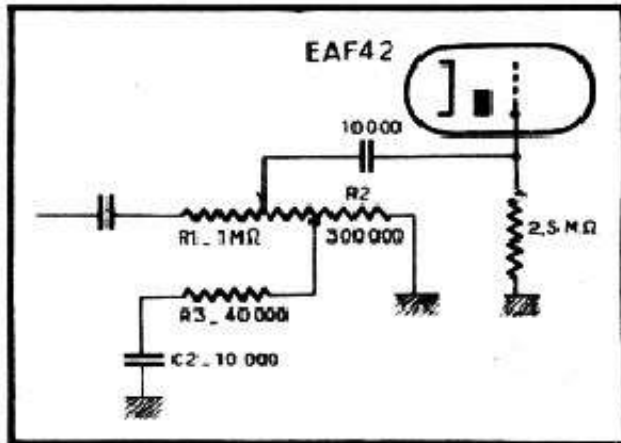


Fig. 44-11. — Potentiomètre à prise d'un récepteur « *Ducretet* » (type D1926).

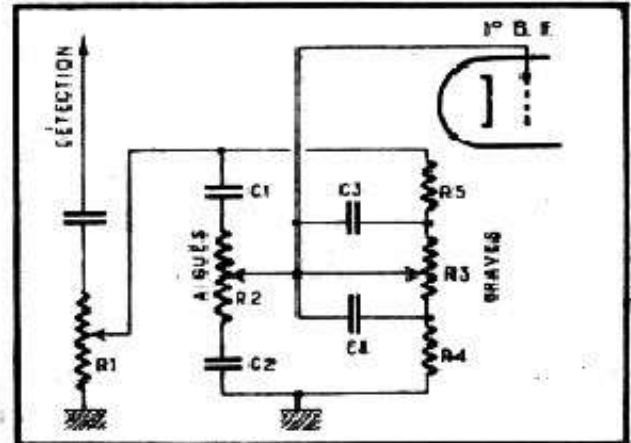


Fig. 44-12. — Système de commande de tonalité à réglage séparé des graves et des aiguës.

Le schéma de la figure 44-11, emprunté au récepteur *Ducretet* D1926, est pratiquement conforme à nos tableaux. Le potentiomètre est placé ici en élément intermédiaire entre la détection et la résistance de fuite de grille.

Quelques dispositifs de tonalité variable.

Pour résumer, en quelque sorte, tout ce que nous avons dit sur la correction de tonalité, soit par cellules à résistances-condensateurs dans les liaisons B.F., soit par contre-réaction, nous allons commenter quelques systèmes simples que nous avons eu l'occasion d'expérimenter, dont nous avons pu constater l'excellent fonctionnement ou, encore, dont nous avons pu glaner la description dans quelques revues étrangères.

Voici, tout d'abord (fig. 44-12), un système à deux potentiomètres, permettant le dosage séparé des graves et des aiguës. Un troisième potentiomètre, R_1 , agit en commande de puissance, et on a intérêt à le prendre de valeur aussi élevée que possible : 1 MΩ au moins, et, mieux, 2 à 3 MΩ.

Les deux potentiomètres de tonalité, R_2 et R_3 , sont jumelés, mais commandés séparément par deux axes concentriques. Leur valeur sera également élevée : 1 à 3 MΩ. Nous avons expérimenté ce système avec $R_2 = R_3 = 1 \text{ M}\Omega$ et son fonctionnement, très souple, nous a donné pleine satisfaction. L'ordre de grandeur des différents éléments, dont la valeur n'a, d'ailleurs, rien de critique, est le suivant :

- C_1 — 200 pF ;
- C_2, C_3 — 2 000-3 000 pF ;
- C_4 — 1 000 pF ;
- C_5 — 10 000 pF ;
- R_4 — 30 000 ohms ;
- R_5 — 250 000 à 300 000 ohms.

Le système de la figure 44-13 présente un certain avantage de n'avoir qu'un seul potentiomètre, permettant de passer progressivement de la tonalité grave à la tonalité aiguë. La valeur de R_4 sera de 500 000 ohms à 1 M Ω . La tonalité est grave lorsque le curseur est en *a* et aiguë lorsqu'il est en *b*.

La figure 44-14 représente un circuit assez complexe à deux potentiomètres R_6 et R_8 , commandés séparément, mais qui peuvent être jumelés, bien entendu, comme dans le cas de la figure 44-12. Lorsque R_8 est en *a*, nous avons le maximum d'aiguës. Lorsque

Fig. 44-13 (ci-contre). — Commande de tonalité à réglage progressif du grave à l'aigu par potentiomètre R_4 .

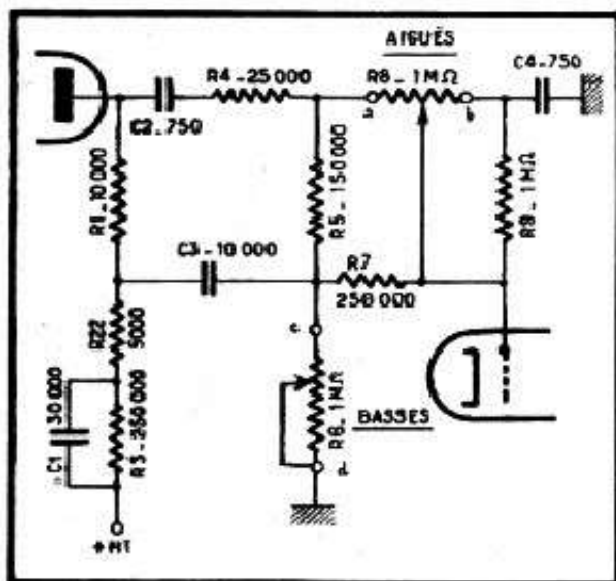
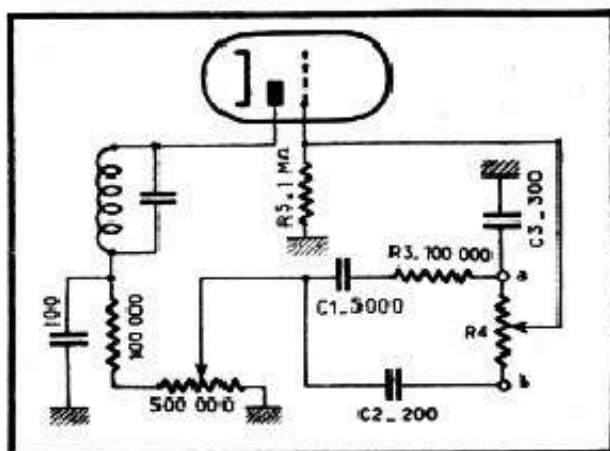


Fig. 44-14. — Système de commande de tonalité à réglage séparé des graves et des aiguës.

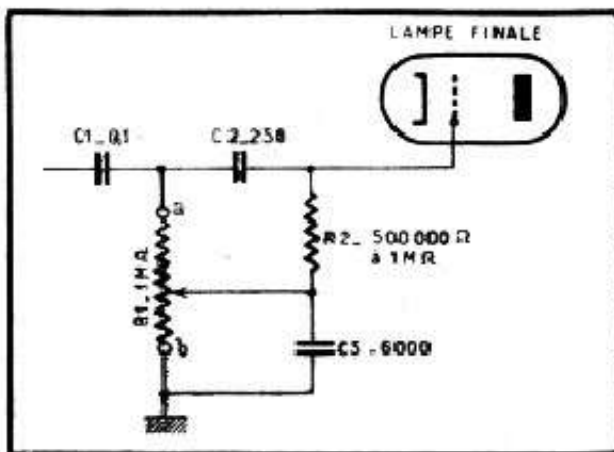


Fig. 44-15. — Système de commande de tonalité progressif par un seul potentiomètre.

R_6 est en *a*, nous avons le maximum de graves. Ce schéma a été emprunté à une revue américaine et son auteur en dit le plus grand bien. D'après lui, les deux actions sont complètement séparées, sans aucune influence l'une sur l'autre.

Un schéma très simple est celui de la figure 44-15, que nous avons souvent essayé et qui fonctionne fort bien. Lorsque le curseur est en *a*, la tonalité est grave. Pour le curseur en *b*, elle est aiguë. Au milieu, nous avons une tonalité très agréable,

avec un léger relèvement des graves et des aiguës. On s'en rend, d'ailleurs, facilement compte en redessinant le schéma suivant la figure 44-16, le curseur étant au milieu de R_1 . Nous obtenons ainsi un filtre en T ponté, dont nous connaissons le comportement.

Voici maintenant un schéma faisant appel à la contre-réaction et n'agissant que comme atténuateur d'aiguës (fig. 44-17). Suivant la position du curseur du R_2 , le taux de contre-réaction varie, mais reste cependant très faible aux fréquences basses, pratiquement négligeable. Les aiguës sont d'autant plus atténuées que le curseur du potentiomètre se rapproche de l'extrémité a de ce dernier.

Conclusion pour la tonalité.

Nous avons cru nécessaire d'insister longuement sur tout ce qui touche les moyens d'agir sur la tonalité d'un récepteur, car c'est un domaine où un dépanneur astucieux arrivera à puiser des milliers de solutions différentes, adaptées à chaque cas particulier.

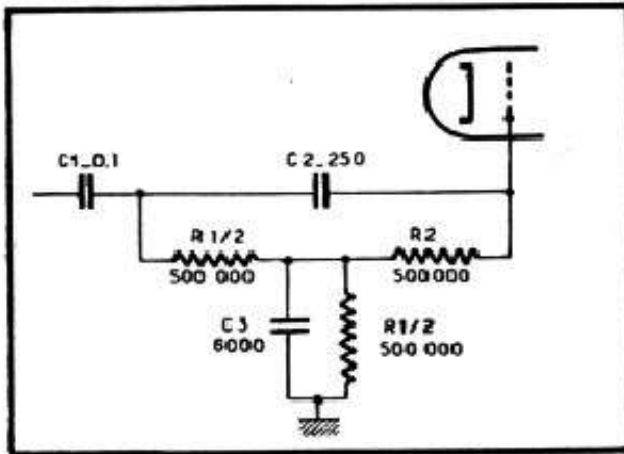


Fig. 44-16. — Lorsque le potentiomètre R_1 de la figure 44-15 se trouve à moitié de sa valeur, le schéma devient celui d'un filtre en T ponté classique.

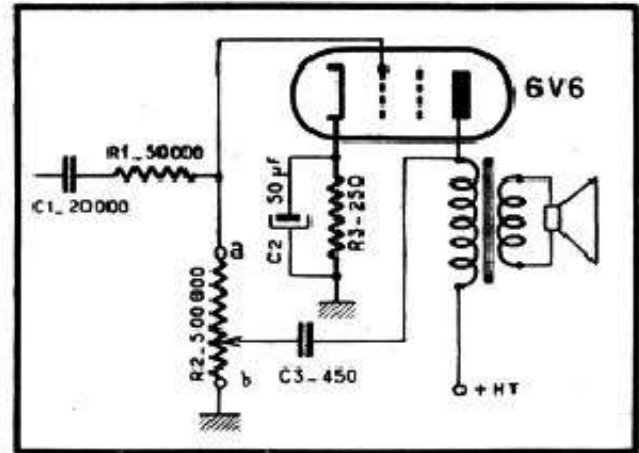


Fig. 44-17. — Commande de tonalité très simple, par contre-réaction et un seul potentiomètre, placé comme résistance de fuite de la lampe finale.

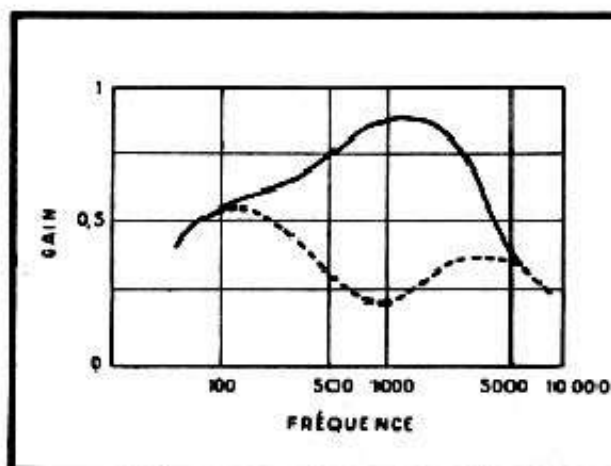
La modification de la tonalité d'un récepteur, conférant à ce dernier un relief et un brillant nouveaux, est une opération relativement simple et toujours spectaculaire.

Cependant, avant d'entreprendre une modification quelconque dans ce sens, il est prudent d'examiner attentivement la partie B. F. du récepteur défaillant et même d'en relever le schéma. Cela nous permettra de noter plus facilement les points faibles et d'agir ensuite à coup sûr.

N'oublions pas qu'il n'est pas rare de rencontrer, lorsqu'il s'agit de récepteurs de fabrication disons douteuse, de véritables hérésies dans la partie B. F., sans parler de la qualité du haut-parleur et de celle du transformateur de sortie.

Si l'on possède un générateur B. F. rien n'est plus simple : on relève la courbe du récepteur à modifier et on essaie de la corriger en conséquence. Ce n'est quelquefois pas très commode, car ses « faiblesses » sont telles que si l'on introduit une correction énergique, on perd les trois quarts de la puissance, ou même plus.

Fig. 44-18. — Une correction B. F. n'est pas facile lorsque le récepteur, au départ, manque de graves et d'aiguës.



Par exemple, une courbe telle que celle de la figure 44-18 constitue une véritable catastrophe : pas de graves, pas davantage d'aiguës, mais du médium à volonté. Le possesseur d'un tel récepteur vous dira : « Il est net. »

Toujours est-il qu'une telle situation demande réflexion, et, probablement le remplacement du transformateur de sortie, dont la qualité doit être moins que quelconque. En effet, si nous voulons nous amuser à « corriger » simplement, nous serons obligés de descendre le niveau à peu près jusqu'au pointillé, ce qui abaisse le gain en volts, dans le rapport de 1 à 4 environ, dans le médium, donc dans le rapport de 1 à 16 en puissance. Peu de récepteurs peuvent supporter une telle correction et il est fort probable que nous devons nous contenter d'un compromis.



LAMPES FINALES EN PARALLÈLE ET EN PUSH-PULL

A la recherche d'une puissance de sortie plus élevée.

Bien qu'une lampe finale unique, de l'un des types que nous connaissons, soit parfaitement suffisante pour assurer une écoute confortable dans tous les cas d'une utilisation « domestique », on peut désirer, pour certaines applications particulières, une puissance de sortie plus élevée. Le problème peut se poser, par exemple, lorsqu'on cherche à « sonoriser » une salle, une fête de famille, etc.

Plusieurs solutions peuvent être envisagées et bien que la plus élégante soit celle d'un push-pull, nous pensons qu'il est utile de mentionner certains montages qui ne sont plus guère utilisés à l'heure actuelle, mais que tout dépanneur peut rencontrer dans son travail.

Lampe unique plus puissante.

Beaucoup de récepteurs d'une certaine classe, fabriqués entre 1937 et 1945 à peu près, étaient munis d'une lampe finale plus puissante, délivrant une puissance sensiblement double de celle d'une lampe finale normale, 6V6 ou EL3N à l'époque.

Il a existé trois tubes différents de ce type, et nous allons en rappeler brièvement les caractéristiques essentielles.

EL5 (chauffage 6,3 V - 1,35 A). — Ce tube, alimenté sous 250 volts à la plaque et à l'écran, et polarisé à — 14 volts par une résistance cathode de 175 ohms, était capable de délivrer une puissance de sortie maximale de 8,8 watts. Le courant cathodique total (plaque et écran) était de 80 mA environ et l'impédance primaire du transformateur de sortie devait être de 3500 ohms (fig. 45-1).

EL6 (chauffage 6,3 V - 1,3 A). — Ce tube qui a remplacé en somme le précédent, devait être alimenté sous 250 volts à la plaque et à l'écran et polarisé à — 7 volts par une résistance cathode de 90 ohms. La puissance de sortie maximale qu'il était capable de délivrer était de 8,2 watts, avec un courant cathodique total de 80 mA environ, et une impédance primaire du transformateur de sortie de 3500 ohms (fig. 45-2).

Les deux tubes ci-dessus étaient munis d'un culot transcontinental et la distribution des contacts était la même pour les deux.

6L6 (chauffage 6,3 V - 0,9 A). — C'est un tube de la série américaine, à culot octal (même brochage que 6V6), alimenté sous 250 V à la plaque et à l'écran, et polarisé à — 14 volts par une résistance cathode de 170 ohms. Le courant cathodique

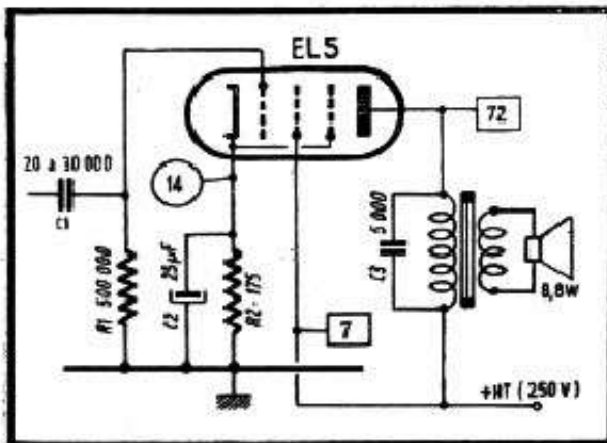


Fig. 45-1. — Schéma d'utilisation d'une EL5.

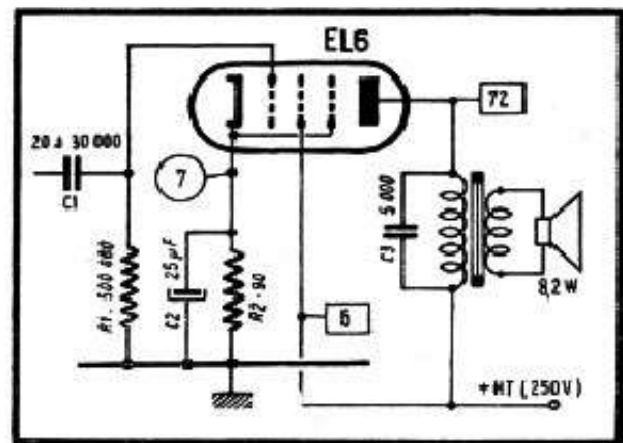


Fig. 45-2. — Schéma d'utilisation d'une EL6.

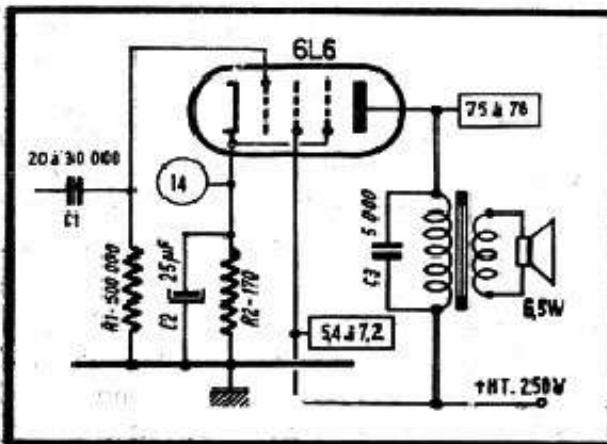


Fig. 45-3. — Schéma d'utilisation normale d'une 6L6.

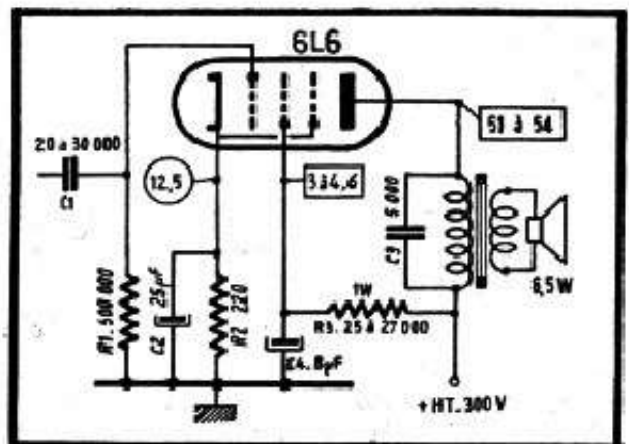


Fig. 45-4. — Schéma d'utilisation économique d'une 6L6.

total est de 82 mA environ et l'impédance primaire du transformateur de sortie doit être de 2500 ohms. Dans ces conditions la puissance de sortie maximale est de 6,5 watts (fig. 45-3).

A noter qu'il existe une deuxième version, plus économique, d'utilisation d'une 6L6. On alimente alors la plaque sous 300 volts et l'écran sous 200 volts seulement, en prévoyant une résistance de polarisation cathodique de 220 ohms. Dans ces conditions, la polarisation sera de 12,5 volts environ, avec un courant cathodique total de l'ordre de 56-57mA, et une puissance de sortie maximale de 6,5 watts quand même. L'impédance primaire du transformateur de sortie devra être de 4500 ohms (fig. 45-4). Pour obtenir la tension nécessaire à l'écran (200 V) on intercalera dans ce circuit une résistance de 25 000 à 27 000 ohms, 1 watt.

Précautions à prendre.

Les tubes permettant d'obtenir une puissance de sortie élevée sont souvent des tubes très « nerveux », surtout lorsque leur pente est élevée, comme c'est le cas

de la EL6, dont la pente atteint 14,5 mA/V. Elles accrochent donc avec une facilité déconcertante si on ne prend pas certaines précautions pour les en empêcher.

Ces précautions sont d'ailleurs très simples et nous en avons déjà parlé à propos des accrochages : introduction de résistances d'amortissement dans les circuits de grille et d'écran. On mettra, par exemple, 1000 à 10 000 ohms dans le circuit de grille et 100 ohms dans le circuit d'écran (fig. 45-5).

La 6L6 est moins sujette à ce genre d'accrochages, mais les mêmes précautions ne peuvent que lui faire du bien.

Peut-on toujours utiliser une EL6 ou une 6L6 ?

Il est possible que nous ayons sous la main l'un de ces tubes et que l'idée séduisante nous vienne de l'adapter sur notre récepteur pour en augmenter la puissance. Cependant, avant de se lancer dans une telle transformation, il est prudent d'examiner attentivement le récepteur à modifier, car il est à peu près certain que le montage d'une lampe plus puissante entraînera des bouleversements qui ne seront peut-être pas justifiés par le gain en puissance obtenu.

Le cas le plus compliqué est celui où l'on veut utiliser une EL6 (ou EL5), car le premier obstacle qui se présente est le transformateur d'alimentation, qui devra pouvoir fournir 100 mA environ. À moins que le récepteur à modifier ne possède un transformateur vraiment largement dimensionné, il nous faudra donc prévoir son remplacement.

Ensuite, il faut voir le haut-parleur et le système de filtrage. Si ce dernier se fait par la bobine d'excitation du H. P., la situation est sans issue : il faut changer le H. P. et le remplacer soit par un modèle à excitation, mais dont la bobine est de 1000 à 1200 ohms au maximum, soit par un modèle à aimant permanent, en modifiant en conséquence le filtrage.

De plus, et toujours à propos du H. P., il sera obligatoirement nécessaire de changer le transformateur de sortie et cela pour deux raisons : parce que nous avons besoin, pour une EL6, d'une impédance primaire de 3500 ohms, valeur que nous ne trouverons avec aucune autre lampe et, ensuite, parce que le courant anodique est de 72 mA environ et qu'un transformateur ordinaire sera presque sûrement saturé, d'où distorsions supplémentaires possibles.

Lorsque nous voulons adapter une 6L6, le problème est souvent beaucoup plus simple, et surtout lorsque la lampe remplacée est une 6V6, car nous n'avons pas à toucher au câblage. De plus, en réalisant le schéma de la figure 45-4, nous n'augmentons que fort peu le débit total H. T., et à peu près n'importe quel transformateur d'alimentation digne de ce nom supportera sans mal ce surcroît de charge.

Cependant, si le haut-parleur est à excitation, nous serons obligés de le remplacer par un « aimant permanent », car il nous faut environ 300 volts à la sortie du filtre. Nous réaliserons alors le système de la figure 45-6, c'est-à-dire un filtrage en deux cellules. En admettant que la haute tension avant filtrage soit de 350 volts environ, nous devons nous arranger pour que la résistance R_1 et l'inductance S fassent ensemble, 600 ohms environ (par exemple, $S = 300$ ohms et $R_1 = 300$ ohms). La valeur de la résistance R_2 sera de 2500 ohms environ.

Quant à l'impédance primaire du transformateur de sortie, si la lampe remplacée est une 6V6, rien n'est à changer.

Bien entendu, dans tous les cas, on ajustera à la valeur voulue la résistance de polarisation de cathode.

Par quoi remplacer une EL6 ou une 6L6 ?

Le problème inverse du précédent se pose lorsque dans un récepteur que nous avons à dépanner, la lampe finale, une EL6 ou une 6L6, est défectueuse et que nous n'avons aucune autre lampe de ce type sous la main.

Prenons d'abord le cas d'une EL6. Nous pouvons, bien entendu, la remplacer par une EL3N ou par une EL41 en changeant le support, mais les difficultés suivantes peuvent surgir.

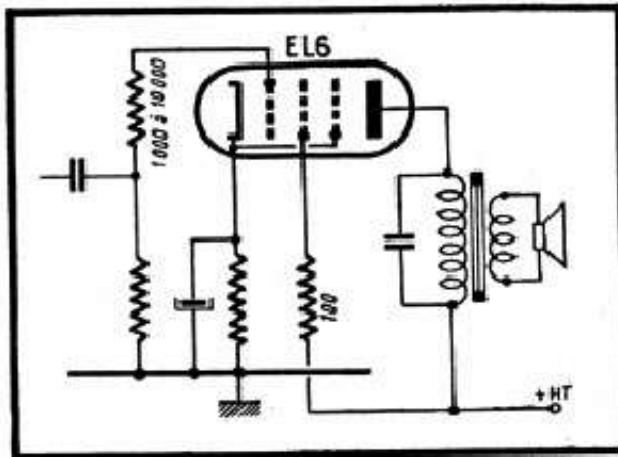


Fig. 45-5. — Résistances d'amortissement dans le circuit grille et celui d'écran d'une EL6.

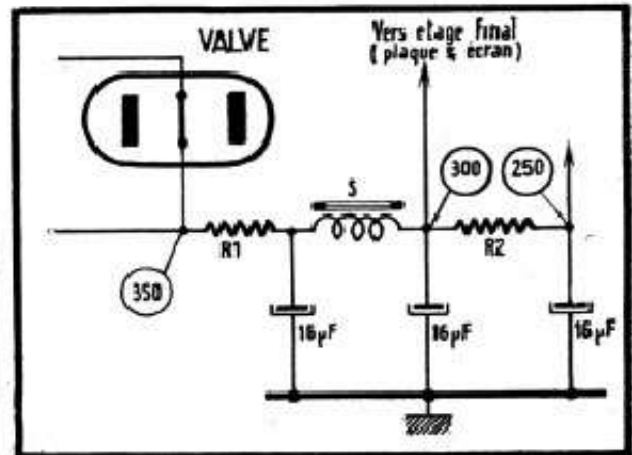


Fig. 45-6. — Double cellule de filtrage pour l'alimentation d'une 6L6.

Si le haut-parleur est à excitation, il ne nous donnera plus une chute de tension suffisante (le débit H. T. va diminuer fortement, en effet) et, chose plus grave, ne sera plus suffisamment excité. Nous pouvons, bien entendu, remédier à l'insuffisance de la chute de tension en mettant une résistance en série ; mais l'excitation n'en sera pas meilleure, et cela ne peut constituer qu'un pis-aller.

Quant à envisager, à la sortie du filtre, une résistance parallèle, entre le plus H. T. et la masse, pour augmenter le débit, c'est une solution peu élégante et onéreuse : une résistance de quelque 8 k Ω , 10 W.

De plus, l'impédance de sortie d'une EL6 (3500 ohms) ne convient pas à une EL3N et, de toute façon, le transformateur de sortie sera à remplacer.

Enfin, même si le H.P. est à aimant permanent, nous serons obligés d'ajouter une résistance dans le circuit de filtrage, car la consommation en haute tension n'étant plus suffisante la tension redressée va monter, et nous aurons facilement après filtrage 50 volts de trop.

Si la lampe défectueuse est une 6L6, son remplacement par une 6V6 soulève à peu près les mêmes difficultés, sauf dans le cas où la 6L6 a été prévue pour fonctionner dans les conditions de la figure 45-4.

En un mot, le remplacement d'une EL6 ou d'une 6L6 par une lampe finale normale n'est pas tellement simple. A notre avis, la seule solution rationnelle consiste à monter deux lampes finales en parallèle, et c'est pour cela que nous allons dire quelques mots sur ce montage.

Deux lampes finales en parallèle.

Ce montage a été quelquefois utilisé dans les récepteurs, mais assez rarement, car au point de vue de la consommation il ne présente aucun avantage par rapport au push-pull. Au contraire, le fait que le transformateur de sortie d'un tel étage est parcouru par un courant anodique assez intense crée un danger de saturation, et exige, si on veut l'éviter, l'emploi de transformateurs beaucoup plus volumineux que ceux d'un push-pull.

Le montage de deux tubes en parallèle, réalisé, par exemple, suivant la figure 45-7, se passe de tout commentaire et l'ensemble équivaut à une lampe unique dont les caractéristiques seraient :

Résistance interne réduite de moitié :

Coefficient d'amplification inchangé ;

Pente double.

Tout cela entraîne quelques conséquences qu'il est bon de préciser. Tout d'abord, le fait que la résistance interne se trouve réduite de moitié, réduit également de moitié, l'impédance primaire du transformateur de sortie nécessaire. Par exemple, dans le cas de la figure 45-7, où deux 6AQ5 sont montées en parallèle, l'impédance de sortie sera de $5000/2 = 2500$ ohms. Et nous voyons que c'est exactement l'impédance de sortie d'une 6L6 montée suivant la figure 45-3.

Par ailleurs, si le transformateur de sortie est prévu pour supporter sans inconvénient le débit anodique d'une 6L6, il conviendra également pour deux 6AQ5 en parallèle.

La résistance de polarisation R_2 , commune pour les deux lampes, aura évidemment la valeur moitié de celle qui est nécessaire pour une seule 6AQ5. On a intérêt, puisque R_2 est assez faible, de prévoir pour C_2 une valeur aussi élevée que possible : 50 μ F au moins et, mieux, 100 μ F.

Si nous avons à remplacer une EL6 (ou EL5), deux EL41 en parallèle feront parfaitement l'affaire, puisque leur impédance de sortie s'adaptera automatiquement à celle de la EL6 : $7000/2 = 3500$ ohms. La résistance de polarisation commune sera de 90 ohms.

Comme la pente de deux lampes en parallèle devient double, celle de deux EL41 sera, théoriquement, de l'ordre de 20 mA/V. Donc des précautions devront être prises pour éviter les accrochages, et la figure 45-8 montre comment on disposera les résistances d'amortissement dans les circuits des grilles et des écrans : R_3 et R_4 .

La même figure montre comment on peut représenter, d'une façon différente, deux lampes finales montées en parallèle.

Pratiquement, le montage de deux tubes tels que 6AQ5 ou EL41 en parallèle ne présente guère de difficulté, car aussi bien la EL6 que la 6L6 sont des lampes volumineuses et nous aurons certainement assez de place pour loger les deux tubes de remplacement, Rimlock ou miniatures.

Le mieux serait d'enlever le support de la lampe remplacée et de confectionner une plaquette sur laquelle seront fixés les deux nouveaux supports, et qui aura, comme dimensions, 40 mm de largeur et 60 à 70 mm de longueur.

Cette plaquette sera surélevée de 20 mm environ par rapport au châssis à l'aide de deux ou de quatre entretoises et câblée, bien entendu, d'avance. Les fils de connexion passeront par le trou de l'ancien support et seront aussi courts que possible. Le croquis de la figure 45-9 nous montre un exemple d'une telle réalisation, pour deux 6AQ5.

Bien entendu, tout ce qui vient d'être dit au sujet de la EL41, s'applique intégralement à une EL84.

Fig. 45-7. — Schéma de montage de deux 6AQ5 en parallèle.

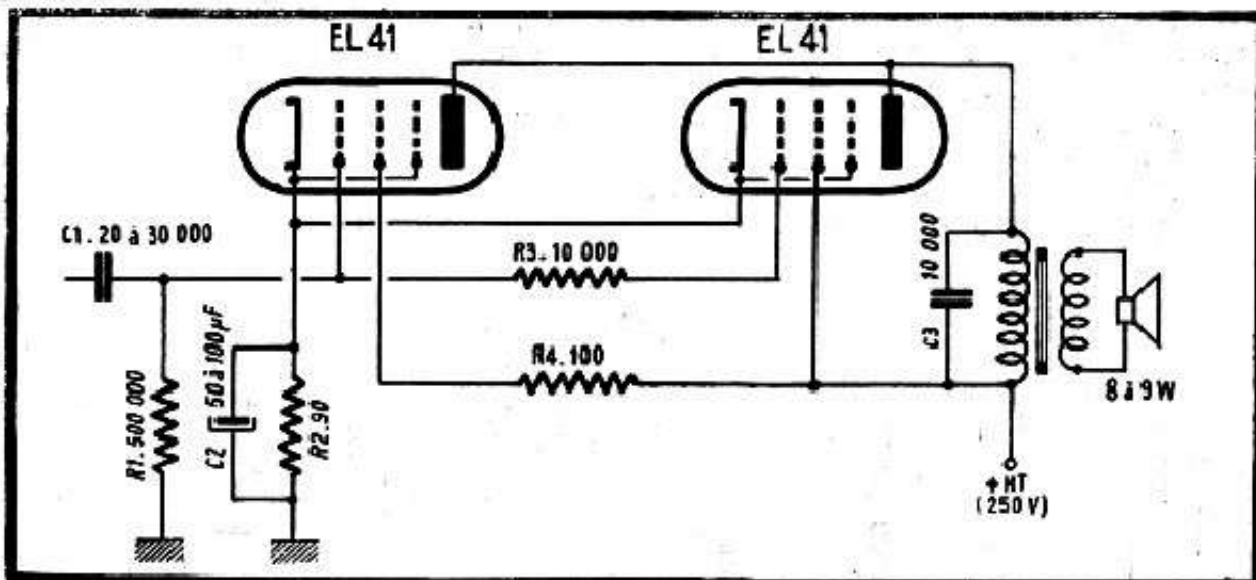
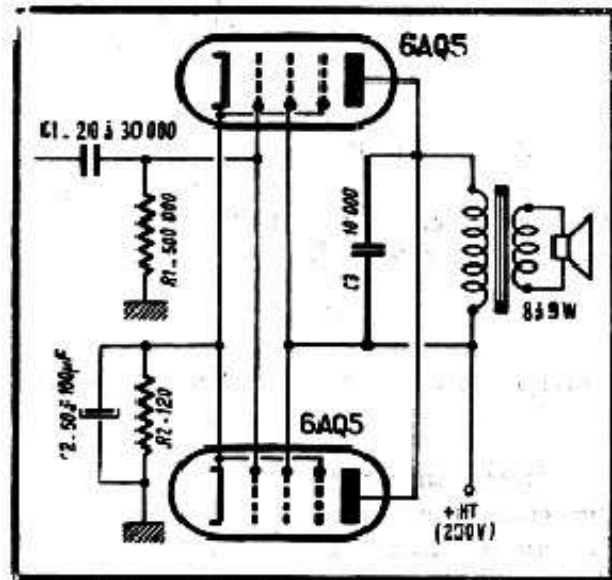
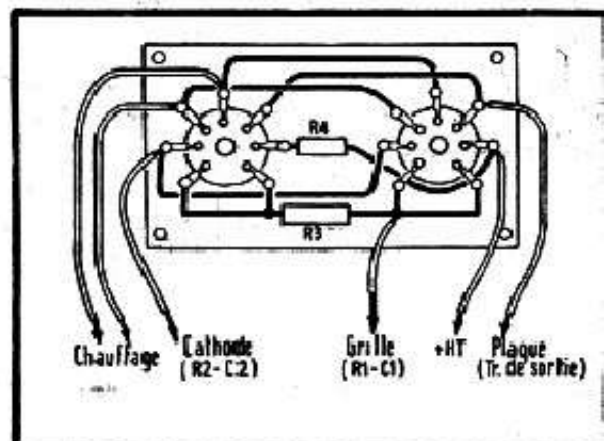


Fig. 45-8. — Lorsqu'on utilise en parallèle deux tubes à forte pente, il est prudent de prévoir des résistances d'amortissement telles que R_3 et R_4 .

Fig. 45-9. — Exemple de câblage d'une plaquette pour remplacer une 6L6 par deux 6AQ5 montées en parallèle. On peut s'inspirer de ce montage pour tout autre type de lampes.



Lampes en parallèle et contre-réaction.

Lorsqu'un système de contre-réaction existe sur un récepteur équipé d'une EL6 ou 6L6, et que l'on remplace cette lampe par deux lampes en parallèle, suivant les indications données plus haut, il n'y a absolument rien à changer au circuit de contre-réaction, puisque nos deux tubes sont équivalents, au point de vue électrique, au tube unique remplacé.

Amplificateur tous-courants simple.

Il est un cas où le montage de deux lampes finales en parallèle est justifié par des considérations de simplicité et d'économie : c'est lorsqu'on veut réaliser un amplificateur « tous-courants » d'une certaine puissance pour pick-up, par exemple, et que l'on ne dispose que de lampes miniatures.

En effet, si nous envisageons l'alimentation sur 110-115 volts, il ne nous est guère possible de songer à un push-pull, qui exige une déphaseuse et une préamplificatrice B.F. Avec deux lampes finales 50B5, et deux autres, des 12AV6, par exemple, nous arrivons à 125 volts pour les filaments. Ce n'est pas catastrophique, mais c'est quand même un peu trop, surtout si nous avons affaire à un secteur qui a une fâcheuse tendance à descendre au-dessous de 110 volts, comme c'est souvent le cas en province et dans la banlieue parisienne.

Le mieux serait de nous arrêter alors à la formule suivante :

Préamplificatrice B.F. — 12AV6 ;

Deux lampes finales 50B5 en parallèle ;

Redressement par élément « sec » au sélénium ou silicium.

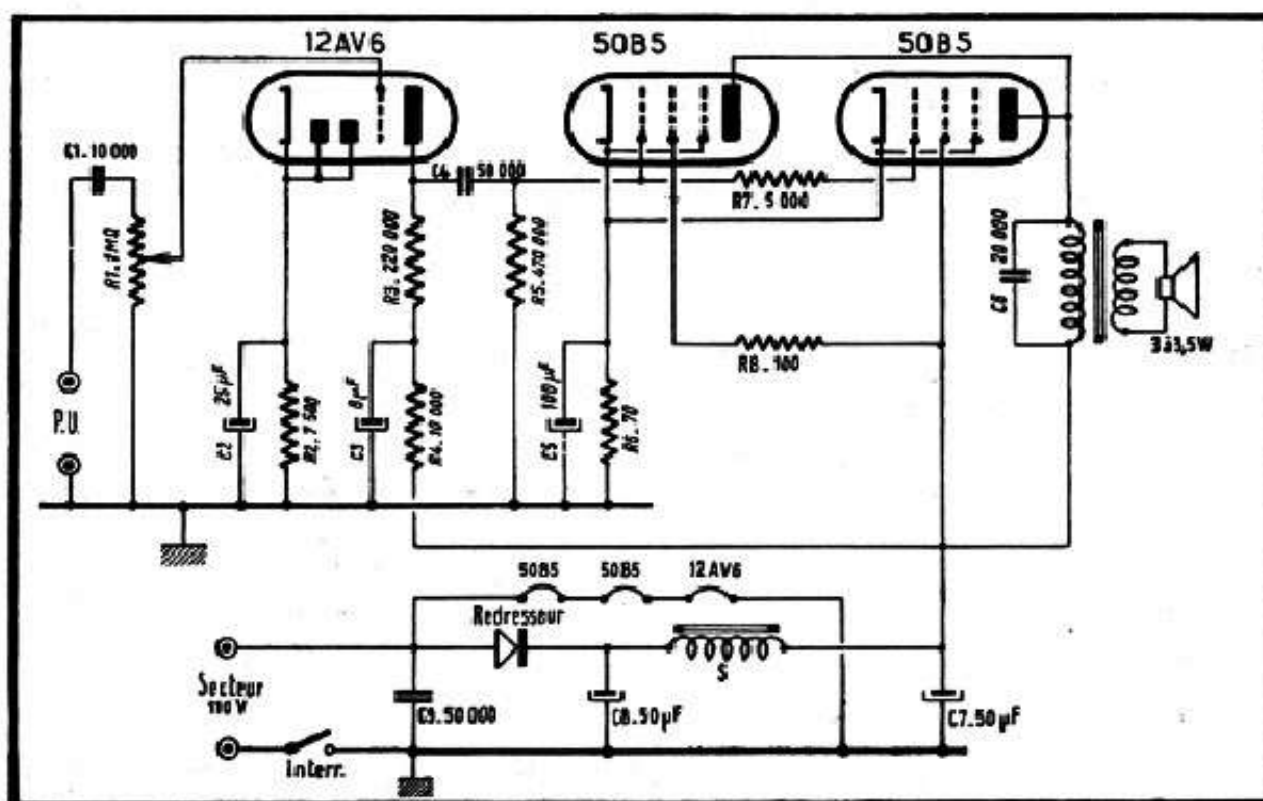


Fig. 45-10. — Schéma d'un amplificateur tous-courants utilisant deux lampes 50B5 en parallèle.

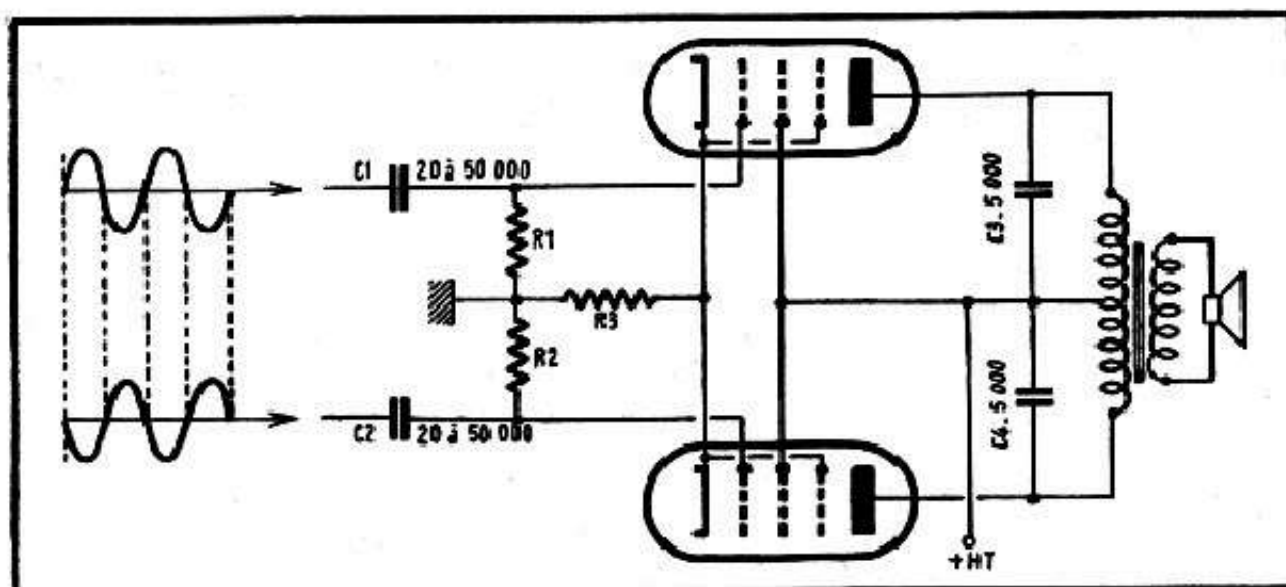


Fig. 45-11. — Principe d'un étage final push-pull.

Le schéma de la figure 45-10 nous montre la disposition de l'ensemble, qui pourra, avec un P.U. de bonne qualité, nous donner environ 3,5 watts comme puissance de sortie. Pour obtenir cette puissance il faut attaquer l'étage final avec un peu plus de 5 volts efficaces. Le gain de l'étage préamplificateur étant de l'ordre de 25, il nous faut un pick-up capable de donner environ 0,2 volt.

Le transformateur de sortie devra avoir une impédance primaire de 1250 ohms.

Il est vrai qu'actuellement on dispose de tubes tels que UCL82, chauffés sous 50 V et qui peuvent constituer (2 tubes) un amplificateur push-pull complet.

Etage final push-pull.

Appelé également étage de sortie équilibré ou symétrique, il consiste à faire travailler deux lampes finales simultanément, en attaquant leurs grilles par des tensions d'égale amplitude, mais opposées en phase. Sans insister sur l'explication théorique du fonctionnement d'un tel étage, disons qu'il possède deux avantages principaux : réduction des distorsions par harmoniques paires et élimination de l'influence néfaste de la composante continue dans le transformateur de sortie.

En revanche, un push-pull exige une lampe d'attaque spéciale, appelée déphaseuse, et un transformateur de sortie équilibré, comportant un primaire à prise médiane.

Le schéma de la figure 45-11 explique le fonctionnement d'un étage push-pull (l'étage déphaseur n'y est pas représenté). Il est évident que si les tensions appliquées sur les grilles sont en opposition de phase, celle qui vont apparaître sur la plaque de chaque lampe le sont également.

Mais comme du fait de la prise médiane au transformateur de sortie les spires de chaque moitié « tournent » en sens inverse, les effets de chaque moitié du courant B.F. vont s'additionner et nous donner, à la bobine mobile, une puissance sensiblement double de celle d'un seul tube.

Au contraire, le courant anodique continu va créer, dans chaque moitié, des effets magnétiques opposés qui, de ce fait, se compenseront et s'annuleront. Autrement dit, avec un push-pull il ne peut pas y avoir d'aimantation permanente du noyau, donc pas de saturation à craindre.

Dans un montage tel que celui de la figure 45-11, les résistances de fuite R_1 et R_2 ont une valeur normale, tandis que la valeur de R_3 , résistance de polarisation commune, dépend des lampes employées.

Tableau 45-1. — CARACTÉRISTIQUES DE QUELQUES MONTAGES PUSH-PULL

Lampes	H. T. (volts)	R_3 (ohms)	Impéd. charge (ohms)	Consom. totale pl. + écrans (mA)	Puissance sortie max. (watts)
EL41	250	85	7 000	82 à 95	9,4
EL42	200	310	15 000	45	4,1
	250	310	15 000	56	6,5
EL39	425	315	10 000	100 à 120	25
EL84	250	130	8 000	69 à 90	11
	300	130	8 000	80 à 114	17
ECL82	200	170	4 500	76 à 122	9,3
	250	220	10 000	68 à 88	10,5
UL41	100	100	4 000	68	2,25
	170	100	4 000	130	9
6AQ5 (ou 6V6)	250	180	10 000	75 à 92	10
	285	210	8 000	74 à 105	14
6L6	260	125	5 000	145 à 162	18,5

L'impédance primaire du transformateur de sortie, désignée toujours dans sa totalité, « plaque à plaque » comme on dit, est plus élevée que l'impédance nécessaire pour une seule lampe, mais n'atteint pas le double.

Voici d'ailleurs un tableau (45-1) qui donne, suivant les lampes utilisées, la valeur de la haute tension, celle de l'impédance de sortie (totale), ainsi que celle de la résistance de polarisation commune R_3 . Il indique également la puissance de sortie maximale que l'on peut obtenir.

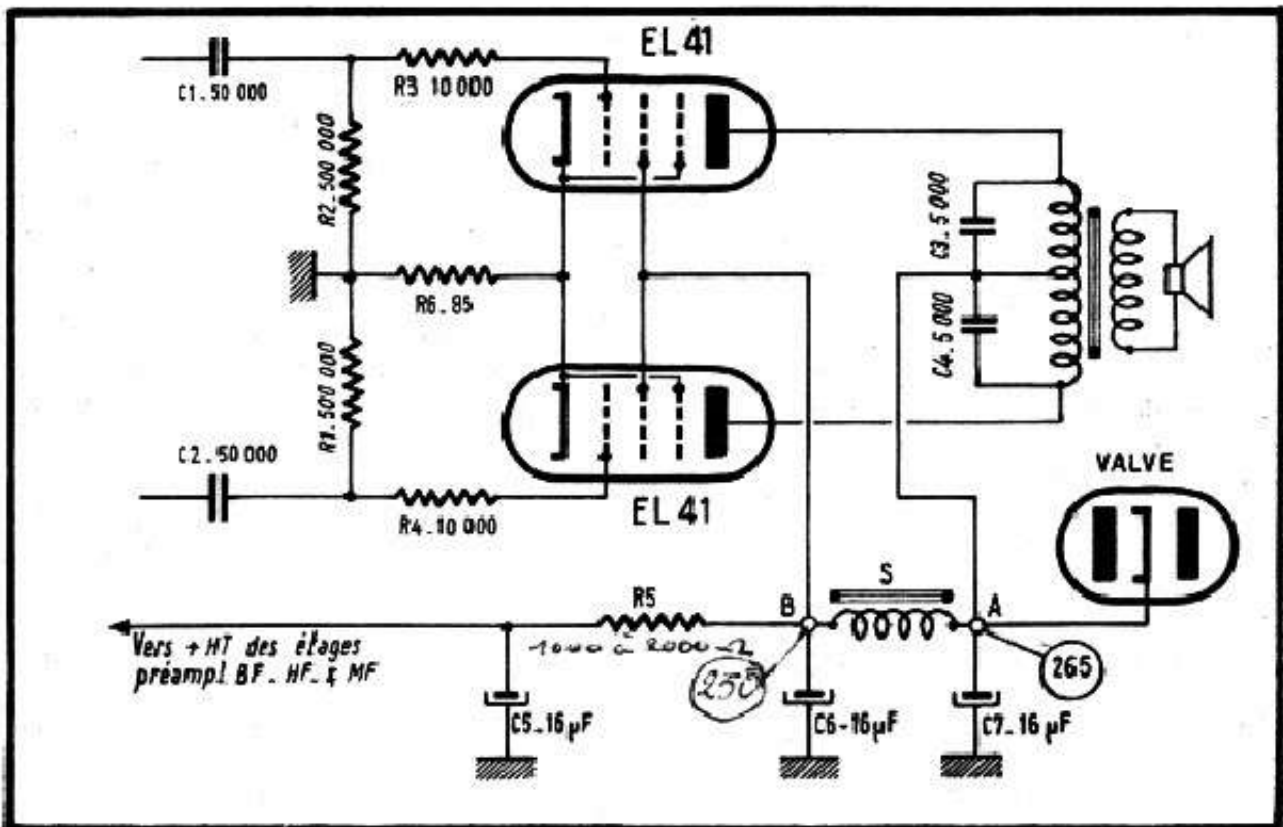


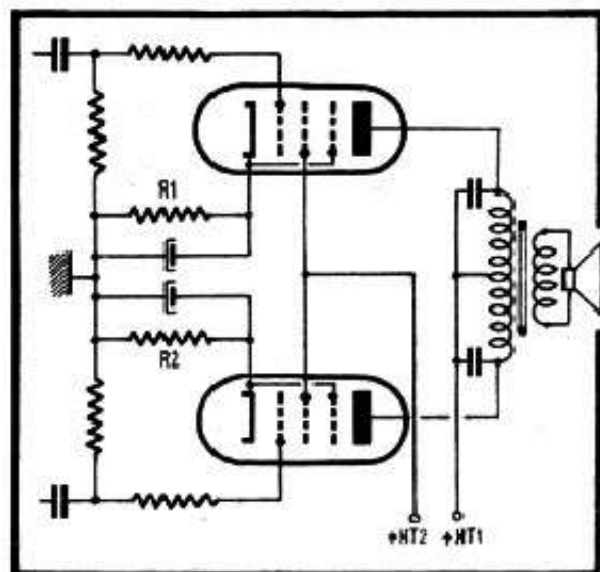
Fig. 45-12. — Schéma d'un étage push-pull avec EL41, et du circuit de filtrage.

Alimentation des étages push-pull.

Comme on le voit d'après le tableau (45-1), la consommation en courant H.T. d'un étage push-pull est parfois variable dans des limites assez étendues, et en fonction de la puissance demandée. Autrement dit, pour un push-pull de 6AQ5, par exemple, le courant tombe, pendant les silences, à 75 mA environ et peut monter à 105 mA à pleine puissance.

Il faut donc éviter des systèmes de filtrage trop résistants qui risquent d'occasionner des variations de la haute tension, nuisibles non seulement pour les étages B.F., mais encore, éventuellement, pour les étages F.I. et H.F.

Fig. 45-13. — Chaque lampe du push-pull peut être polarisée séparément par une résistance de cathode.



Les choses nous sont facilitées du fait que les plaques d'un étage push-pull peuvent être, presque toujours, alimentées en haute tension avant filtrage, car la symétrie du transformateur de sortie compense et annule les effets de la composante alternative de ronflement qui apparaît dans chaque moitié du primaire.

Par contre, le circuit des écrans doit être soigneusement filtré, ce qui est beaucoup plus facile, car le courant y est bien plus faible (environ 1/10 du courant total) et les variations absolues d'intensité beaucoup moins sensibles, par conséquent.

Le schéma de la figure 45-12 montre une façon de réaliser l'alimentation d'un étage push-pull comprenant deux tubes EL41. On s'arrangera de façon à avoir à peu près 265 volts avant filtrage, au point A, et une chute de tension de 10-15 volts dans l'inductance de filtrage S, ce qui nous donnera 250 volts aux plaques et aux écrans.

L'inductance S sera de 10 henrys au moins, et sa résistance ohmique dépendra du courant qui la traverse. En général, ce courant sera de l'ordre de 30 mA, ce qui nous impose, pour S, une résistance ohmique de 500 ohms environ.

La résistance supplémentaire de filtrage R_s sera de 1000 à 2000 ohms.

Polarisation d'un étage push-pull.

Il y a plusieurs façons de polariser un étage push-pull et la figure 45-12 montre celle qui est le plus souvent utilisée et qui est la plus simple : les deux cathodes sont réunies à la masse par une résistance commune R_G .

Il est à remarquer que dans ce cas, la résistance de polarisation n'a pas besoin d'être shuntée par un condensateur électrochimique. En effet, lorsqu'il s'agit d'une lampe finale unique, l'absence d'un condensateur-shunt détermine l'apparition, aux

bornes de la résistance de polarisation, d'une composante B.F., provoquant un effet de contre-réaction en intensité et tendant à réduire le gain, ce qui n'est pas toujours désiré.

Dans un push-pull, deux composantes B.F. d'amplitude égale, mais de phase opposée, apparaissent simultanément aux bornes d'une résistance telle que R_0 de la figure 45-12. Ces deux composantes s'annulent et leur effet est donc inexistant, qu'il y ait ou non un condensateur en parallèle pour les court-circuiter.

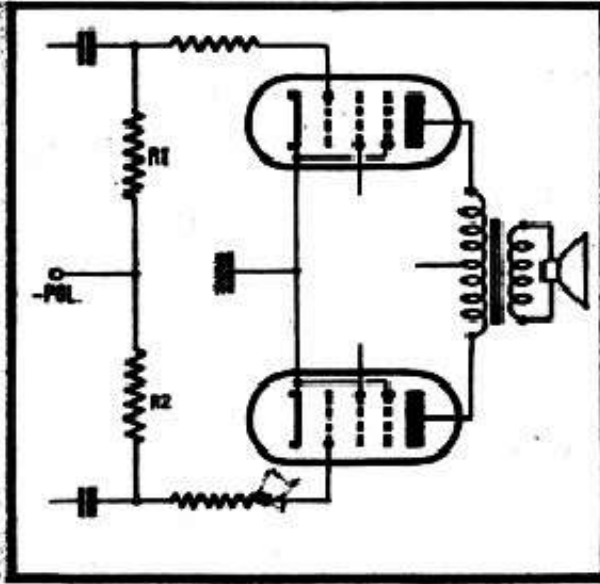


Fig. 45-14. — Les deux cathodes peuvent être réunies à la masse, la polarisation se faisant directement sur la grille.

On peut tout aussi bien polariser chaque lampe du push-pull séparément, suivant le schéma de la figure 45-13. Dans ce cas, chaque résistance, telle que R_1 et R_2 , aura la valeur normale pour la lampe donnée, par exemple 170 ohms pour EL41. Chaque résistance sera shuntée par un condensateur électrochimique ou laissée sans shunt si on recherche un effet de contre-réaction. Il est juste de dire que la polarisation séparée pour chaque lampe est rarement employée.

On peut également réunir les deux cathodes à la masse et polariser les deux lampes par la grille, suivant la figure 45-14, où R_2 et R_1 sont des résistances de fuite de valeur normale. La polarisation sera obtenue par chute de tension dans une résistance placée entre le point milieu de la haute tension et la masse.

DIFFÉRENTS SYSTÈMES DE DÉPHASAGE

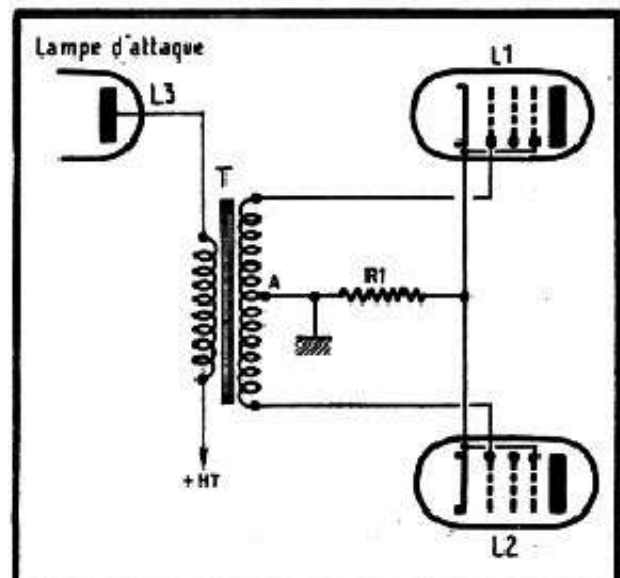
Attaque d'un étage push-pull.

Nous devons disposer, avons-nous vu plus haut, de deux tensions B.F. égales en amplitude, mais opposées en phase, pour attaquer un étage final push-pull. Plusieurs moyens nous sont offerts, et nous allons les passer en revue en attirant l'attention du lecteur sur le fait que la qualité du push-pull dépend pour beaucoup de la façon dont on effectue l'inversion de phase ou le déphasage.

Déphasage par transformateur.

Ce système, à peu près exclusivement employé dans tous les amplificateurs de grande et très grande puissance, peut être, bien entendu, adapté à n'importe quel

Fig. 46-1. — Déphasage par transformateur et polarisation par la cathode.



amplificateur ou récepteur. Il donne d'excellents résultats, mais à la condition que le transformateur utilisé soit de très bonne qualité. Comme un tel transformateur coûte très cher, le procédé n'est jamais économique, par comparaison avec celui où l'on emploie une lampe déphaseuse, comme nous le verrons plus loin.

Cependant, si la qualité de la reproduction musicale passe au second plan et que nous cherchons surtout à faire du bruit, n'importe quel transformateur fera notre affaire.

Notons encore qu'un transformateur d'entrée pour étage push-pull est presque toujours du type « élévateur avec rapport de 1/1,2 à 1/1,5 du primaire à une moitié du secondaire.

La figure 46-1 nous montre le montage le plus simple d'un transformateur (T) et nous signalerons simplement que :

la lampe d'attaque L_3 sera obligatoirement une triode, ou une pentode montée en triode ;

la prise A du secondaire se trouve exactement au milieu de cet enroulement.

Il est bien entendu possible de modifier le mode de polarisation, réunir les deux cathodes à la masse et appliquer au point A la tension négative nécessaire, prélevée sur une résistance que nous intercalerons dans le retour du « moins » de la haute tension à la masse (fig. 46-2).

On utilise très souvent le montage dit « parallèle » du primaire du transformateur T (fig. 46-3), avec une résistance de charge R_2 dans le circuit anodique de la lampe L_3 et un condensateur de liaison C_1 de valeur convenable. Ce procédé a l'avantage d'éviter le passage de la composante continue du courant anodique dans le primaire du transformateur et d'écartier tout danger de saturation.

La résistance R_2 aura toujours une valeur relativement faible (20 000 à 30 000 ohms), tandis que C_1 sera choisi en fonction des caractéristiques du transformateur T. En effet, le circuit C_1 -P n'est autre chose qu'un circuit résonnant série, dans lequel, au moment de la résonance, nous obtenons une tension maximale aux bornes du primaire P. Donc, en choisissant convenablement la valeur du condensateur C_1 , nous pouvons favoriser certaines fréquences. Pratiquement, à cause de la valeur élevée du

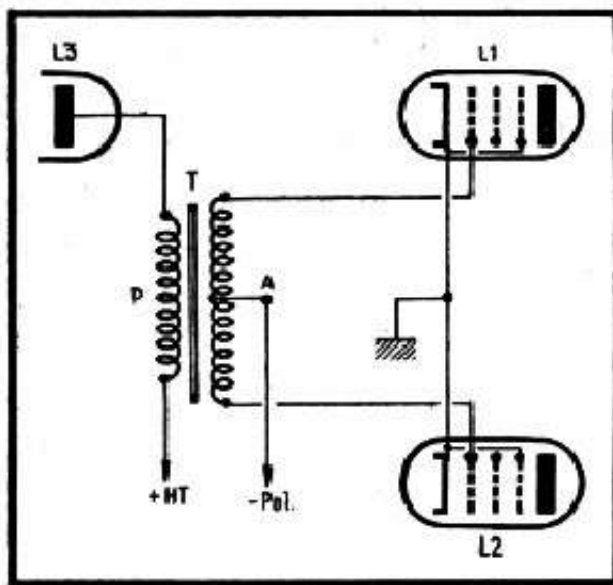


Fig. 46-2. — Déphasage par transformateur, et polarisation par la grille.

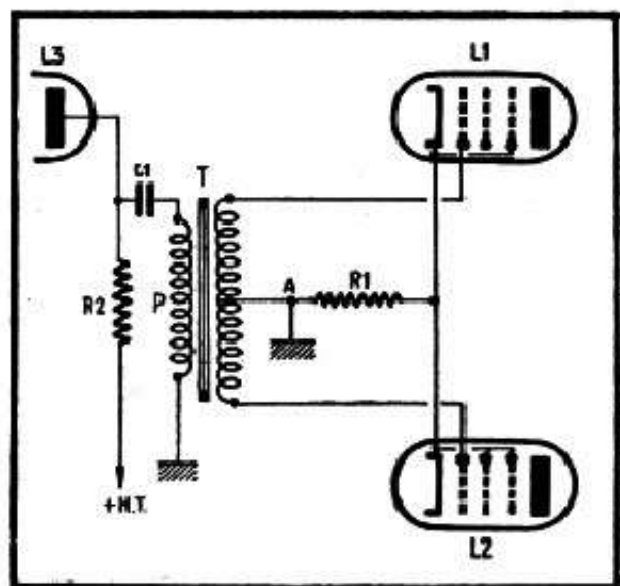


Fig. 46-3. — Déphasage par transformateur avec alimentation parallèle du primaire.

coefficient de self-induction du primaire, nous ne pouvons guère agir que sur les fréquences basses, et le mieux consiste à faire en sorte que cette fréquence de résonance tombe un peu au delà des fréquences les plus basses à transmettre. Il faut surtout éviter que la fréquence ainsi favorisée ne coïncide avec celle de résonance du haut-parleur employé.

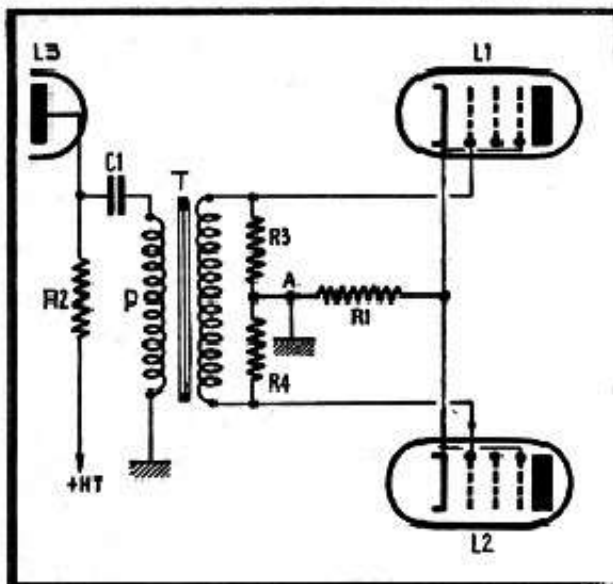


Fig. 46-4. — Déphasage par transformateur avec point milieu obtenu par deux résistances.

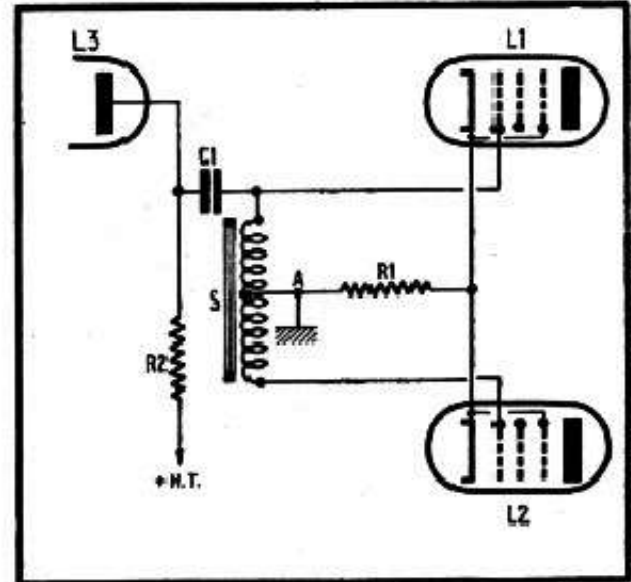


Fig. 46-5. — Déphasage par inductance à prise médiane.

La « self » primaire du transformateur T étant généralement comprise entre 10 et 100 henrys, nous donnons dans le tableau 46-1 la fréquence de résonance obtenue avec les différentes valeurs de L (coefficient de self-induction du primaire).

Tableau 46-1. — FREQUENCE DE RESONANCE DU MONTAGE DE LA FIGURE 46-3

C ₁ (en μF)	Coefficient de self-induction du primaire (en H)								
	5	10	15	20	30	40	50	70	100
0,01	710	500	410	350	290	250	220	190	160
0,02	500	350	290	250	200	175	160	135	110
0,05	320	220	180	160	130	110	100	85	70
0,1	220	160	130	110	92	80	70	60	50
0,2	160	110	90	80	63	55	50	43	35
0,5	100	70	58	50	41	35	32	27	22
1	70	50	40	35	28	25	22	19	16

On voit immédiatement que C₁ devra avoir toujours une valeur relativement élevée : 0,1 à 1 μF. De plus, si on regarde attentivement le schéma de la figure 46-3, on se rend compte que R₂, en parallèle avec la résistance interne de la lampe L₃, joue le rôle de résistance série dans le circuit résonnant C₁-P. Autrement dit, la bosse de résonance sera d'autant plus prononcée que R₂ est plus faible ou, ce qui revient au même, que la résistance interne de la lampe L₃ est plus faible.

Il est évident que pour la mise au point finale de l'ensemble un générateur B.F. sera de la plus grande utilité, car il est vraiment trop difficile de placer convenablement la résonance uniquement à l'oreille.

Lorsqu'on veut absolument faire un déphasage par transformateur et qu'on n'a sous la main qu'un transformateur de liaison ordinaire sans prise médiane au secondaire, il est possible de s'en tirer en réalisant le montage de la figure 46-4. Autrement

dit on shunte le secondaire par deux résistances en série, R_3 et R_4 , et on met à la masse le point commun de ces deux résistances. La valeur normale de R_3 et R_4 est de l'ordre de 100 000 à 150 000 ohms chacune.

Il est également possible de « déphaser » par une inductance à prise médiane, telle que S de la figure 46-5. Signalons que si nous n'avons rien de mieux à notre disposition, nous pouvons constituer S en n'utilisant que le primaire d'un transformateur de sortie quelconque pour push-pull. L'inductance d'un tel primaire étant relativement faible (10 à 15 H), le condensateur C_1 devra avoir une valeur assez élevée : 0,2 à 0,5 μF .

Bien entendu, dans tous les cas ci-dessus (figures 46-3, 46-4 et 46-5), il est possible de polariser suivant la figure 46-2, en réunissant les cathodes à la masse et le point A à une source de tension négative.

Déphasage par lampe.

Ce mode de déphasage reste le plus simple et le plus économique. En général, à condition d'observer certaines relations entre les valeurs des éléments en jeu, son fonctionnement est parfaitement correct et ne demande pratiquement aucune mise au point.

Le point de départ de tous les systèmes de déphasage par lampe est la propriété, que nous connaissons, d'inverser la phase des tensions qui sont appliquées à la grille. La figure 46-6 résume la façon dont les choses se passent : la tension B.F. apparaissant sur la plaque de la lampe amplificatrice (A) est opposée en phase à la tension appliquée à la grille (B) et à celle que l'on peut trouver aux bornes de la résistance de cathode R_2 (C).

Dans ces conditions l'idée suivante nous vient tout naturellement à l'esprit : la tension B.F. recueillie à la sortie de la préamplificatrice empruntera deux voies, dont la première la conduira directement vers l'une des grilles du push-pull final, tandis que la seconde passera, avant d'aboutir à la deuxième grille du push-pull, par l'étage déphaseur analogue à celui de la figure 46-6. Un tel système est représenté schématiquement dans la figure 46-7, mais nous y voyons immédiatement un inconvénient majeur. En effet, l'une des conditions nécessaires au fonctionnement correct d'un push-pull veut que les tensions B.F. appliquées aux grilles en A et B (fig. 46-7) soient d'égale amplitude. Or si nous faisons subir à l'une des branches un déphasage dans un étage à lampe, il est évident qu'il y aura amplification et que la tension en B sera beaucoup plus élevée que celle en A.

Il faut donc imaginer un montage où, tout en utilisant une lampe déphaseuse, nous obtenons en B une tension de même amplitude que celle qui existe en A.

Inutile de dire que les moyens ne manquent pas et nous n'en signalerons que les plus utilisés, en laissant à nos lecteurs le soin d'imaginer d'autres variantes.

Le schéma le plus simple est celui de la figure 46-8, où L_3 est une préamplificatrice B.F. quelconque, pentode ou triode, et où L_4 est la lampe de déphasage, qui est toujours une triode ou une pentode montée en triode, comme c'est le cas du schéma.

Nous avons donc, en A, la tension B.F. amplifiée par la lampe L_3 , et le « truc » consiste à placer, comme résistance de fuite de la lampe L_1 , un diviseur de tension (R_6 - R_7) de façon à prélever en C une tension qui, amplifiée par la déphaseuse, nous donnerait en B une tension de même amplitude que celle existant en A, la phase étant, bien entendu, inversée.

Pour connaître le rapport R_7/R_6 nous devons, avant tout, connaître le gain de l'étage déphaseur, qui dépend du tube employé, des éléments R_8 , C_5 et R_9 et de la haute tension disponible, puisqu'il s'agit d'une amplificatrice à résistances-capacité classique. Supposons donc que ce gain soit de 12, la valeur de R_9 étant de 500 000 ohms.

Fig. 46-6. — Principe du déphasage par lampe.

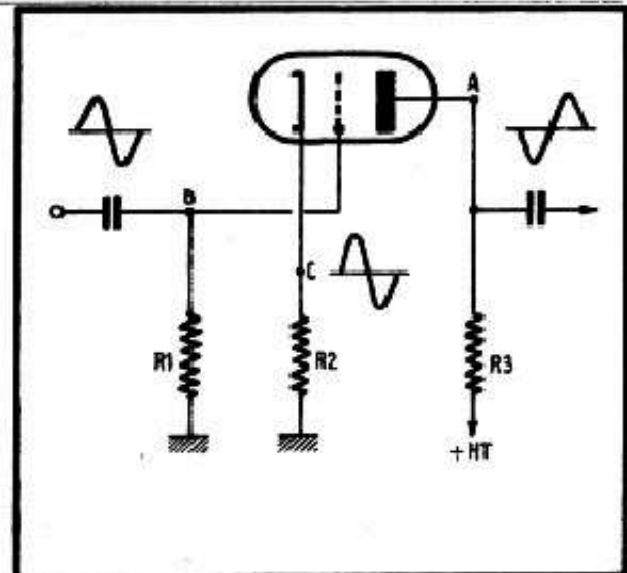


Fig. 46-7. — Un étage déphaseur attaque la deuxième lampe du push-pull et doit être calculé de telle façon que la tension B.F. au point B soit égale à celle qui existe au point A, les phases étant évidemment en opposition.

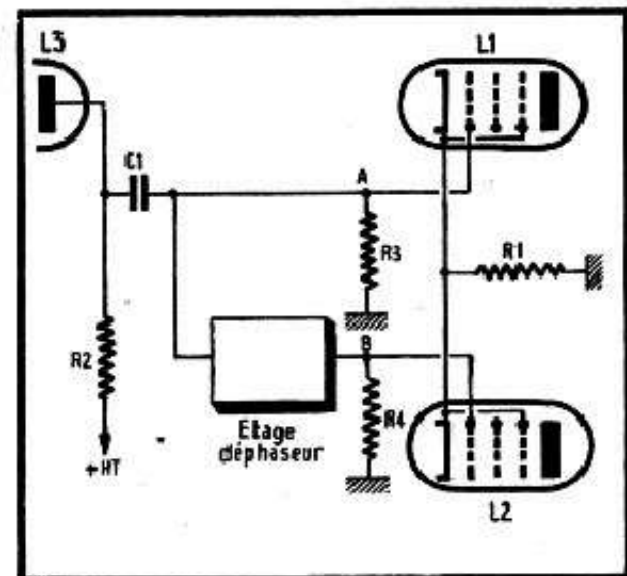
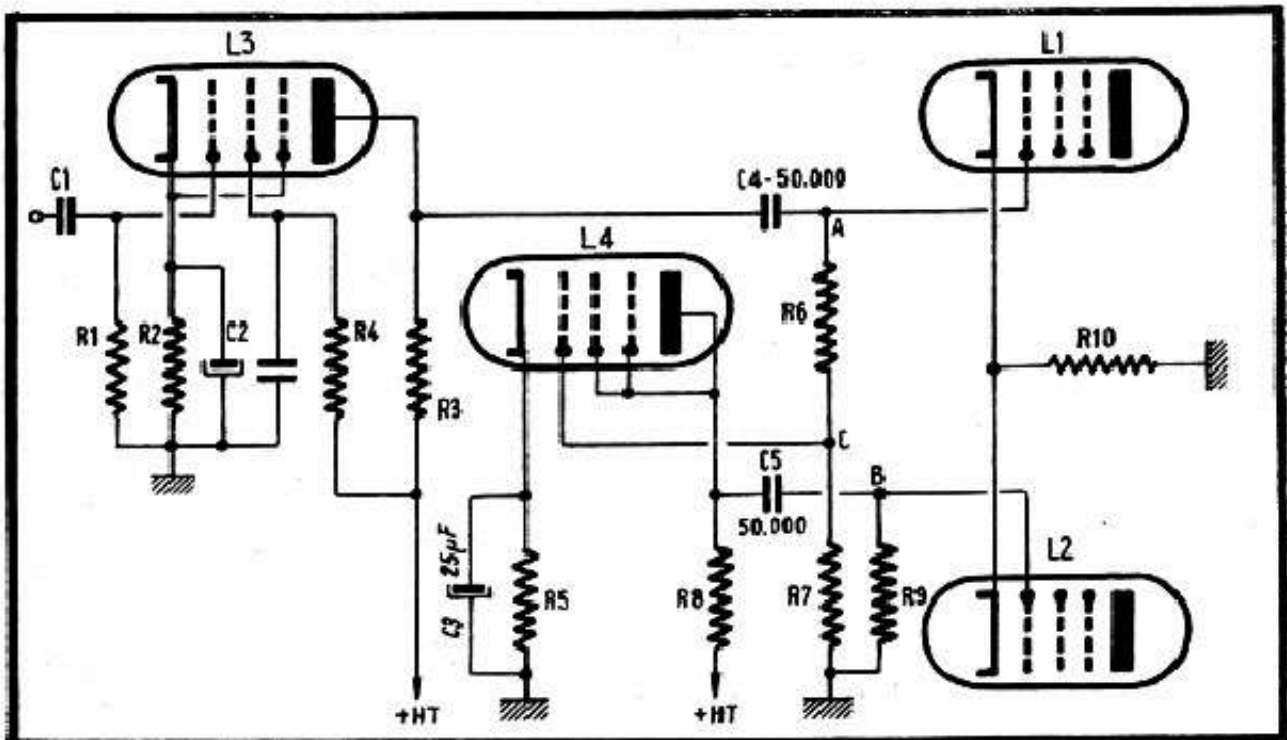


Fig. 46-8 (ci-dessous). — Déphasage par lampe L3 dont la grille reçoit une tension déterminée par le diviseur de tension R_6-R_7 .



Par raison de symétrie nous allons donc avoir, également, $R_6 + R_7 = 500\,000$ ohms, et de plus, puisque le gain de l'étage déphaseur est de 12, nous devons avoir en C un douzième de la tension existant en A, autrement dit

$$\frac{R_6 + R_7}{R_7} = 12,$$

et, par conséquent,

$$\frac{500\,000}{R_7} = 12.$$

et $R_7 = 40\,000$ ohms environ.

Partant de là nous voyons que $R_6 = 460\,000$ ohms environ (470 000 ohms si on veut adopter la valeur « standard »).

Le condensateur électrochimique C_3 , découplant la cathode de la déphaseuse, n'est pas indispensable et nous pouvons introduire une légère contre-réaction en le supprimant. Cette contre-réaction diminuera évidemment le gain de l'étage, et il faudra en

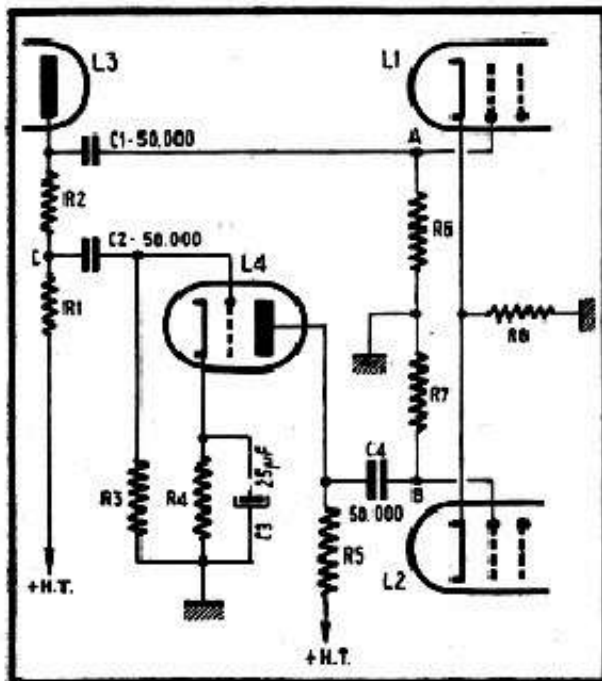


Fig. 46-9. — Déphasage par lampe L_1 dont la grille est alimentée par une portion de la tension existant dans le circuit anodique de la préamplificatrice.

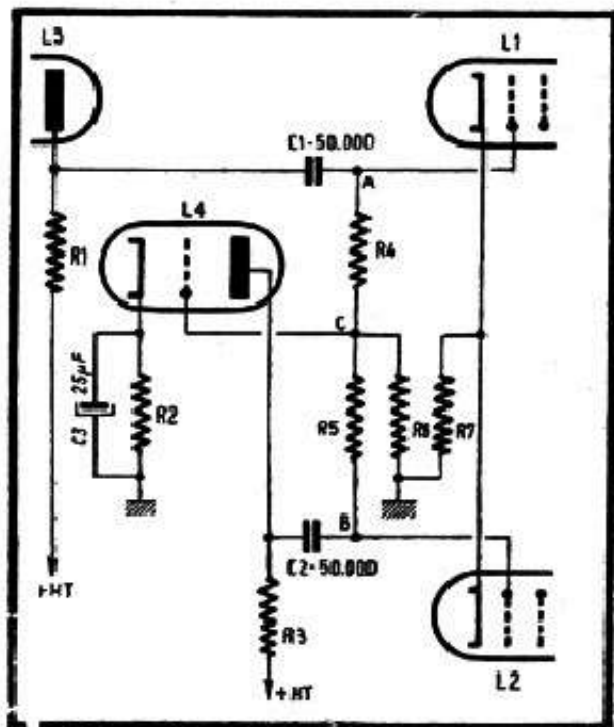
tenir compte pour calculer le diviseur de tension R_6 - R_7 . Pratiquement, le taux de contre-réaction ainsi introduite dépasse rarement 2 %, tandis que le gain de l'étage déphaseur reste presque toujours inférieur à 20, du moins avec les tubes courants.

Voici, pour éviter à nos lecteurs des recherches fastidieuses, quelques indications concernant l'utilisation des principaux tubes Rimlock et miniatures.

EF41 (en triode). — La résistance R_5 sera de 50 000 ohms et R_3 de 500 ohms. Le gain, dans ces conditions, est de 14 environ. Pour $R_6 + R_7 = 500\,000$ ohms, nous devons avoir $R_7 = 35\,000$ ohms environ et $R_6 = 470\,000$ ohms. Si l'on supprime le condensateur C_3 , le taux de contre-réaction est de 1 % environ et le gain de 13 à peu près. Donc, rien ne change pour les valeurs adoptées.

EBC41 ou *EBC81*. — Prendre $R_8 = 100\,000$ ohms et $R_5 = 1200$ ohms. Le gain étant alors voisin de 40, nous aurons $R_7 = 12\,000$ ohms et $R_6 = 470\,000$ ohms en chiffres ronds. En enlevant le condensateur C_3 nous introduisons une contre-réaction au taux de 1,5 % à peu près et le gain tombera à 25 environ, ce qui nous donnera $R_7 = 20\,000$ ohms.

Fig. 46-10. — Déphasage par lampe L_1 dit « self-balancing ».



6AU6 (en triode). — Prendre $R_8 = 25\,000$ ohms et $R_5 = 400$ ohms. Le gain sera de 28 environ et nous prendrons $R_7 = 20\,000$ ohms. Si nous enlevons C_3 , porter R_7 à 25 000 ohms, car le gain ne sera plus que de 20.

6AV6. — Prendre $R_8 = 100\,000$ ohms et $R_5 = 2000$ ohms. Le gain sera analogue à celui obtenu avec une *EBC41* et nous prendrons $R_7 = 10\,000$ à 12 000 ohms sans contre-réaction et $R_7 = 20\,000$ à 25 000 ohms avec contre-réaction (C_3 étant enlevé).

La figure 46-9 nous montre le schéma d'un système de déphasage analogue à celui de la figure 46-8, mais où la tension nécessaire à l'attaque du tube déphaseur est prélevée sur la résistance de charge de la préamplificatrice B.F. (L_3). Il est donc nécessaire de fractionner cette résistance et la réaliser sous forme d'un diviseur de tension ($R_1 - R_2$), dont le rapport se calcule exactement comme dans le cas précédent, en tenant compte du gain de l'étage déphaseur, de la présence ou de l'absence du condensateur C_3 .

Par exemple, en nous appuyant sur les chiffres donnés plus haut pour les différents tubes, nous aurons, si L_4 est une *EBC41*, sans condensateur C_3 dans son circuit cathodique, et si $R_1 + R_2 = 200\,000$ ohms :

$$R_1 = 200\,000/25 = 8000 \text{ ohms.}$$

Pratiquement, on prendra $R_1 = 10\,000$ ohms et $R_2 = 200\,000$ ohms.

Le schéma de la figure 46-10 est conçu suivant un principe un peu différent et on le désigne parfois sous le nom de « self-balancing » ou « floating paraphase ». Les deux résistances de fuite des lampes finales ont une portion commune (R_6) et c'est au point C que nous prélevons la tension nécessaire à l'attaque de la grille du tube L_4 . La valeur des résistances R_4 et R_5 est de 300 000 à 450 000 ohms, chacune, tandis que R_6 , dont la valeur n'est pas critique, sera de 100 000 à 250 000 ohms. Le système

s'équilibre de lui-même et son fonctionnement est très souple, s'accommodant facilement de n'importe quel tube déphaseur. Le condensateur C_3 peut être enlevé.

Passons maintenant au déphaseur du type « cathodyne », dont le schéma de la figure 46-11 illustre la disposition classique. Le tube préamplificateur B.F. (L_3) attaque ici le tube déphaseur L_4 , où nous prélevons les tensions, opposées en phase, en A et B. Pour que ces deux tensions soient de même amplitude, il suffit de faire $R_3 = R_5$.

Comme dans les montages précédents, le tube L_4 est une triode ou une pentode montée en triode avec, le plus souvent, $R_3 = R_5 = 10\ 000$ à $50\ 000$ ohms. R_4 est la résistance normale de polarisation pour la valeur totale de la résistance de charge qui se compose ici de la somme des résistances R_3 et R_5 .

Par exemple, si nous voyons, dans un recueil de caractéristiques, qu'une certaine lampe doit être polarisée à l'aide d'une résistance de $1\ 000$ ohms (R_4) lorsque sa résistance de charge est de $50\ 000$ ohms ($R_3 + R_5$), il est évident que nous ferons $R_3 = R_5 = 25\ 000$ ohms.

Comme dans les schémas précédents la résistance peut être shuntée ou non par un condensateur. On remarquera, de plus, que la résistance de fuite R_2 retourne non pas à la masse, mais au point B.

Les autres valeurs de ce schéma sont classiques ou dépendent des lampes utilisées.

Les doubles triodes constituent actuellement une solution élégante et simple pour combiner, en un seul tube, la préamplificatrice B.F. et la déphaseuse. Nous voyons, par exemple, dans la figure 46-12, une double triode (L_3 - L_4) utilisée suivant le principe de la figure 46-8, avec cette particularité que la résistance de cathode commune (R_2) introduit une contre-réaction qui ne peut qu'améliorer la musicalité.

N'importe quelle double triode, à cathode unique ou à cathodes séparées, peut être employée suivant ce schéma et nous indiquons ci-après la valeur des différents éléments en fonction du tube utilisé.

ECC40. — On prendra $R_3 = R_4 = 100\ 000$ ohms, avec $R_2 = 1\ 000$ ohms (+ H.T. = 250 volts). Dans ces conditions, le gain de l'étage déphaseur est de 25 environ et $R_6 = (R_5 + R_6)/25$. Si nous avons, par exemple, $R_5 + R_6 = 300\ 000$ ohms, R_6 sera de $12\ 000$ ohms. On peut prendre aussi $R_6 = 10\ 000$ ohms et $R_5 = 270\ 000$ ohms.

6SL7 ou 12AT7/ECC81. — La valeur des résistances R_3 , R_4 et R_2 sera la même que pour une ECC40, mais le gain sera un peu plus élevé (environ 25 à 35). Par conséquent, si nous avons $R_5 + R_6 = 500\ 000$ ohms, nous prendrons $R_6 = 15\ 000$ ohms et $R_5 = 470\ 000$ ohms.

6SN7 ou 12AU7/ECC82. — Les résistances R_3 et R_4 seront de $50\ 000$ ohms chacune, tandis que R_2 sera de 800 ohms environ. Le gain de l'étage déphaseur est, avec une 6SN7, nettement moins élevé qu'avec les deux tubes précédents, et ne dépasse guère 12 . Par conséquent, et toujours dans le cas où nous avons $R_5 + R_6 = 500\ 000$ ohms, nous aurons $R_6 = 500\ 000/12 = 40\ 000$ ohms.

Le système de déphasage de la figure 46-13 est emprunté à la documentation fournie par la *Compagnie des Lampes* et s'applique, avec les valeurs indiquées, à une ECC40. Le fonctionnement de ce montage est le suivant. Le signal B.F. est appliqué à la grille de la première triode, mais on remarquera que sa résistance de fuite R_2 ne revient pas à la masse, mais au point C, à travers R_3 . Les deux cathodes, réunies ensemble, comportent, dans leur circuit, une résistance de valeur assez élevée ($R_1 = 40\ 000$ ohms), non shuntée par un condensateur, de sorte qu'une tension alternative, en phase avec celle qui arrive sur la grille, s'y développe. Mais comme le circuit de cathode est commun aux deux lampes, cette tension se trouve automatiquement appliquée entre la cathode de la deuxième triode et sa grille, cette dernière étant, comme on le voit sur le schéma, mise à la masse, au point de vue de la B.F., par le condensateur C_2 de valeur élevée.

Les relations de phase sont un peu moins faciles à comprendre dans ce schéma où tout se passe comme si la tension alternative existant aux bornes de R_1 , et due

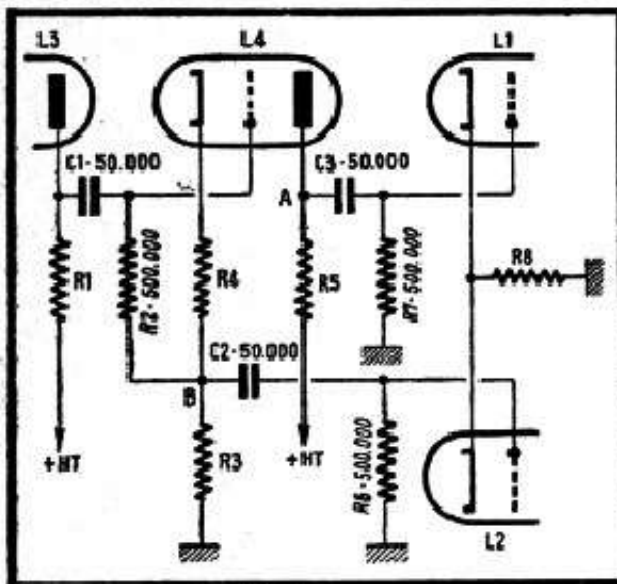


Fig. 46-11. — Déphasage par lampe du type cathodique.

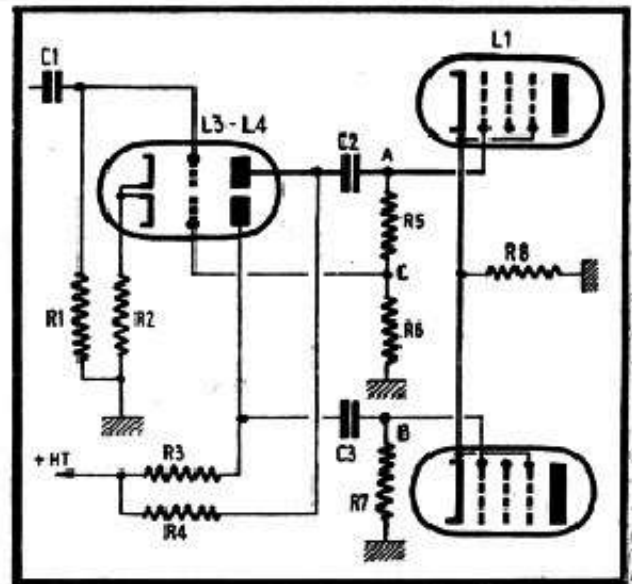


Fig. 46-12. — Déphasage par double triode réunissant les fonctions de préamplificatrice B.F. et déphaseuse.

au signal appliqué à la grille de la première triode, agissait en opposition de phase sur la deuxième triode. Le raisonnement suivant nous fera mieux saisir le mécanisme du système. Supposons, en effet, qu'à un certain moment une alternance positive arrive en D, sur la grille de la première triode. Automatiquement, une alternance négative apparaît en F, sur la plaque de la même triode, et une alternance positive en E, sur la cathode. Quelle effet aura cette alternance positive sur la deuxième triode, dont, ne l'oublions pas, la grille n'agit pas ? Alternance positive veut dire cathode un peu plus positive, c'est-à-dire un peu moins négative par rapport à l'anode, donc diminution du flux électronique (du courant anodique, par conséquent) et apparition en G, d'une alternance positive, donc en opposition de phase avec F.

Le diviseur de tension R_4-R_5 de la figure 46-13 ne sert qu'à polariser convenablement les deux grilles, en compensant la polarisation, positive, de la cathode. Il nous faut donc, en C, une tension positive légèrement inférieure à celle qui existe en E, la différence étant égale à la polarisation normale du tube dans les conditions d'emploi.

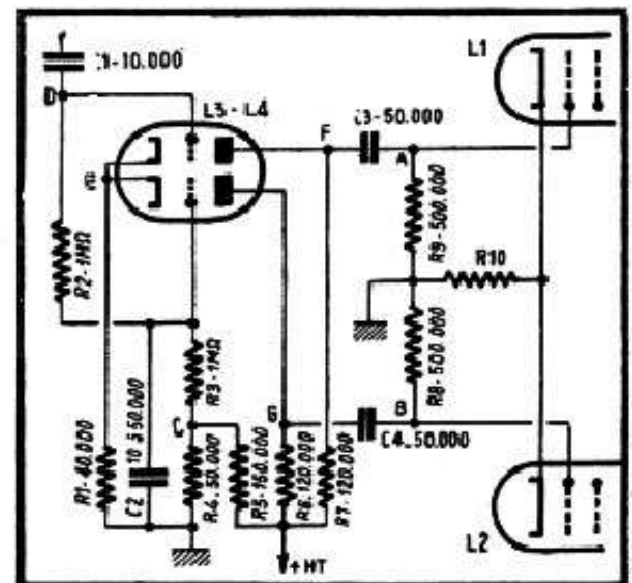


Fig. 46-13. — Déphasage par double triode avec couplage par la cathode entre la préamplificatrice B.F. et la déphaseuse.

Nous n'avons pas eu l'occasion d'expérimenter ce schéma, mais il est évident qu'il peut fonctionner, avec quelques retouches aux valeurs indiquées, avec n'importe quelle double triode et même avec deux triodes séparées.

Le dernier schéma utilisant une double triode que nous allons examiner est celui de la figure 46-14. Encore une fois, il est parfaitement possible de le réaliser également avec deux triodes séparées.

Sa particularité réside dans la liaison directe entre la plaque de la première triode et la grille de la seconde. La polarisation positive de la deuxième grille qui en résulte est compensée par une résistance de valeur élevée intercalée dans le circuit de la deuxième cathode (R_3), et c'est sur cette résistance que nous prélevons l'une des tensions B.F. nécessaires à l'attaque du push-pull final. Il s'agit donc d'un montage « cathodyne » que nous avons déjà vu plus haut.

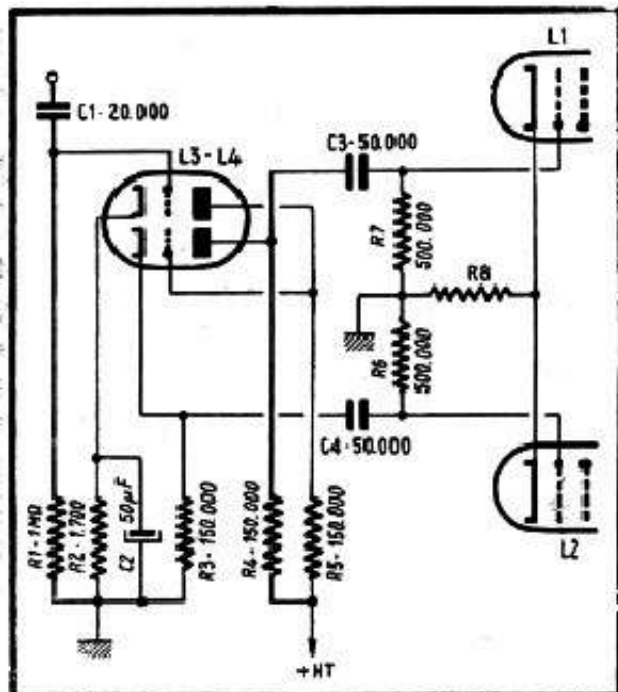
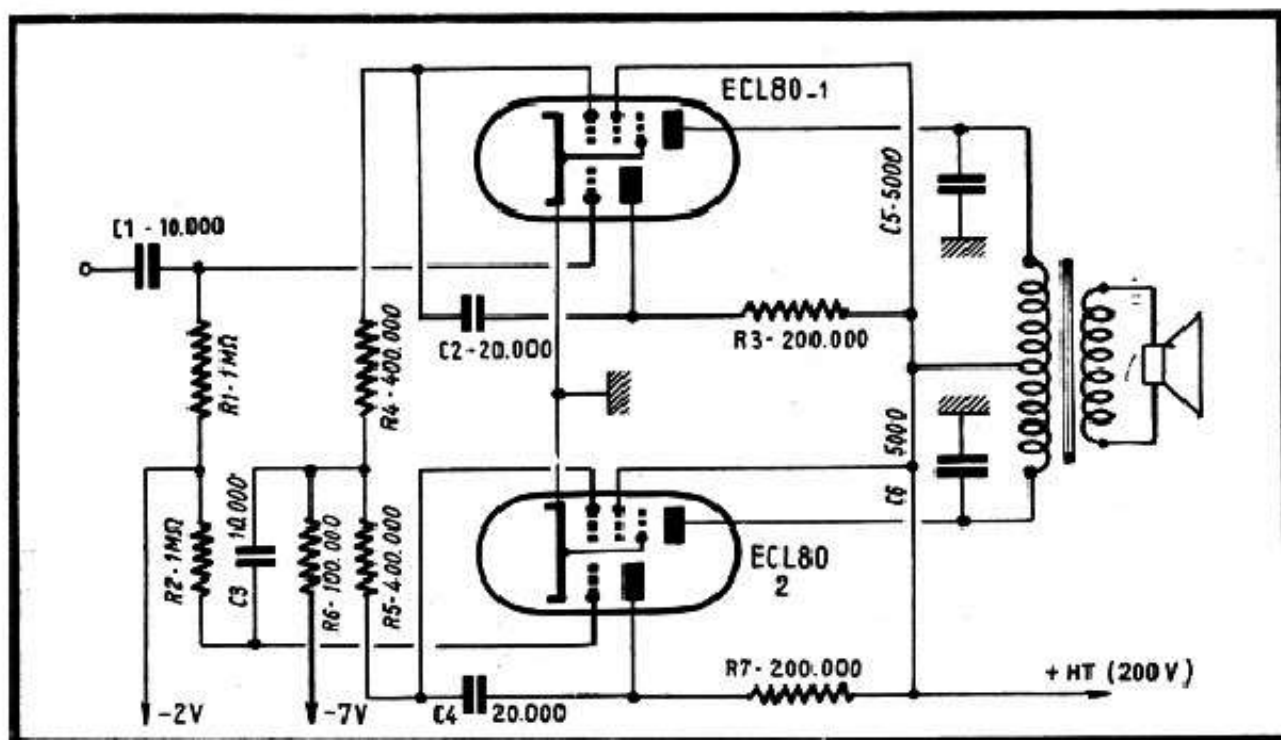


Fig. 46-14. — Déphasage par double triode avec liaison directe entre la préamplificatrice et la déphaseuse, le déphasage étant du type cathodyne.

Fig. 46-15. — Etage équipé de deux ECL80, réunissant, dans les deux tubes, la préamplification B.F., le déphasage et un push-pull.

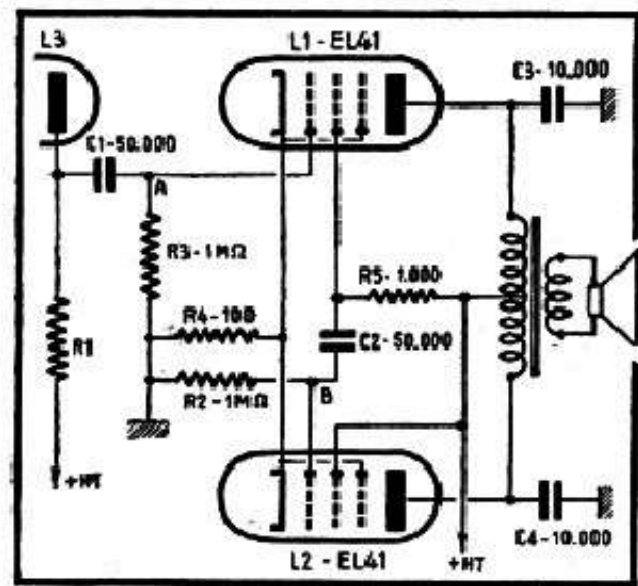


Les valeurs indiquées par le schéma se rapportent à une ECC40, et devront subir quelques modifications, pour R_2 , R_3 , R_4 et R_5 , si on adopte un autre tube.

Le schéma de la figure 46-15, utilisant deux tubes « Noval » ECL80, permet de réaliser, avec ces deux tubes seulement, la partie B. F. d'un récepteur comprenant une préamplificatrice B. F. (triode ECL80-1), une déphaseuse (triode ECL80-2) et un push-pull final avec les deux éléments pentodes. La polarisation de cet ensemble se fera à l'aide de deux résistances intercalées dans le retour de la haute tension à la masse, et calculées de façon à donner d'une part une tension de $-7,5$ volts et une autre de -2 volts environ. A titre d'indication, disons que l'ordre de grandeur de ces résistances sera de 100 et 40 ohms, respectivement.

Des montages tout à fait analogues peuvent être envisagés avec des triodes-pentodes à cathodes séparées, telles que ECL82 ou ECL86.

Fig. 46-14. — Etage push-pull du type autodéphaseur, où la tension en opposition de phase, nécessaire à l'attaque du deuxième tube, est prélevée sur l'écran du premier tube.



Autodéphasage.

Il est possible si l'on veut faire l'économie d'une lampe déphaseuse, et bien qu'il soit toujours préférable d'envisager un déphasage par lampe séparée, de réaliser le schéma de la figure 46-16 où la tension d'attaque de la deuxième grille du push-pull est prélevée sur l'écran du premier tube en y intercalant une résistance de charge (R_c) telle que la tension alternative en B soit égale et opposée en phase à celle qui existe en A.

Ce système peut fonctionner d'une façon satisfaisante et certains constructeurs de postes l'ont appliqué avec succès.

TABLE DES MATIÈRES

CHAPITRE I. — Alimentation sur alternatif	7
Le Transformateur	7
La Valve	9
Liaison transformateur-valve	12
Redressement	13
CHAPITRE II. — Calcul d'un transformateur d'alimentation	15
Puissance d'un transformateur	15
Section du noyau	16
Nombre de spires par volt	16
Nombre de spires des différents enroulements	17
Diamètre du fil	18
Place occupée par les enroulements	18
Choix des tôles	18
Exemple de calcul	19
Quelques remarques	21
Réalisation	21
Echauffement excessif	22
CHAPITRE III. — Condensateurs et inductances; pannes et mesures	23
Propriétés, particularités et défauts d'un condensateur électrochimique	25
Montage des condensateurs de filtrage	29
La bobine de filtrage ou « self »	29
Les caractéristiques d'une bobine de filtrage	30
Comment se comporte une inductance en courant alternatif	30
Et en courant continu ?	32
Comment mesurer une bobine de filtrage	32
CHAPITRE IV. — Calcul rapide des inductances de filtrage	35
CHAPITRE V. — Constitution et fonctionnement d'un filtre	39
Le filtre	39
Fonctionnement d'un filtre	42
CHAPITRE VI. — Filtrage par inductance et capacités	46
Tension de ronflement maximal admissible dans un récepteur	48
Comment travaille un filtre ?	49
Conséquences pratiques et applications	51
Filtrage par la bobine d'excitation du dynamique	53
Filtrage en deux cellules	55
CHAPITRE VII. — Le filtrage par résistances-capacités. — Documentation sur les résistances	57
Filtrage par résistances-capacités	57
Résistances	59
CHAPITRE VIII. — Comment mesurer les tensions, les intensités et le ronflement dans un système d'alimentation	66
Mesure de la haute tension avant filtrage	66
Mesure de la haute tension après filtrage	68
Mesure du débit	68
Débit normal d'un récepteur en haute tension	70
Mesure de la tension de ronflement	73
CHAPITRE IX. — Circuit de chauffage : constitution, variantes, causes de ronflement	76
Circuit de chauffage	76
Ronflements ayant pour origine le circuit de chauffage	77
Ronflement occasionnés par un isolement imparfait cathode-filament	79

TABLE DES MATIÈRES

CHAPITRE X. — Alimentation « tous-courants »	81
Les valves pour tous-courants	82
Redressement	83
Circuit des filaments en « tous-courants »	83
Ordre de branchement des filaments	85
Adaptation d'un « tous courants » aux différentes tensions du secteur	85
CHAPITRE XI. — Les particularités des systèmes « tous-courants »	88
Le filtrage dans les tous courants	88
Influence du premier condensateur de filtrage	89
Tension de ronflement à l'entrée du filtre	90
Le filtre	92
Haut-parleurs à excitation dans les tous-courants	95
Filtrage avec compensation du ronflement par le primaire du transformateur de sortie	97
CHAPITRE XII. — Fonctionnement sur 25 hertz ou sur continu. Auto-transformateurs. Doubleurs de tension	99
Filtrage sur 25 Hertz	99
Fonctionnement sur continu	101
Fonctionnement sur continu seulement	102
Redressement monoplaque en alternatif	102
Valves tous-courants en redressement biplaque	104
Autotransformateurs	104
Montages doubleurs de tension	106
CHAPITRE XIII. — Les redresseurs « secs »	109
Généralités	109
Les redresseurs secs dans le dépannage et la construction. — Filtrage	112
Chute de tension suivant le débit	112
CHAPITRE XIV. — Quelques particularités des circuits de filtrage et quelques causes de ronflement	114
CHAPITRE XV. — La partie B.F. d'un récepteur	120
Le but de l'amplificateur B.F.	120
Fréquence et forme des courants B.F.	121
Vue d'ensemble	122
Disposition pratique. Erreurs à éviter	125
CHAPITRE XVI. — Condensateurs électrochimiques basse tension, condensateurs au papier et au mica	127
Les condensateurs électrochimiques B.T.	127
Les condensateurs au papier et au mica	127
Isolement et sa vérification	131
Comportement des condensateurs en courant alternatif	132
CHAPITRE XVII. — Potentiomètres	134
CHAPITRE XVIII. — Haut-parleurs	137
Constitution	137
Excitation des H.P.	138
Transformateurs de haut-parleurs	139
Le rôle et les caractéristiques d'un transformateur de H.P.	140
Le rapport de transformation	142
CHAPITRE XIX. — Mesures simples sur les haut-parleurs. Remplacement des transformateurs, des bobines mobiles et des lampes finales	143
Quelques mesures sur les haut-parleurs	143
Remplacement d'un haut-parleur	148
Moyens de fortune et trucs divers	152
Réparation des haut-parleurs	153

CHAPITRE XX. — Lampes utilisées en B.F., triodes et pentodes	158
Aspect extérieur. — Constitution interne	158
Représentation schématisée	159
Caractéristiques des lampes (Alimentation)	160
Triode et ses particularités	162
Pentode ou tétrode et ses particularités	165
CHAPITRE XXI. — Transistors utilisés en B.F.	169
Aspect extérieur	169
Constitution interne	170
Sorties	171
Représentation schématique	171
Alimentation d'un transistor	172
Comportement d'un transistor	173
CHAPITRE XXII. — Caractéristiques des lampes en amplificatrices	178
Pente	178
Signification et ordre de grandeur de la pente	179
Résistance interne	181
Signification et ordre de grandeur de la résistance interne	182
Coefficient d'amplification	184
Portée pratique et ordre de grandeur du coefficient d'amplification	185
Quelques mots sur le gain réel d'un étage	188
Transposition des caractéristiques de lampes	190
CHAPITRE XXIII. — Caractéristiques des transistors utilisés dans les montages amplificateurs B.F.	192
Sources de signal et leurs caractéristiques	192
Adaptation des résistances	194
Montages fondamentaux des transistors	195
Caractéristiques des transistors en tant qu'éléments amplificateurs	197
Résistance d'entrée	198
Gain en courant	199
Gain en tension	201
Gain en puissance	202
CHAPITRE XXIV. — Polarisation des lampes	203
Polarisation automatique dite « polarisation par la cathode »	203
Comment déterminer la valeur correcte de la résistance de polarisation	204
Polarisation semi-automatique ou « par la grille »	209
Polarisation par une source séparée ou polarisation fixe	214
Polarisation dite par courant inverse de grille	215
CHAPITRE XXV. — Polarisation et stabilisation thermique des transistors ..	216
Polarisation	216
Systèmes de polarisation	217
Compensation thermique	220
Compensation par contre-réaction collecteur-base	226
Pour ne pas réduire le gain	221
Compensation par contre-réaction d'émetteur	222
Compensation par contre-réaction mixte. — Compensation par thermistance ..	225
Transistor chargé par le primaire d'un transformateur	226
Cas des montages à base commune ou à collecteur commun	226
CHAPITRE XXVI. — Mesure des tensions et des intensités. Erreurs dues à la propre résistance du voltmètre	229
Mesure des tensions	229
Mesure des tensions de plaque et d'écran	229
Mesure des tensions de polarisation par la cathode	232
Mesure des tensions de polarisation « par la grille »	234
Mesure des intensités	236

TABLE DES MATIÈRES

CHAPITRE XXVII. — Mesures sur les circuits à transistors	237
Le « plus » à la masse. — Mesure des tensions	237
Mesure des intensités	238
Mesure des résistances	241
CHAPITRE XXVIII. — Vérifications préliminaires d'un récepteur en panne. Mesure du débit-secteur. Signification d'un débit trop élevé, trop faible ou trop nul	242
Comment aborder un poste en panne	242
Vérification du débit-secteur	243
Cas d'un « alternatif »	246
Cas d'un tous-courants	249
Interversion des lampes	251
CHAPITRE XXIX. — Vérification systématique de la partie B.F. Récepteur complètement muet	252
CHAPITRE XXX. — Manque de puissance	257
CHAPITRE XXXI. — Les différentes causes de distorsion ou de tonalité anormale. Leur recherche	261
CHAPITRE XXXII. — Accrochages, sifflements, motor-boating	270
Accrochages dans l'étage final	270
Accrochages dans l'étage préamplificateur. — Alimentation, source d'ennuis	272
Accrochages divers	278
CHAPITRE XXXIII. — Ronflement	279
Pourquoi et comment ? — Ronflement par défaut de filtrage	279
Localisation rapide d'un ronflement	282
CHAPITRE XXXIV. — Dépannage de la partie B.F. des récepteurs à transistors	284
Méthode générale. — Amplificateur B.F. à 3 transistors. — Tensions	284
Résistances	286
Variantes	288
Amplificateurs B.F. à 4 transistors. — Tensions	290
Résistances	291
Variantes	292
Amplificateurs avec étage d'entrée à collecteur commun	295
Amplificateurs à liaison directe	295
Etage final sans transformateur	296
Amplificateurs avec alimentation inversée. Divers	297
CHAPITRE XXXV. — Liaison par résistances-capacité. Transmission des fréquences basses. Influence des condensateurs de couplage. Principe de la commande de tonalité	298
Liaison par résistances-capacité	298
Influence du condensateur de cathode	300
Influence du condensateur d'écran	302
Autres influences. — Bilan des pertes	303
Remèdes	304
Amplificateurs à transistors	305
CHAPITRE XXXVI. — Quelques recettes simples pour modifier la tonalité	306
Quelques idées sur la tonalité variable	306
Modification de la tonalité par condensateur seul	307
Cas des pentodes préamplificatrices	312
Cas des lampes finales	314
Réglages séparés des graves et des aigus	315
Montages à transistors	316
CHAPITRE XXXVII. — Circuits série et circuits parallèles à résistances et capacités	319

CHAPITRE XXXVIII. — Circuits correcteurs de tonalité à résistances-capacités	325
Quelques circuits courants	325
Circuits sélectifs	328
CHAPITRE XXXIX. — Quelques dispositifs simples et efficaces de tonalité variable	333
Le filtre en T ponté	333
Le filtre simple. Fréquence du minimum	334
Influence de R_1 et R_2 sur la fréquence du minimum	336
Influence de C_1 et C_2 sur la fréquence du minimum	336
La profondeur du « creux »	337
Tonalités grave et aiguë	341
Réalisation et résultats pratiques	342
Influence de la résistance en série avec C_1	343
CHAPITRE XL. — Circuits correcteurs de tonalité dans les montages à transistors	344
CHAPITRE XLI. — Vérification de la partie B.F. à l'aide d'un signal basse fréquence et d'un voltmètre électronique	347
Dépannage « dynamique »	347
Marche à suivre. — Vérification de l'étage final	348
Appréciation de la puissance de sortie	352
Vérification de l'étage préamplificateur	353
CHAPITRE XLII. — Contre-réaction	359
En quoi consiste la contre-réaction ?	359
La contre-réaction en B.F.	360
Contre-réaction en tension et contre-réaction en intensité	362
Taux de contre-réaction	363
Influence de la contre-réaction sur le gain	364
CHAPITRE XLIII. — Comment agir sur la tonalité par la contre-réaction	370
Contre-réaction et tonalité	370
Principe de la contre-réaction dépendant de la fréquence	371
Quelques circuits classiques. — L'ordre de grandeur des éléments	372
Quelques schémas pratiques	374
Dispositifs réglables	376
CHAPITRE XLIV. — Contre-réaction et dispositifs de tonalité variable	380
Contre-réaction en intensité	380
Contre-réaction multiple	381
Correction de tonalité par potentiomètres à prise	383
Quelques dispositifs de tonalité variable	386
Conclusion pour la tonalité	388
CHAPITRE XLV. — Lampes finales en parallèle et en push-pull	390
A la recherche d'une puissance de sortie plus élevée	390
Lampe unique plus puissante	390
Précautions à prendre	391
Peut-on toujours utiliser une EL6 ou une 6L6 ?	392
Par quoi remplacer une EL6 ou une 6L6 ?	393
Deux lampes finales en parallèle	394
Lampes en parallèle et contre-réaction	396
Amplificateur tous-courants simple	396
Étage final push-pull	397
Alimentation des étages push-pull. — Polarisation d'un étage push-pull ..	399
CHAPITRE XLVI. — Différents systèmes de déphasage	401
Attaque d'un étage push-pull. — Déphasage par transformateur	401
Déphasage par lampe	404
Auto-déphasage	411