

LA TECHNIQUE PROFESSIONNELLE RADIO

□□ REVUE MENSUELLE □□
RÉSERVÉE AUX PROFESSIONNELS

— SEPTEMBRE 1938 —
□□□□ N° 37 □□□□

A LA RECHERCHE DE LA MUSIQUE REPRODUITE SANS DISTORSION

ÉTUDE SUR LES PICK-UP ou LECTEURS ÉLECTRIQUES DE DISQUES

Pick-up électrodynamique.

Comme un haut-parleur, un pick-up est un transformateur électromécanique, bien qu'il joue un rôle inverse ; son évolution suivra de près celle du haut-parleur. Le pick-up électrodynamique est à l'heure actuelle ce qu'était le haut-parleur électrodynamique il y a une dizaine d'années : il était réservé presque uniquement aux professionnels ; mais tout le monde sait que le haut-parleur électrodynamique est devenu d'un usage courant et l'électromagnétique a presque complètement disparu. Il est à souhaiter que pareille évolution se produise dans l'utilisation du pick-up, mais encore faut-il que le pick-up électrodynamique soit connu. Nous allons en donner sommairement le principe et la théorie ; la disposition utilisée varie suivant la marque, mais le principe reste sensiblement le même ; le modèle le plus courant ressemble à une magnéto en miniature, avec la différence que le mouvement de la bobine mobile, au lieu d'être rotatif, est oscillatoire. Il se compose essentiellement d'un aimant permanent en fer à cheval, de deux pièces polaires en fer doux et d'une bobine mobile, enroulée sur un cylindre de fer doux de la même manière que dans une magnéto. L'aiguille se fixe perpendiculairement à l'axe de ce cylindre et en son milieu (fig. 1).

Approximativement le champ magnétique dans l'entrefer peut être considéré comme uniforme. Dans la position de repos (aiguille verticale et plan des spires de la bobine mobile,

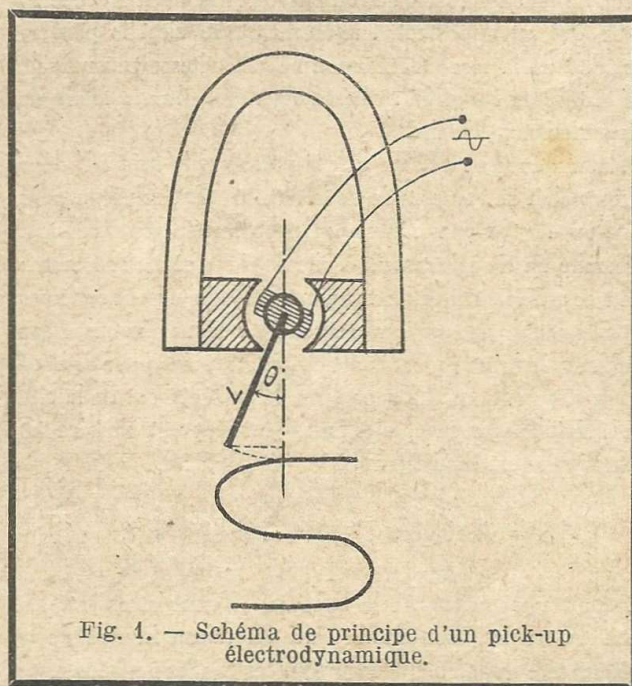


Fig. 1. — Schéma de principe d'un pick-up électrodynamique.

horizontal), le flux à travers la bobine est nul ; si l'aiguille dévie d'un angle θ , le flux devient :

$$\Phi = H. S. \sin \theta,$$

H étant le champ dans l'entrefer et S la surface totale de la bobine (somme de la surface de toutes les spires).

Pour une variation $d\Phi$ du flux pendant le temps dt , la force électromotrice induite dans la bobine est :

$$e = - \frac{d\Phi}{dt} = H. S. \cos \theta \frac{d\theta}{dt}$$

Si l'aiguille suit sur un disque, un sillon sinusoïdal d'amplitude A, très petite par rapport à la distance L de la tête de l'aiguille à l'axe de l'induit, on a :

$$\theta = \frac{A}{L} \sin 2\pi F t$$

$$\text{et } \frac{d\theta}{dt} = \frac{2\pi F A}{L} \cos 2\pi F t.$$

En remplaçant $\frac{d\theta}{dt}$ par sa valeur dans l'expression de la force électromotrice, on trouve :

$$e = - \frac{2\pi H S}{L} F A \cos \theta \cos 2\pi F t.$$

Pour les petites valeurs de θ , ce qui est notre cas, $\cos \theta$ est très voisin de l'unité et peut être remplacé par 1 ; il reste donc

$$e = - \frac{2\pi H S}{L} F A \cos 2\pi F t,$$

telle est la force électromotrice induite dans la bobine mobile, pour un sillon sinusoïdal d'amplitude A et de fréquence F.

Ce qui est important à retenir surtout, c'est la proportionnalité de la force électromotrice à la vitesse transversale de la tête de l'aiguille : cela caractérise l'absence totale de distorsion non linéaire.

Remarquons en passant que la présence du terme F dans l'expression de l'amplitude de la tension, aussi bien pour les pick-up électrodynamiques qu'électromagnétiques d'ailleurs, nécessite un enregistrement à vitesse transversale constante ; c'est ce qui a lieu effectivement, exception faite pour certaines bandes de fréquences, pour des raisons que nous examinerons d'ailleurs dans un prochain article, et du moins pour de bons enregistreurs. Pour des sons purs, le déplacement de la tête de l'aiguille graveuse, si l'enregistrement est linéaire en fréquences, est donné par :

$$a = A \sin 2\pi F t = \frac{K}{F} \sin 2\pi F t,$$

K étant une constante de l'appareil d'enregistrement. En d'autres termes, l'amplitude varie en raison inverse de la fréquence, sauf, bien entendu, pour les bandes de fréquences

auxquelles nous avons fait allusion plus haut. La vitesse transversale est donnée par :

$$\frac{da}{dt} = \frac{2\pi F K}{F} \cos 2\pi F t = 2\pi K \cos 2\pi K t,$$

son module est constant.

On voit donc que le remplacement de A par la valeur que nous lui admettons, dans l'expression de la force électromotrice induite dans un pick-up, fait disparaître F de l'expression de l'amplitude et la reproduction est linéaire en fréquence, du moins en admettant la théorie simplifiée que nous avons donnée ; mais cette théorie ne permet pas de se rendre compte directement de la distorsion en fréquences, car nous avons, pour simplifier, passé sous silence beaucoup d'autres phénomènes qui interviennent dans le fonctionnement d'un pick-up. En effet, d'une part, le pick-up débitant généralement sur un circuit extérieur, il faudrait faire intervenir l'équation du courant et, d'autre part, la transmission des vibrations se faisant par l'intermédiaire de systèmes mécaniques ayant de l'inertie et de l'élasticité, il faudrait faire intervenir les équations du mouvement de ces systèmes. Notons que, pour faciliter l'étude, on remplace souvent les systèmes mécaniques par des circuits électriques équivalents, l'inertie, l'élasticité et la résistance au mouvement (viscosité) étant remplacées par un coefficient de self-induction, une capacité et une résistance ohmique appropriés.

Sans écrire toutes ces équations, dont la résolution sortirait du cadre de notre article, remarquons que, pour les petites amplitudes que nous envisageons, elles sont toutes linéaires, tous les éléments des différents circuits pouvant être considérés comme constants (1). Il s'ensuit qu'un sillon sinusoïdal donne toujours une tension (électrique) sinusoïdale ; donc, en ce qui concerne l'absence de distorsion non linéaire, le résultat n'est point changé.

Mais en ce qui concerne l'amplitude de la tension en fonction de la fréquence (courbe de réponse), les phénomènes de résonances interviennent pour donner à la courbe des maxima et des minima, si certaines précautions ne sont pas prises. La résonance la plus dangereuse est celle de l'ensemble de l'équipage mobile, mais en réduisant la masse de cet équipage et son moment d'inertie par rapport à l'axe de rotation (ce qui est très facile, puisque presque toutes les masses sont concentrées sur cet axe, mais l'est moins dans un pick-up électromagnétique à palette mobile (2), tout en laissant à la force de rappel (ressort ou caoutchouc) une valeur pas trop

(1) Il suffirait de ne pas dépasser la limite d'élasticité dans les éléments mécaniques, d'une part, et d'éviter la saturation magnétique du fer soumis au champ variable, d'autre part. Cette dernière éventualité ne se produit presque jamais dans les pick-up, mais par contre, est très à craindre dans les graveurs.

(2) Dans un pick-up électrodynamique, le rayon de giration du système mobile peut être facilement de l'ordre du millimètre, tandis qu'on ne peut guère descendre au-dessous de 5 mm pour la palette mobile d'un pick-up électromagnétique. On définit le rayon de giration d'un système mobile autour d'un axe comme étant la distance à laquelle devrait être placée toute la masse du système, de

grande (3), on peut rejeter la résonance suffisamment haut pour qu'elle soit en dehors de la bande de fréquences intéressantes (4).

D'ailleurs cette « bosse » peut être très « aplatie », en amortissant convenablement l'équipage oscillant, ou même complètement supprimée par l'emploi d'un filtre électrique approprié (5).

Pick-up électromagnétique.

Pour pouvoir faire une comparaison, nous allons donner maintenant le principe du pick-up électromagnétique. Quel

l'axe pour avoir le même moment d'inertie que ce système par rapport à l'axe ; sa considération rend plus élémentaire la définition du moment d'inertie, qui est alors donné en fonction du rayon de giration R et de la masse M du système par :

$$I = M \cdot R^2.$$

On voit donc que, pour une même masse, le moment d'inertie est proportionnel au carré du rayon de giration ou, en langage élémentaire, qu'il est d'autant plus petit que la masse se trouve plus concentrée autour de l'axe ; un simple coup d'œil sur les profils a et b représentés ci-contre et qui schématisent les équipages mobiles d'un pick-up électromagnétique et d'un électrodynamique suffit à montrer que, à masse égale, le rayon de giration et, par suite, le moment d'inertie sont plus petits dans le cas b que dans le cas a . Rappelons enfin que la fréquence de résonance d'un système oscillant

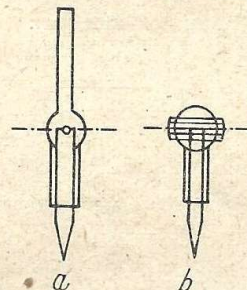
est : $F = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C}{I}}$, C étant le couple de rappel et I le moment d'inertie.

(3) Le « mou » est en effet nécessaire, pour la reproduction convenable des notes graves.

(4) Dans le pick-up électrodynamique *Bernard Roux*, la vis de serrage de l'aiguille a même été supprimée, en vue d'alléger l'équipage mobile d'une part et d'éviter des vibrations parasites d'autre part. L'aiguille se coince d'elle-même, dans un petit tube de section ellip-

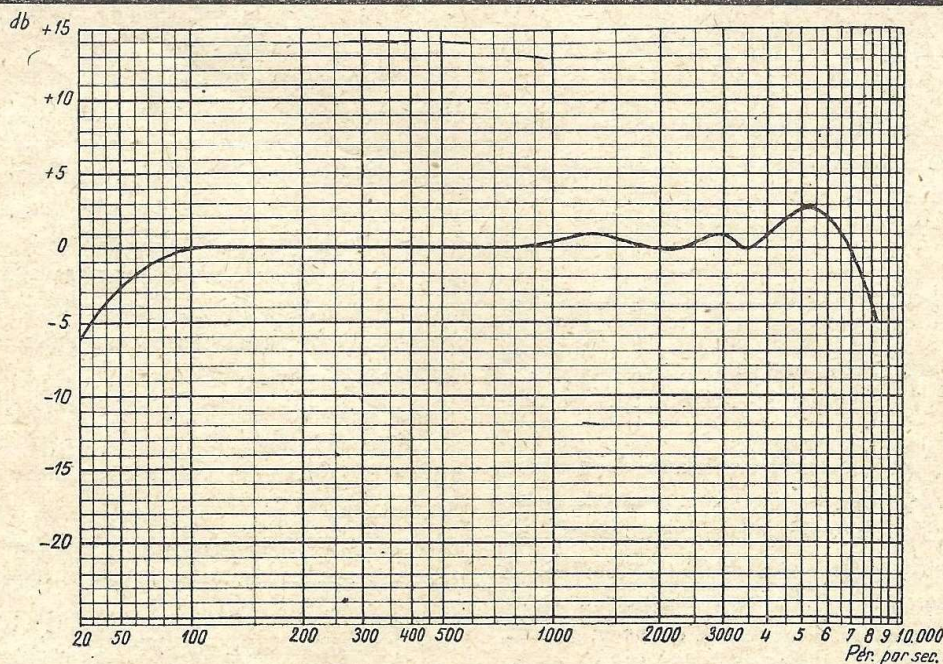
que soit le dispositif employé, le principe consiste toujours à faire varier le flux magnétique par la variation de réluctance d'un circuit magnétique, au rythme de la vibration d'une palette mobile, en fer doux, commandée par l'aiguille. La partie de la réluctance variable est naturellement un entrefer et l'on sait combien il est difficile de donner une expression mathématique simple de la réluctance d'un espace d'air traversé par un flux magnétique, en fonction des éléments géométriques (sauf dans des cas particuliers très simples et moyennant certaines approximations). Par contre, l'étude expérimentale est possible. Notons immédiatement que la

tique, uniquement par l'effet du poids du pick-up et de l'attraction magnétique de l'aimant. On voit sur la courbe de réponse de ce pick-up que nous reproduisons ci-contre que la résonance principale du système mobile se produit aux environs de 6.000 Hz, ce qui permet une constance de la courbe entre 50 et 7.000 Hz, inconnue avec les pick-up électromagnétiques. D'autre part, l'analyse de la courbe de la tension donnée par ce pick-up, d'un sillon sinusoïdal



à 300 Hz, enregistré dans des conditions normales, a montré que le pourcentage d'harmoniques est bien plus faible que celui toléré communément pour avoir une reproduction convenable.

(5) Nous reviendrons d'ailleurs sur cette question de correcteurs, des conditions de leur emploi et des limites de leur efficacité, dans un prochain article.



Courbe de réponse du pick-up électrodynamique *Bernard Roux*.

condition essentielle, pour avoir une reproduction exempte de distorsion non linéaire, est que la variation du flux soit proportionnelle au paramètre définissant l'élongation : déplacement ou angle ; mathématiquement cette condition se traduit par :

$$\frac{d\Phi}{dx} = \text{Cte} \text{ ou } \frac{d\Phi}{d\theta} = \text{Cte.}$$

Théoriquement, on peut se rapprocher de cette condition, si l'on s'arrange pour avoir un champ magnétique uniforme dans la partie de réluctance variable (entrefer) et que la variation de réluctance soit faible par rapport à la réluctance totale du circuit magnétique ; cela nécessite généralement une grande surface d'entrefer par rapport à son épaisseur, donc, par suite, une partie mobile trop importante, incompatible avec la reproduction des notes aiguës.

Si l'on désigne par $\mathcal{E}$ la force magnétomotrice de l'aimant, par R_1 la réluctance de l'entrefer et par R_2 celle du reste du circuit magnétique, le flux est donné par :

$$\Phi = \frac{\mathcal{E}}{R_1 + R_2}$$

Si le champ est uniforme dans l'entrefer, on a :

$$R_1 = \frac{X}{S},$$

X désignant l'épaisseur de l'entrefer et S sa surface ; le flux est alors :

$$\Phi = \frac{\mathcal{E}}{\frac{X}{S} + R_2} = \frac{S \mathcal{E}}{X + S \cdot R_2}$$

et sa dérivée par rapport à X :

$$\frac{d\Phi}{dX} = - \frac{S \mathcal{E}}{(X + S R_2)^2}$$

doit être constante, entre les limites de fonctionnement. L'allure générale de cette fonction est donnée sur la courbe de la figure 2. (Nous avons supprimé le signe $-$, car c'est la valeur absolue de cette fonction qui nous intéresse.)

On voit que $\frac{d\Phi}{dX}$ est d'autant plus constant que le déno-

minateur est plus grand, et pour une valeur donnée de X , que le produit $S \cdot R_2$ est plus grand ; et cela au détriment de la sensibilité.

Pour des raisons dont la plus importante a été donnée plus haut (légèreté de l'équipage mobile), ces considérations ne servent pas toujours à des réalisations pratiques et, effectivement, l'étude expérimentale des pick-up électromagnétiques montre que la variation du flux en fonction du déplacement ne suit pas du tout une loi linéaire. Remarquons en passant que dans les graveurs surtout, la saturation du fer vient encore augmenter cette distorsion non linéaire.

Certes, on a cherché, par différents procédés, à compenser cette distorsion, mais aucun n'a été entièrement efficace, et l'examen oscillographique de la tension donnée par un pick-up électromagnétique d'un sillon sinusoïdal montre, très souvent à vue d'œil, une distorsion non linéaire, caractérisée généralement par des maxima et des minima rendues plus pointues ; d'ailleurs l'analyse détaillée de la courbe donne un pourcentage assez important d'harmoniques. Les pick-up

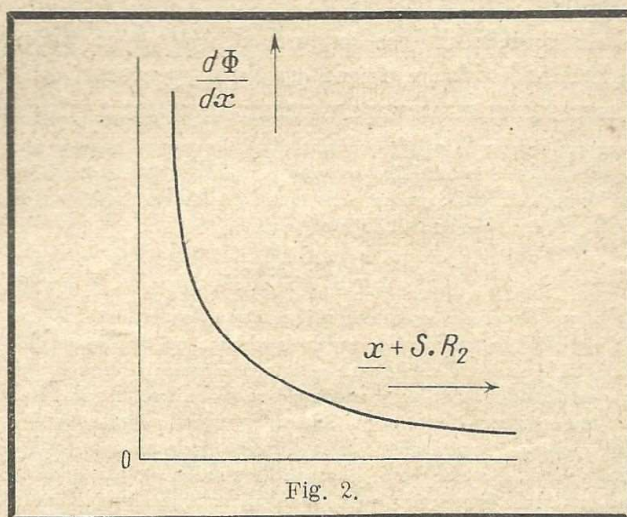


Fig. 2.

actuels, étant presque tous symétriques par rapport à la palette mobile, les harmoniques d'ordre pair manquent (si toutefois l'équilibrage est parfait) et l'harmonique le plus important est, en général, le troisième. Remarquons que, d'après le principe d'enregistrement défini plus haut, la distorsion non linéaire se fait d'autant plus sentir que la fréquence à reproduire est plus basse, puisque l'amplitude du sillon augmente quand la fréquence diminue, pour une même intensité sonore. Notons qu'il n'est pas impossible de compenser électriquement la distorsion non linéaire, en concevant, par exemple, un amplificateur spécial, à courbe d'amplification non linéaire (6), mais tel que la distorsion y soit exactement inverse à celle produite par le pick-up ; mais ajoutons tout de suite qu'un tel correcteur est assez délicat à établir (5).

D'autre part, pour des raisons d'ordre pratique et mécanique, on ne peut réduire beaucoup les dimensions de la palette mobile. On ne peut aussi songer à augmenter au-dessus d'une certaine limite le couple de rappel (3) : un inconvénient pratique est que les disques s'useraient trop vite et les notes graves, après quelques auditions, donneraient l'illusion de crachements très désagréables.

La fréquence propre d'oscillation de l'ensemble mobile se trouve donc nécessairement basse, et les notes aiguës sont mal rendues : le timbre de la voix et des instruments se trouve, par suite, altéré.

Et cela n'est pas tout. Jusqu'à maintenant nous n'avons considéré que les régimes permanents, mais la musique et

(6) C'est de la courbe d'amplification en fonction de l'amplitude qu'il s'agit et qu'il ne faut pas confondre ici avec la courbe en fonction de la fréquence.

surtout la voix sont pleines de régimes transitoires. D'après un théorème de FOURIER, sur lequel nous ne pouvons pas nous étendre ici, à toute courbe (fonction), même non périodique, représentant, pour le cas qui nous occupe, un régime transitoire, correspond un « spectre de fréquences ». Si donc nous imposons à un système oscillant, en l'occurrence l'équipage mobile de notre pick-up, à se mouvoir suivant une loi en fonction du temps, représentée par la courbe considérée plus haut, cet oscillateur a tendance à résonner sur sa fréquence propre d'oscillation, et cela d'autant plus facilement que cette fréquence se trouve dans la bande de fréquences dominantes dans le spectre, et d'autant plus longtemps que le système oscillant est moins amorti (7). Le seul moyen efficace, pour éviter ces résonances parasites connues communément sous le nom de « note de palette » est de donner au système oscillant une fréquence propre assez élevée et de l'amortir convenablement.

Notons que cette distorsion, perceptible dans les régimes transitoires, peut se produire en dehors de toute résonance en régime permanent, et ne peut naturellement point être corrigée par des moyens électriques (filtres).

Avant de terminer avec les pick-up électromagnétiques, signalons que des pick-up « high fidelity » ont été construits de manière à se rapprocher des conditions que nous avons données plus haut (large entrefer), mais ici, au contraire, on a cherché à faire résonner l'ensemble mobile dans la partie basse de la gamme, pour obtenir un renforcement des notes graves, ce qui, dans certains cas, peut présenter un avantage. Une autre résonance provoquée beaucoup plus haut dans la gamme « relève » les fréquences aiguës.

Pick-up à cristal.

Disons encore un mot des pick-up à cristal, généralement à quartz. On utilise les propriétés piézo-électriques d'une lame de quartz convenablement taillée de développer une différence de potentiel entre ses faces, proportionnelle à la pression qu'on y applique. Le coefficient de proportionnalité étant constant dans les limites d'utilisation et la pression elle-même étant rendue proportionnelle au déplacement de la tête d'aiguille par une transmission mécanique appropriée, il n'y a pas du tout de distorsion non linéaire, et l'on peut avoir ainsi des tensions dépassant facilement le volt. Par contre, la distorsion en fréquences prend de grandes proportions : le fait que les tensions sont proportionnelles aux déplacements rend ce pick-up médiocre pour la reproduction des disques ordinaires qui sont enregistrés, ainsi qu'il a été dit, suivant le procédé à vitesse transversale constante en fonction de la fréquence. Avec un pareil enregistrement, la courbe de réponse d'un pick-up à piézo-cristal, en coordonnées logarithmiques, est une droite à pente négative (fig. 3), cela, bien entendu, en ne tenant compte d'aucun phénomène de résonance, mais en faisant résonner le système oscillant à une fréquence assez haute, on obtient la courbe en trait plein de la figure 3, qui est encore loin d'être parfaite.

Avant de terminer, signalons qu'avec un pick-up électromagnétique ou à piézo-cristal, le niveau est suffisant pour pouvoir attaquer directement l'amplificateur B. F. d'un bon poste de T. S. F., tandis qu'avec un pick-up électrodynamique, vue la petitesse de la bobine mobile, la tension de sortie est généralement trop faible et nécessite, un transformateur d'entrée spécial ou un étage de préamplification supplémentaire (8).

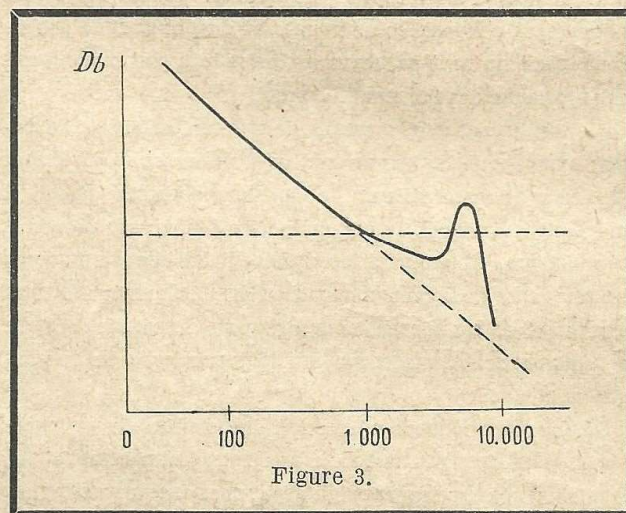


Figure 3.

Nous n'avons certes pas cherché à faire une étude complète sur les pick-up, mais simplement à en donner une vue d'ensemble, et d'exposer le principe de fonctionnement des principaux types, en faisant ressortir les caractéristiques dominantes de chacun et les causes principales des distorsions qui peuvent se produire ; le public malheureusement « avale » trop souvent une musique ou une voix déformée, par suite d'une regrettable adaptation de l'oreille ; mais cela ne doit pas être ; la technique de l'électro-acoustique a suffisamment fait de progrès pour ne pas le tolérer.

EMILE N. BATLOUNI,
Licencié ès-sciences,
Ingénieur E. S. E.
Ingénieur Rad'o E. S. E.

(7) Une analogie fort intéressante peut être remarquée dans la manière dont les « parasites » atmosphériques attaquent un récepteur de T. S. F. Voir à ce sujet notre article paru dans le n° 10 de *Radio-Constructeur*. « Peut-on éliminer les parasites des réceptions radio-phoniques ? »

(8) Cependant dans le pick-up électrodynamique *Charlin*, la sensibilité a pu être considérablement augmentée, grâce à une disposition spéciale du pivotage qui a permis une réduction notable de l'entrefer, et un allongement important de la bobine mobile, allongement permettant d'augmenter la surface utile des spires, sans toutefois exagérer le moment d'inertie de l'équipage mobile. Notons d'ailleurs que le plus grand avantage de ce système de pivotage à pointes est la suppression du caoutchouc habituel de l'entrefer, permettant ainsi une remarquable diminution du bruit de fond.

LES RONFLEMENTS

dans les lampes de réception

Les ronflements que produisent les postes alimentés sur alternatif peuvent être considérés comme un des points les plus délicats d'un récepteur de qualité. Ce fait se traduit notamment pendant les interruptions du programme par un ronflement du haut-parleur qui ressort tout particulièrement dans le calme des écoutes du soir.

Ce ronflement peut provenir de différentes causes. Induction magnétique du transformateur d'alimentation sur divers éléments (transformateur de sortie, bobinages haute et moyenne fréquence). Induction électrostatique sur différents conducteurs, notamment ceux des grilles de commande, comme celles de la préamplificatrice basse fréquence. Filtrage insuffisant de tensions d'anode, de grille-écran, ou de grille de commande. Alimentation des filaments avec du courant alternatif.

Enfin, nous pouvons citer une induction du champ alternatif sur les lampes. Cette induction se traduit par une modulation du flux électronique qui peut aller jusqu'à détourner les électrons de la plaque, ainsi qu'on peut facilement s'en rendre compte à l'aide d'un aimant permanent. Cette dernière action ne peut pas être éliminée, car il serait nécessaire de prévoir autour des lampes un blindage en fer de 3 à 5 mm d'épaisseur. Il faudra donc que l'appareil soit conçu de telle sorte que les lampes se trouvent en dehors de tout champ magnétique perturbateur.

Signalons encore que le ronflement peut venir du fait qu'il existe une tension alternative entre cathode et filament, comme, par exemple, dans le cas d'un tous-courants où les filaments sont en série, alors que les cathodes sont plus ou moins à la masse.

Détermination de l'amplitude du ronflement.

Dans les recherches que l'on peut être amené à faire sur les ronflements, il est avant tout important de connaître la tension de ronflement admissible. Comme l'oreille n'a pas la même sensibilité pour toutes les fréquences, la tension de ronflement admissible sur une électrode dépendra aussi de la fréquence. Pour des fréquences très basses, de 50 ou 100 périodes, l'oreille est très peu sensible, de sorte que la tension, en valeur absolue, peut être plus forte qu'elle ne le serait à 500 ou 1000 périodes. Pour pouvoir faire une mesure ayant une signification acoustique, il est nécessaire de faire une mesure derrière un filtre dont la courbe de réponse, en fonction de la fréquence, a la même allure que la sensibilité de l'oreille. Une telle courbe de réponse est donnée dans la figure 1.

En prenant comme fréquence de référence la fréquence de 500 Hz, on pourra chiffrer l'intensité de ronflement en volts, suivant la sensibilité de l'oreille. Dans ces conditions

on a trouvé que dans le cas d'un haut-parleur moyen, à 500 périodes, la valeur juste admissible est de $1/4.000$ de la tension nécessaire pour produire la puissance standard de 50 milliwatts.

Ce chiffre constituera la première base pour l'examen du ronflement. L'autre point de départ est le réseau lui-même ; la plupart des réseaux ne fournissent qu'une onde approxi-

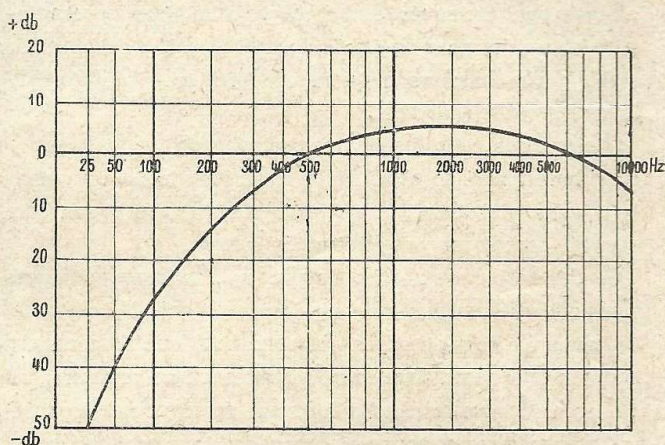


Fig. 1. — Courbe représentant la sensibilité de l'oreille en fonction de la fréquence. La sensibilité unité correspond à 500 Hz.

mativement sinusoïdale et contenant un certain pourcentage d'harmoniques. Les mesures de base se font actuellement avec un réseau donnant une tension sinusoïdale à 50 périodes, à laquelle sont ajoutées 3 % de 500 périodes. Il est vraisemblable que l'on prendra ultérieurement 3 % de 250 périodes parce que cette dernière condition est plus proche de la réalité que la précédente.

Valeurs admissibles de la tension de ronflement.

Il convient d'abord de séparer le ronflement de modulation et le ronflement direct.

RONFLEMENT DE MODULATION.

Le ronflement de modulation est celui qui devient perceptible dans le haut-parleur par modulation de l'onde porteuse, donc dans une partie haute ou moyenne fréquence du récepteur.

RONFLEMENT DIRECT.

Le ronflement direct est celui qui arrive au haut-parleur par suite de l'amplification directe en basse fréquence. Dans ce dernier cas, en particulier, la tension de ronflement maximum admissible sur une électrode quelconque est égale à la tension à 500 périodes qui, reliée à cette électrode produit le $1/4.000$ de la tension nécessaire pour une puissance de 50 milliwatts.

Comme c'est la grille qui présente en général la plus grande sensibilité, la tension de ronflement est, le plus souvent, rapportée à la grille.

Lampe finale.

La tension de ronflement admissible à la grille d'une lampe finale est très simple à déterminer puisque la tension nécessaire pour produire une puissance de sortie de 50 milliwatts est bien connue et se trouve en général donnée avec les caractéristiques de la lampe. Pour la lampe EL3, la sensibilité (tension à appliquer sur la grille pour obtenir 50 milliwatts sur une impédance de charge de 7.000 ohms) est de 0,32 V. Par suite, la tension de ronflement serait de 80 μ V. En réalité, on constate que pour l'impédance grille maximum cette tension n'est que de 50 μ V.

Etage préamplificateur.

Pour cet étage, tout dépend de sa constitution et de son amplification. S'il s'agit d'une triode, genre EBC3, qui amplifie environ 20 fois, on peut admettre 4 μ V sur la grille en employant une EL3 comme lampe finale. Cependant, lorsqu'on emploie une penthode qui amplifie beaucoup plus, la tension est beaucoup plus petite. Ainsi une penthode EF 6 donne une amplification de près de 100. Précédant une penthode EL5, par exemple, dont la sensibilité est de 0,51 V, la tension admise sur la grille de la lampe finale sera de 130 μ V environ, et la tension admissible sur la grille de la préamplificatrice sera de 1,3 μ V. Cette valeur extrêmement faible ne pourra se présenter que si l'impédance grille de la EF 6 est petite, de l'ordre par exemple de 10.000 Ω , car si la valeur de cette impédance devenait plus grande, de l'ordre de 0,5 M Ω , les mouvements browniens produiraient déjà une tension de 10 μ V. Dans ces conditions, la tension de bruissement (bruit de fond) devenant grande par rapport à la tension de ronflement, il n'y a pas lieu de se montrer aussi sévère. La valeur raisonnable sera atteinte avec une tension de ronflement égale à peu près à la tension de bruissement.

Diodes.

Avec une diode combinée avec l'élément amplificateur (lampe EBC3) c'est en général la tension admissible sur la grille de cette lampe qui limite la tension de ronflement. Cependant si l'on utilise une double diode EB 4 suivie d'une penthode EF 6, il faut considérer le cas où l'amplification derrière les diodes est réglée au maximum. On se trouve alors limité par la tension de bruissement comme dans le cas précédemment envisagé (penthode EF 6 en préamplificatrice B. F.).

Lampes amplificatrices à haute ou moyenne fréquence

Dans ce cas, les impédances grille ou plaque de ces lampes sont, en général, négligeables pour la basse fréquence et, par suite, une induction directe du ronflement n'est pas à craindre. Il faut cependant remarquer que, dans le cas du

couplage HAZELTINE du circuit d'antenne, il n'en est pas obligatoirement de même et que dans ce cas il est à craindre une induction directe de la tension de ronflement (fig. 2).

Nous n'aurons à tenir compte, en général, que du ronflement de modulation. La valeur admissible de la tension de ronflement est déterminée par la profondeur de modulation produite. Comme point de départ, on peut considérer que pour

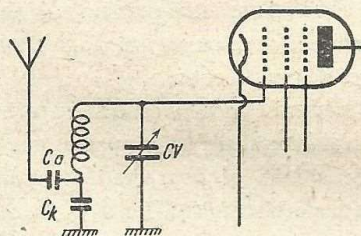


FIG. 2. — Le couplage HAZELTINE introduit dans la grille une impédance qui est négligeable pour la HF, mais importante pour la BF (condensateur Ck).

500 périodes, 1/4 % est la valeur maximum admissible. On en déduira par les courbes de ronflement de modulation de chaque lampe la tension admissible.

Ces courbes sont données par Philips, en particulier, et présentent de sérieux avantages. D'ailleurs elles seront dorénavant chiffrées pour 1 % de modulation, ce qui correspond en réalité à la valeur obtenue à 100 périodes. Cette valeur diffère de celle, étalon, à 500 périodes du fait que la sensibilité de l'oreille est bien moindre, elle correspond à 1/4 ‰ à 500 périodes.

Lampes modulatrices.

Le calcul et la détermination sont les mêmes que pour les lampes H. F., mais il faut encore tenir compte du fait que la grille d'oscillation peut aussi permettre l'introduction d'un ronflement.

Ainsi dans le cas de l'octode EK 2, une tension B. F. de 40 mV sur la première grille produit 1 % de profondeur de modulation, alors que dans un tous-courants on ne peut admettre que 80 μ V avec une tension alternative de 15 à 18 volts entre le filament et la cathode (la lampe étant en troisième position).

Causes du ronflement.

Après avoir envisagé la grandeur de la tension perturbatrice admissible, nous allons en regarder de plus près les causes. Pour cela il est nécessaire de monter une lampe de manière à ne pas avoir d'impédances gênantes dans la cathode et dans la grille. La résistance d'anode sera montée dans l'entrée de l'amplificateur de mesure. Ce montage quoique très simple va déjà donner des indications précieuses pour les causes de ronflement d'anode (fig. 3).

Ronflement d'anode.

Nous trouvons deux causes principales :

- 1° Capacité filament-anode

2° Emission d'électrons divergeants par la cathode.

Cette deuxième cause réclame quelques mots d'explication. Ces électrons traversent les grilles et passent au bord de l'anode. Pendant une demi-période ils peuvent arriver sur le filament tandis que pendant l'autre demi-période ils peuvent atteindre la plaque par un détour (filament négatif). Il se produit alors une tension de ronflement sur l'anode qui disparaît si le filament reste toujours négatif, par exemple à l'aide d'une batterie. Cette cause peut d'ailleurs être éliminée par des artifices de construction.

La capacité filament cathode n'est d'autre part gênante que dans l'étage préamplificateur. En supposant que l'impédance d'anode soit de 250.000Ω , pour une tension alternative de 10 V entre cathode et filament, les 3 % de 500 périodes contenus dans l'alimentation donnent pour 100 μV admissibles

$$\frac{100 \cdot 10^{-6}}{0,03 \times 10 \times 250.000 \times 2 \pi \times 500} = 4,2 \mu\text{F},$$

condition assez facile à réaliser par construction, ce qui fait que le ronflement par capacité ne doit pas se présenter dans la pratique.

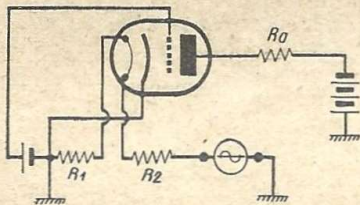


FIG. 3. — Montage d'une lampe sans impédance grille, ni impédance de cathode. — mesure du ronflement d'anode sur Ra.

Examinons d'autres causes de ronflement : il pourrait se présenter un mauvais isolement anode-filament, mais là encore ce cas est peu probable car il proviendrait d'une défectuosité du tube.

Un autre cas est celui où le filament sort de la cathode et émet des électrons lui-même, dans ce cas la grille de commande, la plus proche sera beaucoup influencée et une très faible émission sera fort gênante.

Introduisons maintenant dans le montage précédent une impédance de grille (fig. 4), nous allons constater un ronflement additionnel.

Ronflement de grille.

Ses causes principales sont :

- 1° Un mauvais isolement grille-filament ;
- 2° Une capacité trop grande entre grille et filament ;
- 3° Une émission du filament qui atteint la grille.

Prenons le cas d'une EBC 3. L'impédance entre grille et cathode, constituée le plus souvent par une résistance, ne dépassera guère $0,5 \text{ M}\Omega$. En admettant une tension de ronflement de 10 μV , la valeur minimum de la résistance d'isolement grille-filament doit être de $5 \cdot 10^9$ ohms pour 6 V entre filament et cathode.

Dans les mêmes conditions la capacité filament-grille ne doit pas dépasser 0,075 μF . Si la grille est sortie sur le dessus, ce qui est le cas, cette condition se trouve réalisée.

Dans le cas des lampes H. F. ou M. F., on peut établir les mêmes calculs.

Pour l'émission directe du filament, il est difficile de calculer la limite à ne pas dépasser, car le pouvoir émissif du

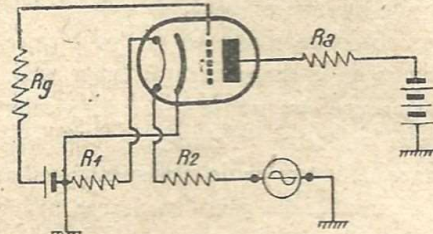


FIG. 4. — Montage de la lampe sans impédance de cathode, mais avec impédance grille. Mesure du ronflement de grille.

filament reste faible, le courant électronique est le plus souvent saturé et on obtient des harmoniques de la tension initiale dont le pourcentage est essentiellement variable.

De toutes façons le ronflement de grille est en étroite corrélation avec la valeur de l'impédance de grille. Il est donc recommandable de ne pas forcer cette valeur au-dessus de la grandeur nécessaire.

Ronflement de cathode.

Si maintenant on introduit une impédance entre cathode et masse, on occasionne une nouvelle cause de ronflements. En particulier, tel est le cas des impédances élevées. Cependant si nous nous supposons dans le cas d'une lampe avec contre-réaction basse-fréquence par courant d'anode (fig. 5) obtenue en ne shuntant pas la résistance de cathode, l'impédance obtenue est loin d'être négligeable. Il en est de même lorsqu'on se trouve en H. F. avec des résistances de cathode

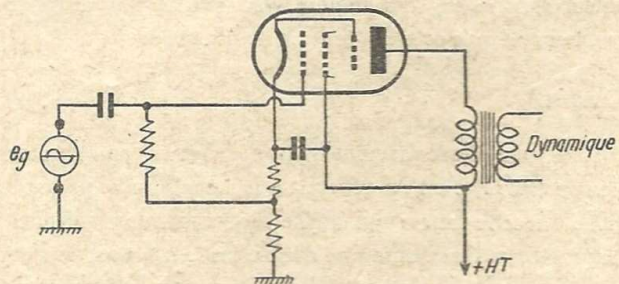


FIG. 5. — Dans ce montage de contre-réaction par courant d'anode on introduit une impédance assez grande pour la BF dans le circuit de cathode.

shuntées par des découplages suffisants pour la H. F., mais trop faibles pour la B. F.

Les causes principales du ronflement de cathode sont :

- 1° Mauvais isolement cathode-filament ;
- 2° Emission de la cathode vers le filament ;
- 3° Emission du filament vers la cathode.

L'impédance de cathode étant toujours faible, la capacité filament-cathode ne peut pas jouer, car pour obtenir un effet décelable, il faudrait qu'elle arrive à des valeurs ridiculement élevées.

Voyons la limite d'isolement cathode-filament, reprenons le cas de l'EK2, en troisième position sur un tous-courants (150 μ V admissibles) et supposons 16 volts filament-cathode. Les 3 % de 500 périodes sont seuls importants dans l'alimentation. La résistance de cathode étant de 300 Ω , par exemple, la résistance d'isolement sera de :

$$\frac{0,03 \times 16}{150 \times 10^{-6}} = 1 \text{ M}\Omega.$$

Cette valeur ne pourra être obtenue malgré la température élevée qu'avec une construction extrêmement soignée.

Les deux autres causes de ronflement envisagées sont, en général, éliminées par construction, cependant le résidu est à déterminer dans chaque cas par suite de la production d'harmoniques due à la saturation de l'émission, saturation dont l'effet a été vu plus haut.

Analyse acoustique du ronflement.

Si on branche derrière l'amplificateur de mesure muni de son filtre, un amplificateur linéaire entre 50 et 5.000 périodes attaquant un haut-parleur, on peut, le plus souvent, distinguer à l'oreille si le ronflement est dû à l'émission, à des défauts d'isolement, ou à une capacité.

Dans le cas de la capacité, on n'entend que la composante à 500 périodes du secteur.

En cas d'émission entre filament et cathode ou filament et grille, on observe un grondement confus à 50 ou 100 périodes dont il est malaisé de discerner la fondamentale. Lorsque le 50 et le 500 périodes passent à peu près d'une façon identique, on pourra en conclure que le ronflement observé provient d'un défaut d'isolement, ou d'électrons émis par la cathode et divergeants par dessus les bords de l'anode.

Lampes à chauffage direct.

Dans ce cas, l'inertie calorifique du filament peut être faible, ce qui introduit une composante à fréquence double de la fréquence d'alimentation. De plus, l'émission peut ne pas être régulière sur la longueur du filament ou encore la chute de potentiel peut provoquer une dispersion, etc. De toutes façons ce mode de chauffage produit avec les penthodes modernes à grande pente (EL 3, EBL 1, EL 5, etc...) des ronflements dus à la grande sensibilité des tubes et, par suite, est à éliminer. On est donc amené à prévoir ces lampes avec de fortes cathodes à chauffage indirect.

On a d'ailleurs constaté que dans le cas des triodes, le chauffage direct sous tension élevée (6 V, par exemple) introduisait un ronflement qui la plupart du temps était juste à la limite admissible compatible avec une bonne audition.

A. ALBERTINI.

QUELQUES MONTAGES PARTICULIERS avec la EB4 et la EBC3

Nous allons donner ci-dessous quelques montages utilisant des doubles diodes ou des doubles diodes-triodes, et présentant d'assez considérables avantages : réglage silencieux, commande différée, etc...

Montages du réglage automatique différé et du réglage silencieux.

On trouve (fig. 1) un premier montage, dans lequel, pour simplifier, les deux éléments diodes ont été séparés. La diode D_1 fournit la tension à basse fréquence et, en même temps, la tension régulatrice du CAV. Tant que cette tension reste inférieure à la tension $-V_{d2}$ appliquée à la cathode de D_2 , un courant passe dans cette dernière.

La faible résistance interne de la diode permet de retrouver aux bornes de C_1 à peu près intégralement la tension $-V_{d2}$. La polarisation des grilles ne varie pas. Cependant si la tension de régulation dépasse $-V_{d2}$, la diode D_2 se bloque et le réglage automatique commence à agir.

Avant même que l'effet de commande ne commence, il y a passage de courant dans D_2 , donc dans les résistances R_1 et R_2 . On trouve alors pour la résistance R_1 une chute de tension égale à

$$-\frac{R_1}{R_1+R_2} V_{d2},$$

tension polarisant la diode aussi longtemps que l'amplitude du signal reste inférieure à cette polarisation. La détection n'a pas lieu et l'appareil reste muet. Si des signaux plus forts se présentent, D_2 est bloquée, les résistances R_1 et R_2 ne sont plus parcourues par aucun courant et la détection s'opère normalement.

Du fait que la polarisation de départ des grilles est négative, on peut à ce moment se dispenser de résistances de cathodes et de condensateurs de découplage pour les lampes commandées.

Cependant, si l'on désire un retard assez grand sur la diode D_1 , on est obligé de choisir pour $-V_{d2}$ une valeur élevée et la sensibilité est plus faible.

Si l'on veut appliquer à D_1 une polarisation retardatrice élevée sans diminuer la sensibilité, on doit réduire la tension aux bornes de C_1 au moyen d'un diviseur de tension, mais alors non seulement la tension $-V_{d2}$ est réduite, mais encore la tension régulatrice.

La figure 2 représente un montage éprouvé. La tension $-V_{d2}$ est prise égale à -6 V ; la polarisation de D_1 est alors égale à

$$\frac{R_1}{R_1+R_2} \times (-6) = -2 \text{ V.}$$

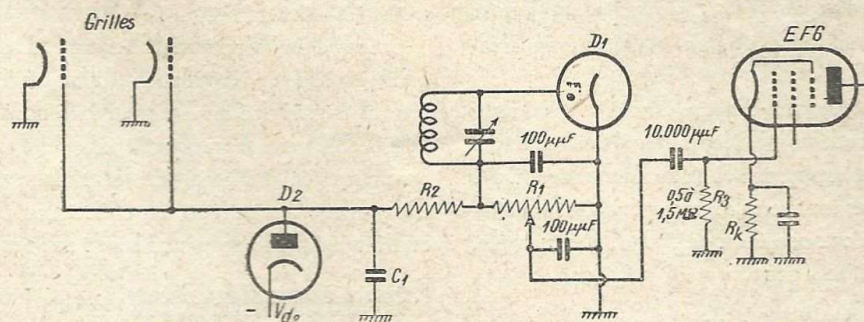


Fig. 1. — Schéma théorique d'un montage EB4-EF6 permettant le réglage silencieux, le réglage automatique différé du volume sonore.

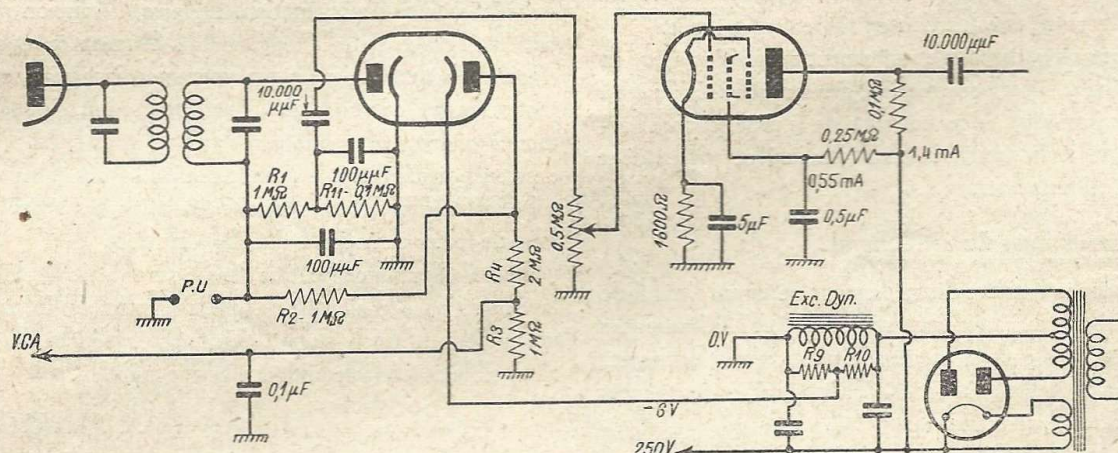


Fig. 2. — Schéma complet d'un montage basé sur le principe de celui de la figure 1. Pour le fonctionnement, se reporter au texte.

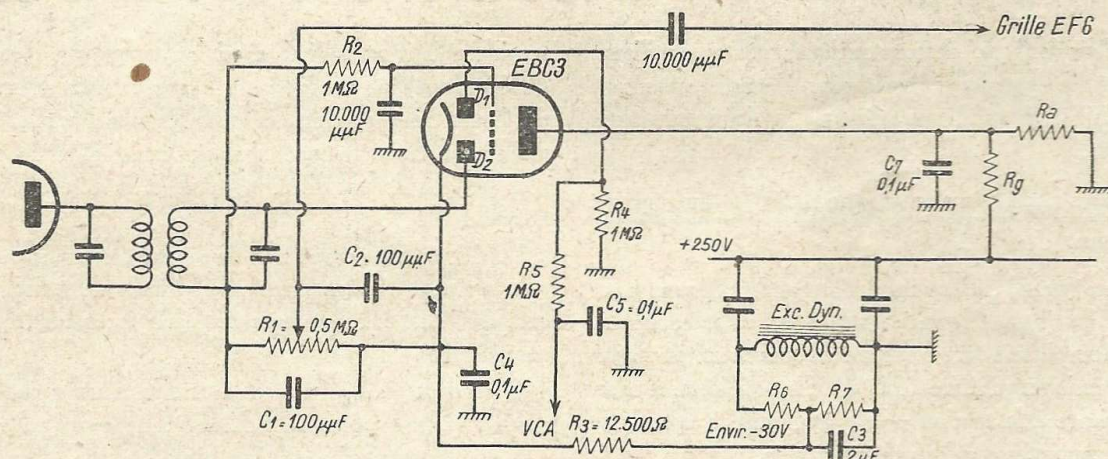


Fig. 3. — Ce montage permet d'utiliser la partie triode de la EBC3 en amplificatrice de CAV. La diode D1 est utilisée pour le réglage automatique différé, la diode D2 pour la détection-son.

La polarisation de départ des lampes commandées est aussi de -2 volts et on applique une fraction de tension de réglage

égale à $\frac{R_3}{R_2 + R_3 + R_4} = 1/4$. La marge de fonctionnement du

régulateur sera néanmoins suffisante si la tension est appliquée à deux lampes au moins.

On remarquera le montage du potentiomètre de volume sonore. Les avantages en sont :

1° Diminution de l'amortissement du transformateur par suite de la grande valeur de la résistance de charge ;

2° Il n'y a pas de crachements, malgré quoi la distorsion sur les signaux profondément modulés est évitée. Il est seu-

lement nécessaire de prévoir une bonne amplification basse-fréquence, afin de compenser la perte causée par le potentiomètre de charge.

Montage d'un antifading amplifié.

La figure 3 indique l'utilisation de la EBC 3 comme détectrice diode (D_2) précédant une EF 6, préamplificatrice B. F. La partie triode de la EBC 3 sert pour le réglage automatique amplifié et la diode D_1 produit le retard du réglage automatique. La tension négative qui se développe sur la résistance de fuite R_1 de la diode D_2 est appliquée à la grille de la partie triode, après filtrage, au moyen de la résistance R_2 et du condensateur C_{11} . Cette tension négative commande le courant anodique de la EBC 3 qui passe par la résistance de cathode R_3 , produisant ainsi une tension de cathode va-

riable. La résistance R_3 est réunie à un point présentant une tension négative de — 30 volts. Sans signal la cathode a une tension positive par rapport au châssis. Si le signal sur la diode prend une certaine intensité, la tension de cathode diminue par suite de la diminution du courant dans R_3 . Si le potentiel de la cathode par rapport au châssis devient négatif, il y a passage d'un courant de D_1 vers la cathode et chute de tension dans R_4 .

La tension régulatrice ainsi obtenue est filtrée (Résistance R_5 , Condensateur C_5) puis appliquée aux grilles. La tension négative de cathode est prise sur le — HT suivant un procédé classique. Il existe encore d'autres combinaisons plus complexes permettant d'obtenir, en plus, le réglage silencieux. Nous pourrions les présenter ultérieurement.

G.-A. HUGHES.

UTILISATION D'UN TRÈFLE CATHODIQUE POUR LA MESURE DE LA PROFONDEUR DE MODULATION

On sait l'importance que peut avoir pour l'amateur émetteur le contrôle constant de la profondeur de modulation ainsi que les multiples inconvénients que peuvent présenter une surmodulation qui provoque toujours des ennuis sans nombre, variables suivant le mode d'injection utilisé (modulation par une grille, modulation par la plaque, modulation simultanée sur plusieurs éléments, grille-écran et plaque, par exemple).

D'autre part, dans un autre domaine, il est intéressant de pouvoir, à chaque instant, contrôler d'un simple coup d'œil que le générateur H. F. employé au laboratoire ou dans l'atelier est modulé correctement et, en particulier, que son taux de modulation reste fixe. On sait, en effet, que les mesures que l'on effectue sur les postes récepteurs, soit à l'état de maquettes, soit en cours de fabrication, doivent être réalisées avec une onde entretenue modulée à 30 % avec une basse fréquence de 400 périodes.

Afin de contrôler le taux de modulation, le moyen le plus simple qui se présente à l'esprit est naturellement l'emploi d'un oscilloscope sur lequel on peut lire immédiatement la profondeur de modulation par une des nombreuses méthodes utilisées en pareil cas (trapèze, courbe enveloppe, etc...). Mais si l'on désire vérifier le taux de modulation rapidement et à chaque instant, on peut recommander, de préférence au cathodique, des montages moins encombrants et plus simples.

Parmi les multiples indicateurs que l'on peut concevoir, un des plus simples pourra être constitué par une double diode suivie d'un trèfle cathodique. C'est ce montage que nous allons décrire faisant suite en quelque sorte à l'article précédant du dernier numéro de la *Technique Professionnelle Radio*.

Principe du montage.

Considérons la figure 1 qui représente une diode branchée sur un circuit oscillant accordé sur la fréquence à contrôler.

Sur la résistance de charge, $R_1 + R_2$, se forme, de la façon habituelle, le signal redressé composé d'une tension continue à laquelle est superposée la tension alternative de modulation. Dans le cas d'un poste récepteur normal, on sait que l'on utilise la tension continue pour la commande automatique de pente des étages H. F. ou M. F., et que la composante alternative est appliquée sur la grille de l'étage basse

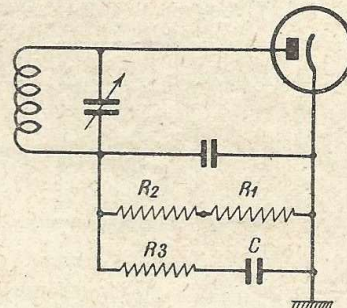


Fig. 1. — Circuit oscillant accordé sur la fréquence du signal avec sa diode. Il apparaît sur $R_1 + R_2$ une tension continue (porteuse) à laquelle se superpose une tension B.F. (modulation).

fréquence suivant. La figure 2 représente alors la répartition de tension sur la résistance de fuite.

Si la modulation est faite à 30 %, la tension B. F. est aussi égale à 30 % de la tension continue, et cela chaque fois que le signal sera assez fort pour éviter la zone quadratique au démarrage de la détection, c'est-à-dire pratiquement lorsque le signal dépasse 0,5 à 1 volt.

Pour déterminer la profondeur de modulation, il faut donc comparer l'une avec l'autre les composantes alternatives et continues du signal. Pour y parvenir, on élimine d'abord (fig. 1) la tension alternative B. F. à l'aide du filtre R_3 -C. Il subsiste alors uniquement la composante continue, V_g (fig. 2) que l'on peut prendre aux bornes de C. La plus grande valeur de tension V_{max} , qui se présente aux bornes de l'ensemble

$R_1 + R_2$ pour une profondeur de 30 % est évidemment égale à $1,30 \times V_g$. Si nous prenons R_1 égal à $\frac{R_1 + R_2}{1,3}$ la plus grande tension qui se présentera sur R_1 est encore égale à V_g .

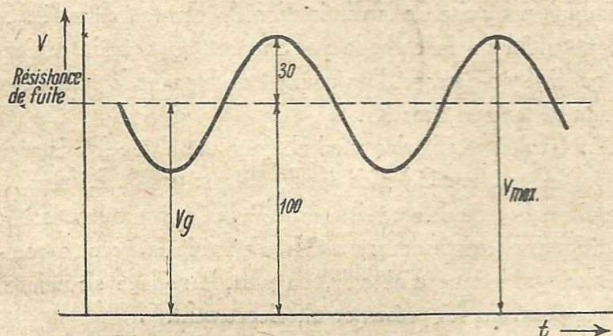


FIG. 2. — Allure de la tension sur $R_1 + R_2$, en admettant une profondeur de modulation de 30 %. V_g est la tension continue.

On détermine ainsi le rapport R_1/R_2 . On sait, de plus, que, quelque soit l'intensité du signal, et pour une profondeur de modulation inférieure à 30 %, la tension négative aux bornes de R_1 ne peut jamais être plus grande que la charge existant aux bornes de C. Si l'émetteur de mesure doit être réglé à 30 %, on augmente la profondeur de modulation depuis zéro

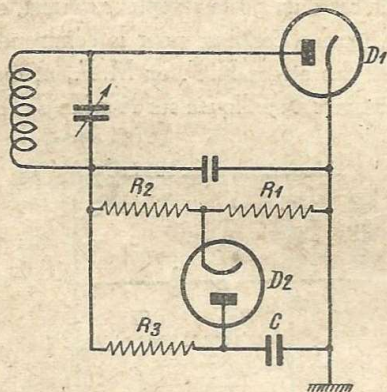


FIG. 3. — En montant une deuxième diode, lorsque la profondeur de modulation donnée est dépassée, la cathode devient négative sur les 1/2 alternatives, et par suite la tension négative sur C augmente.

jusqu'à ce que la tension maximum aux bornes de R_1 commence justement à devenir plus grande que celle qui existe aux bornes de C. Cependant on n'a pas encore défini le moyen de marquer le point de dépassement.

Comme on peut le voir sur la figure 3, on peut, pour cet usage, utiliser une diode. Lorsque la profondeur de modulation prescrite est dépassée, la cathode de la diode devient à chaque alternance un peu plus négative que l'anode. Elle devient donc conductrice. En réalité elle devient conductrice un peu plus tôt (vers $-1,3$ V), cependant, comme il est convenu que nous avons affaire à de grands signaux, la conductibilité peut être négligée.

La tension aux bornes de C varie dans le sens négatif parce qu'un certain courant passe par la diode. L'augmentation de la tension négative aux bornes de C peut être facilement

constatée en l'employant à commander un trèfle cathodique EM1.

Le montage complet est représenté dans la figure 4. Comme il est nécessaire de travailler avec un signal suffisant, ce qui ne cause pas de difficultés dans une hétérodyne de mesure, la tension prise sur C sera diminuée dans le rapport 1/6 avant d'être appliquée au trèfle cathodique.

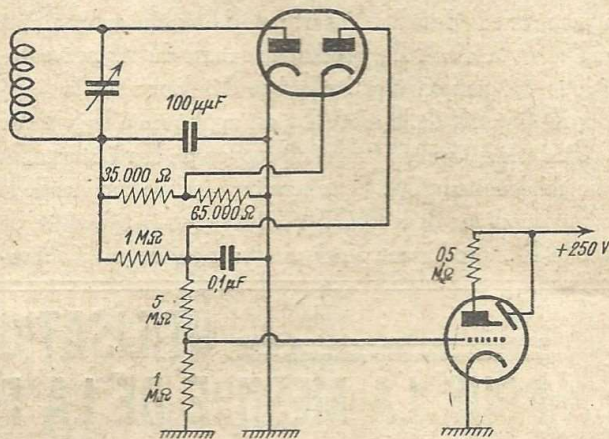


FIG. 4. — Montage complet pour la mesure d'une profondeur de modulation de 30 %. On utilise une double diode à cathodes séparées EB4, et un trèfle cathodique EM1.

On couple le circuit de mesure au C. O. de l'hétérodyne ou de l'émetteur de mesure, de manière que le trèfle accuse une certaine déviation. On augmente alors le couplage jusqu'à ce que le trèfle cathodique accuse une certaine déviation, puis on augmente la profondeur de modulation jusqu'à ce que la déviation du trèfle commence à augmenter.

Si on utilise un diviseur de tension en parallèle sur C, le rapport $\frac{R_1}{R_1 + R_2}$ doit être légèrement modifié. En effet, la tension aux bornes de C devient 6/7 de V_g . La profondeur 30 % est obtenue lorsque

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} \times 1,3 V_g = \frac{6}{7} V_g.$$

Donc

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{6}{7 \times 1,3} = 0,65.$$

On peut prendre, par exemple, $R_1 = 65.000 \Omega$ et $R_2 = 35.000 \Omega$. Il ne faudra pas mettre de valeurs beaucoup plus grandes parce que la cathode de la deuxième diode est reliée au point de jonction.

Pour d'autres profondeurs de modulation, il est nécessaire de prévoir d'autres valeurs qui doivent être calculées d'une manière analogue.

Pour la réalisation, on emploiera une double diode à cathodes séparées comme la EB4. De plus, on vérifiera que le dispositif fonctionne correctement en se servant d'un oscilloscope cathodique. Les tensions d'alimentation, qui sont de 6,3 V et 250 V, pourront être prises dans le montage même, où elles sont en général utilisées.

G.-A. HUGHES.